

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою
«Електронні компоненти і системи»
спеціальності 171 «Електроніка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Енергетична електроніка: Конспект лекцій [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: В. Я. Ромашко, Л. М. Батрак – Електронні текстові дані (1 файл: 5,11 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 117 с.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 8 від 24.06.2021 р.)
за поданням Вченої ради Факультету електроніки (протокол № 06/2021 від 22.06.2021 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Укладачі: *Ромашко Володимир Якович*, д-р. техн. наук, проф.
Батрак Лариса Миколаївна, канд. техн. наук, доц.

Відповідальний редактор *Вербицький Євген Володимирович*, канд. техн. наук, доц.

Рецензент *Артеменко М.Ю.*, д-р. техн. наук, проф., професор кафедри акустичних та мультимедійних електронних систем КПІ ім. Ігоря Сікорського

Курс лекцій містять теоретичні відомості, основні поняття і визначення з основ аналізу та розрахунку пристроїв енергетичної електроніки. У посібнику знайшли відображення галузі застосування силових електронних приладів та пристроїв, принципи їх побудови та функціонування. Розглядаються питання використання цих приладів для перетворення неелектричних видів енергії в електричну, комутації електричних кіл, перетворення та регулювання параметрів електричної енергії. Конспект лекцій складено з метою допомоги студентам при підготовці до занять, заліків та іспитів з розділів енергетичної електроніки. Видання підготовлене на кафедрі "Електронні пристрої та системи" і призначені для студентів спеціальності 171 «Електроніка», освітньої програми «Електронні компоненти і системи».

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

ЗМІСТ

ЛЕКЦІЯ 1. Електрична енергія. Способи одержання та використання....	4
ЛЕКЦІЯ 2. Хімічні джерела струму.....	11
ЛЕКЦІЯ 3. Перетворювачі параметрів електричної енергії та їх роль в енергетичній електроніці.....	17
ЛЕКЦІЯ 4. Силлові ключі на базі транзисторної структури	24
ЛЕКЦІЯ 5. Силлові ключі на базі тиристорної структури.....	31
ЛЕКЦІЯ 6. Загальна структура силових електронних пристроїв. Електрохімічна та енергетична дія струму.....	38
ЛЕКЦІЯ 7. Перетворювачі ведені мережею. Однопівперіодний випрямляч	44
ЛЕКЦІЯ 8. Визначення основних параметрів та характеристик однопівперіодного випрямляча.....	51
ЛЕКЦІЯ 9. Двопівперіодний та мостовий випрямлячі. Порівняння однофазних випрямлячів.....	58
ЛЕКЦІЯ 10. Робота випрямлячів на різні види навантажень. Трифазні випрямлячі.....	66
ЛЕКЦІЯ 11. Явище комутації у випрямлячах. Керовані випрямлячі.....	73
ЛЕКЦІЯ 12. Регулятори змінної напруги. Безпосередні перетворювачі частоти.....	82
ЛЕКЦІЯ 13. Фільтруючі та стабілізуючі пристрої автономні перетворювачі.....	89
ЛЕКЦІЯ 14. Імпульсні регулятори постійної напруги. Однотактні перетворювачі.....	97
ЛЕКЦІЯ 15. Автономні інвертори. Способи регулювання вихідної напруги та покращення її гармонічного складу.....	104
ЛЕКЦІЯ 16. Пасивні та активні згладжувальні фільтри.....	112
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	118

ЛЕКЦІЯ 1. Електрична енергія. Способи одержання та використання

1.1. Основні визначення

Енергетика - галузь наук та техніки, що займається питаннями одержання, передавання, перетворення та використання різних видів енергії та енергетичних ресурсів.

Електроніка - галузь науки та техніки, яка вивчає фізичні процеси, пов'язані з протіканням електричного струму у вакуумі, газі та твердому тілі, а також займається розробкою та використанням компонентів, приладів та пристроїв принцип дії яких заснований на використанні зазначених явищ.

Прилади та компоненти електроніки найчастіше використовуються як елементи електричних кіл *електронних схем*.

Основним призначенням більшості приладів та компонентів електроніки є вплив на силу електричного *струму* що протікає в електричному колі. Цей вплив відбувається під дією деякого *керуючого фактора* (рис. 1.1). Керуючим фактором може бути будь-яка фізична дія (світло, тепло, звук, тиск, магнітне поле та ін.) або електричний сигнал (струм або напруга, що подається на спеціальний електрод керування) (рис. 1.1).



Рис. 1.1

З позицій ТЕК більшість приладів електроніки є керованими опорами, опір яких можна регулювати за допомогою деякого керуючого фактора. Якщо при плавній зміні керуючого фактора опір прилада, а отже і протікаючий через нього струм змінюється також *плавно*, кажуть, що відбувається безперервне регулювання струму. Можливі випадки, коли при плавній зміні керуючого

фактора опір прилада змінюється стрибкоподібно від $R_{\min} \rightarrow 0$ до $R_{\max} \rightarrow \infty$ або навпаки. Очевидно, що такий прилад подібний до перемикача (ключа S), який під дією керуючого фактора переходить із замкненого струму в розімкнений, або навпаки. При цьому також можливе регулювання потоку енергії, що проходить через ключ. такий спосіб регулювання називають *імпульсним*, а регулюючий елемент - *керуваним ключем*.

1.2. Основні класи електронних схем

Для того, щоб відрізнити характер використання фізичного процесу вводять поняття *сигнал*. *Сигнал* - це зміна фізична величина, яка відображує якесь повідомлення.

При використанні приладів електроніки, дія на силу електричного струму, що протікає в електричному колі, може мати дві *мети*:

1) зміна параметрів струмів та напруги, які є електричними сигналами, для перетворення (обробки) інформації, яку вони відображують.

2) дія на потік електричної енергії, що передається від джерела енергії до споживача з метою зміни її параметрів для забезпечення оптимального режиму роботи споживачів електричної енергії.

Відповідно до цього пристрої електроніки ділять на два великі класи:

1. пристрої *інформаційної* електроніки;
2. пристрої *енергетичної* електроніки.

Враховуючи широке використання електронних пристроїв в сучасному суспільстві та їх важливе значення пристрої інформаційної електроніки розглядають як "мозок" сучасної цивілізації, а пристрої енергетичної електроніки її "м'язи".

1.3. Електрична енергія

Способи одержання та використання електричної енергії

У порівнянні з іншими видами енергії, електрична енергія має такі переваги:

- 1) порівняно просто може бути одержана шляхом перетворення інших видів енергії;
- 2) може передавати на значні відстані з невеликими втратами;
- 3) легко ділиться і розподіляється між різними споживачами;
- 4) досить просто перетворюється в інші види енергії.

Таким чином, за допомогою електричної енергії можна використовувати та транспортувати різні види енергії, які існують, або накопичені в природі (енергія палива, вітру, сонця, падаючої води).

Споживачі одержують електричну енергію від пристроїв, які називають *джерелами електричної енергії*. Фактично ці пристрої не є джерелами електричної енергії, а лише перетворюють інші види енергії в електричну. Тому їх часто називають *джерелами електроживлення* (первинними).

У загальному випадку система електропостачання має структуру наведену на рис. 1.2.

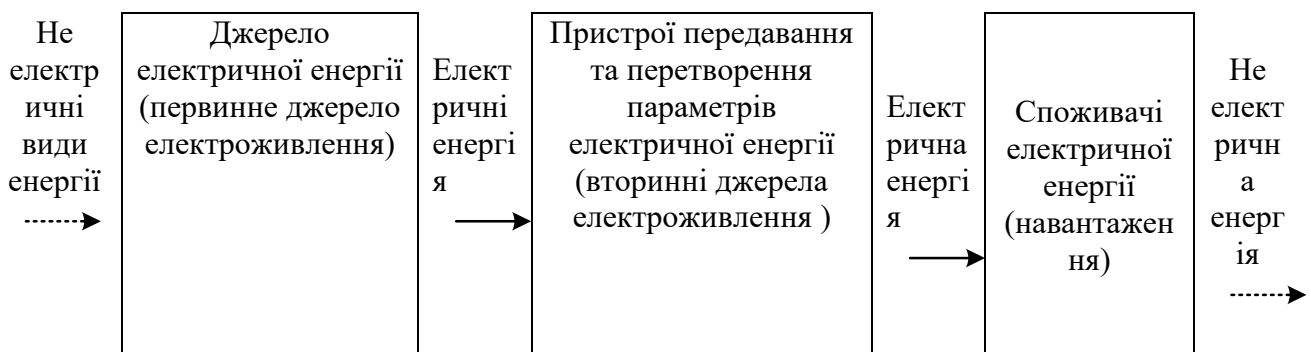


Рис. 1.2.

Коротко розглянемо основні елементи системи електропостачання.

1.4. Джерела електричної енергії

Електростанції (мережі змінного струму)

На сьогодні переважна кількість електричної енергії виробляється централізовано на електростанціях за допомогою *електромашиинних* генераторів, які перетворюють *механічну* енергію в електричну.

Основні типи електростанцій: ГЕС, ТЕС, АЕС. Одержання електричної енергії на теплових та атомних електростанціях пов'язано з кількарізковими перетвореннями енергії (рис. 1.3).



Рис. 1.3.

У зв'язку із цим ККД таких електростанцій порівняно невисокий ($\approx 30\%$). На електростанціях електрична енергія виробляється у вигляді 3-и фазного змінного струму частотою 50 (60) Гц.

При використанні *постійного* струму не може бути вирішена задача централізованого виробництва та розподілу електричної енергії. Використання *змінного* струму спрощує задачу розподілу електричної енергії за рахунок можливості використання трансформаторів.

Однофазний змінний струм не задовольняє вимогам промислового виробництва електричної енергії. Зокрема, при передаванні однофазного змінного струму на великі відстані нераціонально використовуються лінії електропередачі, оскільки потужність, що передається, пульсує у часі (рис. 1.4).

При використанні трифазної системи змінного струму трифазний генератор виробляє при однакові напруги (рис. 1.5), які зміщені одна відносно одної на $T/3$ (120°) (рис. 1.6).

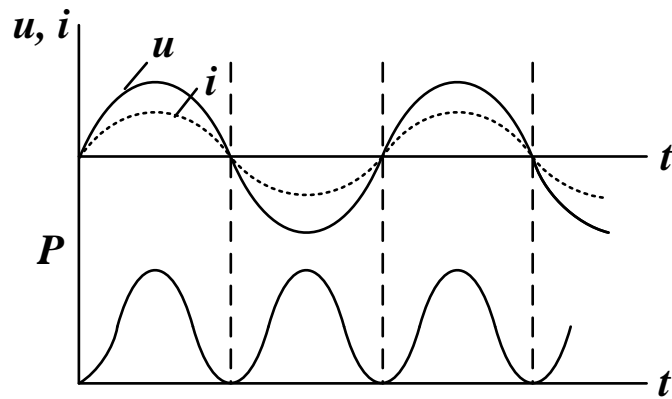


Рис. 1.4.

Ці напруги можна використовувати окремо, підключаючи до кожної фази своє навантаження. Однак при цьому, для з'єднання генератора з навантаженнями буде необхідно g провідників. В той же час, для симетричної трифазної системи напруг завжди виконується важлива умова: в будь-який момент часу алгебраїчна сума напруг окремих фаз $u_A + u_B + u_C = 0$.

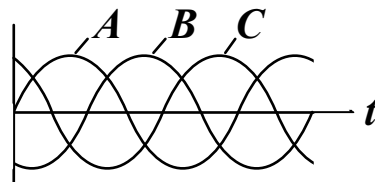


Рис. 1.5.

З урахуванням цього, на практиці, ці джерела напруги з'єднують зіркою або трикутником.

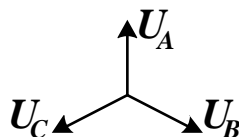


Рис. 1.6

Якщо таким же чином з'єднати між собою і навантаження, то для зв'язку генератора з споживачами буде необхідно уже не g , а 3 або 4 провідники.

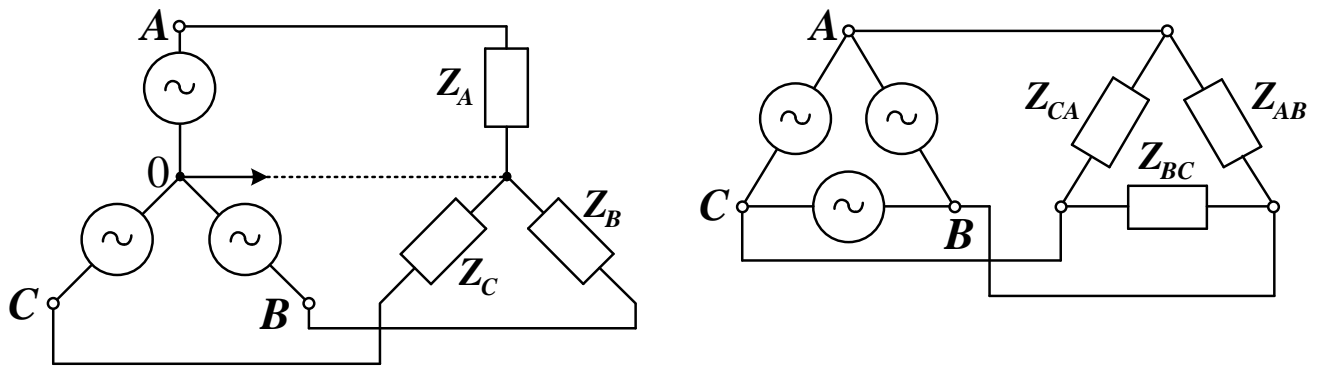


Рис. 1.7

Іншою перевагою трифазної системи змінного струму є те, що у будь який момент часу *сумарна потужність*, що передається трьома фазами, є *сталю* величиною тільки для симетричного навантаження.

При передаванні електричної енергії на значні відстані частина цієї енергії втрачається за рахунок розсіювання у вигляді тепла на активних опорах провідників ліній електропередачі. Оскільки втрати потужності на активному опорі пропорційні квадратові протікаючого струму ($P=i^2r$), ту ж саму потужність $P=UI$ більш вигідно передавати при підвищених напругах (менших струмах). З урахуванням цього уточнена структура системи електропостачання має наступний вигляд (рис. 1.8).

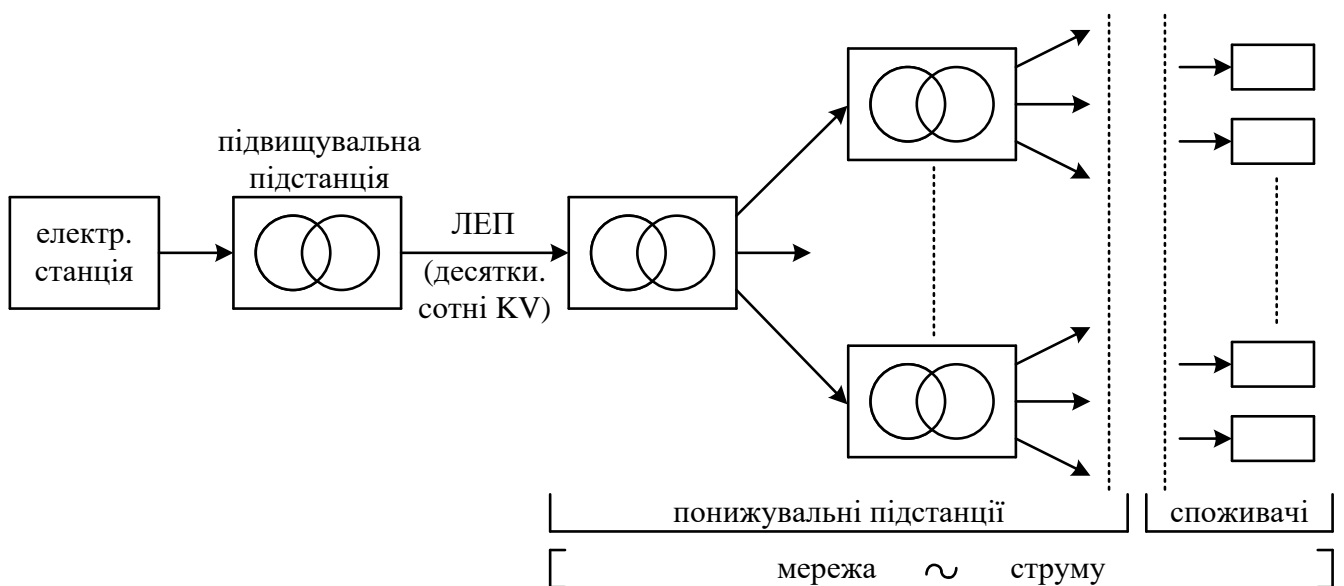


Рис. 1.8

Електрична енергія, що виробляється на електростанції, подається на підвищувальну підстанцію, де напруга, за допомогою трансформаторів, підвищується до десятків - сотень к V. У такому вигляді електрична енергія передається через лінію електропередачі.

На стороні споживачів стоять понижуючі підстанції на яких напруга поступово понижується і розподіляється між різними споживачами.

Таким чином формується *мережа змінного струму*. Використовуючи трансформатори кожен споживач може одержати необхідну величину змінної напруги.

За відсутності мережі змінного струму може бути використана автономна система електропостачання, яка складається з двигуна внутрішнього згорання, на валу якого встановлено електромашинний генератор однофазного або 3 фазного струму.

Подібні системи електропостачання використовують і на рухомих об'єктах (літаки, кораблі). З метою зменшення масогабаритних показників трансформаторів та інших реактивних елементів на подібних об'єктах використовують підвищену частоту змінного струму (400 або 1000 Гц).

Запитання

1. Енергетика та електроніка, як галузі науки та техніки.
2. Основні класи електронних схем та їх відмінність.
3. Переваги електричної енергії у порівнянні з іншими видами енергії.
4. Чому термін «джерело електричної енергії» не є коректним?
5. Які елементи містить система електропостачання?
6. Чому на електростанціях електричну енергію виробляють у вигляді 3-и фазного змінного струму?
7. Чому при передавання електричної енергії на далекі відстані використовують підвищену напругу?
8. Який чином формується мережа змінного струму?

ЛЕКЦІЯ 2. Хімічні джерела струму

Історично, першими джерелами електричної енергії були саме хімічні джерела струму (гальванічні елементи).

Хімічне джерело струму (ХДС) - це пристрій, в якому хімічна енергія активних матеріалів, при протіканні розділених у просторі окислювально-відновних процесів, безпосередньо перетворюється в електричну енергію.

Кожне ХДС містить два електроди, які є провідниками 1-го роду, та електроліт, який є провідником 2-го роду.

Як електроліт можуть використовуватись розчини кислот лугів та солей.

Сукупність активних матеріалів електродів та електроліту, на основі яких побудовано ХДС, називають його *електрохімічною системою*.

Не зважаючи на більш ніж столітню історію, ХДС продовжують широко застосовуватись. Розвиток та покращення їх характеристик досягається за рахунок застосування нових матеріалів для електродів та електроліту, а також вдосконалення конструкції та технології виготовлення.

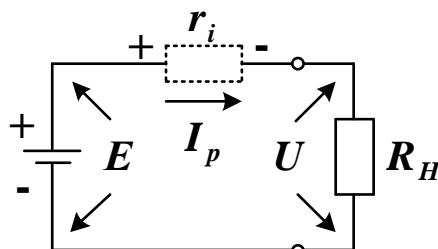


Рис. 2.1

Різниця потенціалів між зовнішніми виводами електродів ХДС при відключеному навантаженні називається *електрорушійною силою*, або ЕРС ХДС. При підключенні навантаження R_H і протіканні розрядного струму I_p (рис. 2.1.), напруга U на зовнішніх виводах зменшується за рахунок падіння частини напруги на внутрішньому опорі ХДС

$$U = E - I_p r_i . \quad (2.1)$$

В процесі розряду ХДС його внутрішній опір зростає, а вихідна напруга U зменшується. Від різних типів ХДС можна одержати різну кількість електрики.

Кількість електрики (заряд) який може віддати ХДС при його розряджанні номінальним струмом до певної допустимої напруги кінця розряду $U_{p.кін.}$ називається ємністю ХДС

$$Q_p = I_p t_p \text{ [A. год]}, \quad (2.2)$$

де t_p - час розряджання. Якщо помножити ємність ХДС на середню напруги розряду $U_{p.ср.} = (U_{поч.} + U_{кінц.})/2$, одержимо кількість *електричної енергії яку віддає ХДС при розряді*

$$W_p = Q_p U_{p.ср} = U_{p.ср} I_p t_p \text{ [Вт. год]}. \quad (2.3)$$

Ємність, енергія та внутрішній опір ХДС у першу чергу залежать від кількості використаних активних матеріалів.

Енергія, яку віддає ХДС, залежить від потужності, що відбирається (розрядного струму). Оскільки швидкість протікання хімічних реакцій є обмеженою. При швидкому розряджанні ХДС, не уся маса активних матеріалів встигає прореагувати. Тому енергія та заряд, що віддаються у навантаження, зменшуються.

Для порівняння ефективності різних типів ХДС використовують питомі характеристики по масі та об'єму

питома ємність	питома енергія
$Q_{num}^G = \frac{Q_p}{G} \left[\frac{\text{A. год}}{\text{кг}} \right];$	$W_{num}^G = \frac{W_p}{G} \left[\frac{\text{Вт. год}}{\text{кг}} \right]$
$Q_{num}^V = \frac{Q_p}{V} \left[\frac{\text{A. год}}{\text{л}} \right];$	$W_{num}^V = \frac{W_p}{V} \left[\frac{\text{Вт. год}}{\text{л}} \right].$

ХДС характеризуються величиною саморозряду, який оцінюють по зменшенню ємності за певний проміжок часу (місяць, рік). При підвищенні t^o саморозряд збільшується.

Усі ХДС діляться на:

- джерела одноразового використання (гальванічні елементи).
- джерела багаторазового використання (акумулятори).

Хімічні реакції, що відбуваються в гальванічних елементах, мають *необоротний* характер. В акумуляторах хімічні реакції мають *оборотний* характер. Спочатку електрична енергія зовнішнього джерела в акумуляторі перетворюється в хімічну (зарядження акумулятора). При протіканні від акумулятора струму у зовнішнє коло, накопичена хімічна енергія перетворюється в електричну (розрядження акумулятора). Зарядження та наступне розрядження акумулятора називається *циклом*. Термін використання акумулятора визначається кількістю циклів заряд-розряд.

Заряд та енергія, які витрачаються при заряджанні акумулятора завжди є більшими від одержаних при їх розряджанні.

Відношення

$$\eta_a = \frac{Q_p}{Q_3}; \quad \kappa \approx 0,85; \quad \lambda \approx 0,65; \quad \text{називають віддачею по ємності.}$$

$$\text{а } \eta_a = \frac{W_p}{W_3}; \quad \kappa \approx 0,65; \quad \lambda \approx 0,45; \quad \text{називають віддачею по енергії.}$$

Найчастіше акумулятори використовують у двох режимах роботи: - заряд-розряд (рис. 2.2 а); - буферний (рис. 2.2 б).

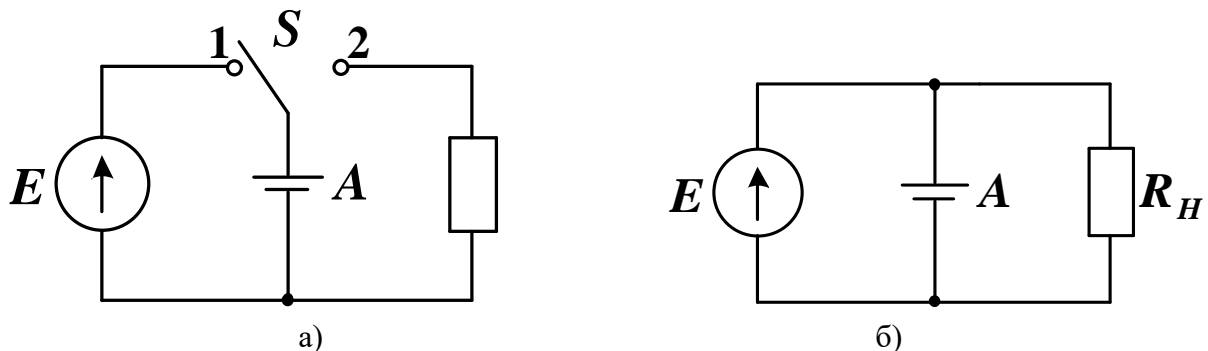


Рис. 2.2.

При роботі акумулятора в буферному режимі споживач одержує електричну енергію від зовнішнього джерела постійного струму E (генератора,

або випрямляча), а акумулятор A підключено паралельно до споживача R_n . ЕРС акумулятора має бути трохи меншою від напруги зовнішнього джерела енергії. За такої умови більшу частину часу акумулятор не розряджається на навантаження, а перебуває в режимі *підзаряду* (через нього протікає невеликий струм $I_{\text{підз.}} = (0,1 \dots 0,01) I_{\text{зар.ном}}$, який компенсує саморозряд акумулятора.

Коли ж енергії зовнішнього джерела недостатньо, або вона відсутня, акумулятор переходить в режим розряду. Подібний режим роботи акумулятора використовується в автомобілях, резервних та нетрадиційних джерелах живлення (сонячні батареї, вітрогенератори та ін.)

Один елемент ХДС дає ЕРС в діапазоні (1 ... 2)В (літєві елементи - до 4В). Для одержання більших напруг або струмів використовують послідовне або паралельне з'єднання елементів. При цьому необхідно пам'ятати, що при такому з'єднанні елементів відповідним чином з'єднуються і їх *внутрішній опори*. Найчастіше ХДС класифікують або за назвою матеріалу електродів (гальванічні елементи) або за типом електроліту (акумулятора).

2.1. Сучасні хімічні джерела струму

До сучасних хімічних джерел струму можна віднести наступні види.

I. Гальванічні елементи (основні типи)

1. Вугільно-цинкові (марганцево цинкові - МЦ)

- невисока вартість

- питома енергія 50 Вт.год/кг;
- малий термін зберігання (6 міс.);
- значне значення напруги при розряджанні;
- зменшення ефективності при низьких t° .

2. Лужні елементи (МЦ - *alkaline*)

- герметичні;
- зменшений саморозряд (5%/міс.);
термін зберігання > 18 міс.

3. Літійові елементи (Li)

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> - значний термін зберігання (10 років - 85% ємн.); - питома енергія (200...300) Вт(кг); - широкий діапазон робочих t°. | <ul style="list-style-type: none"> - складна технологія; - висока вартість; - вибухонебезпечні при порушенні герметичності. |
|--|--|

4. Ртутно - цинкові (РЦ) (за параметрами подібні до лужних)

- | | |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> - висока механічна міцність; - малий саморозряд (< 5%/міс.); - питома енергія 100 Вт.год/кг; - термін зберігання > 18 міс. | <ul style="list-style-type: none"> - непрацездатні при $t^{\circ} < 0^{\circ}$; - ртуть - отруйна речовина. |
|---|---|

II. Акумулятори

У залежності від виду електроліта

- кислотні (H₂SO₄);
- лужні (KOH).

На сьогодні для живлення автономних пристроїв найбільш широко використовують електрохімічні системи акумуляторів наведені в табл. 2.1., де С номінальна ємність XDC.

Таблиця 2.1.

	Тип акумулятора	познач.	кількість циклів	U/елем.	номінальний струм	
1.	Свинцево-кислотні герметичні	SLA	200-500	2.0	0.2С	
2.	Нікель – кадмієві	NiCd	1500-2000	1.25	>2С	(45...65) Вт.г./кг
3.	Нікель - метал гібридні	NiMH	500	1.25	(0.5...1)С	
4.	Літій – іонні	Li-ion	500-1000	3.6	<1С	
5.	Літій – полімерні	Li-poi	100-150	2.7	0.2С	будь яка форма

Застосування: кислотні SLA - стартерні, тягові, стаціонарні пристрої.

Лужні - мобільні пристрої (сотові телефони, радіостанції, радіотелефони, портативні комп'ютери, відеокамери, цифрові фотоапарати та ін.).

2.2. Характеристика основних типів генераторів електричної енергії

На сьогодні існують генератори, які дають можливість перетворювати в електричну енергію практично будь-який інший вид енергії. Параметри електричної енергії, що виробляється, залежать від типу генератора, а також режиму його роботи. В табл. 2.2 перераховано основні типи електричних генераторів, а також параметри електричної енергії, що ними виробляється.

Таблиця 2.2.

	Генератор електричної енергії	Характер струму	Напруга на 1 елемент	Енергія, що перетворюється
1.	Електромашинний - електричні станції - автономні об'єкти	~ 3 ф 50Гц ~ 1 ф або 3 ф 400 або 1000Гц	з використанням трансформаторів будь-яка	механічна
2.	Хімічні джерела струму	=	(1...2) і до 4В	хімічна
3.	Паливні елементи	=	≈ 1В	хімічна
4.	Термоелектричний генератор	=	0,1В при $\Delta t^{\circ} = 100^{\circ}$	теплова
5.	Термоелектронний генератор	=	(1...2)В	теплова
6.	Фотогенератори (сонячні батареї)	=	≈ 0,5В	світлова
7.	Атомні батареї	=	одиниці кВ	ядерна

Запитання

1. Що таке електрохімічна система ХДС?
2. Причини залежності вихідної напруги ХДС від величини струму, що споживається.
3. Що таке ємність ХДС і від чого вона залежить?
4. Чому при великих розрядних струмах кількість енергії, яку можемо отримати від ХДС зменшується?
5. Що характеризує параметр питома ємність?
6. В чому відмінність гальванічних елементів від акумуляторів?
7. Що таке цикл роботи акумулятора?
8. Два основних режими роботи акумулятора.

ЛЕКЦІЯ 3. Споживачі електричної енергії

Електрична енергія, у порівнянні з іншими видами енергії, є найзручнішою для транспортування і розподілу між споживачами. В той же час більшість споживачів використовують електричну енергію для одержання з неї інших видів енергії. Кожен споживач для ефективної роботи потребує електричну енергію з певними параметрами та якісними показниками.

В табл. 3.1 перераховано найважливіші споживачі електричної енергії, а також вказано параметри, які забезпечують найбільш ефективну роботу цих споживачів.

Таблиця 3.1

	Споживач електричної енергії	Характер струму	Величина напруги	Особливі вимоги
1.	Електричний привід - = струму - ~ струму - асинхронний	= 1Ф ~ 3ф~	С, В С, В С, В	регулювання = U регулювання ~ U регулювання ~ U та f
2.	Електрохімія	=	Н	регул. = I , імп. та реверс. режими
3.	Електротермія - електричні печі опору - індукційний нагрів	=, ~ ~	Н, В С, В	регул. P регул. U та f
4.	Електроосвітлення - лампи розжарювання - люмінесцентні лампи - світлодіодні	=, ~ ~ =	Н, С С, В Н	регул. U регул. I та $\uparrow f$ регул. I
5.	Ел. живлення РЕА	=	Н	стабілізація U

Види напруг:

$U < 100\text{В}$ - низька (Н);

$100\text{ В} < U < 1000\text{ В}$ - середня (С);

$U > 1000\text{ В}$ - висока (В).

Порівняння параметрів електричної енергії, яку виробляють генератори (табл. 2.2), з параметрами, які необхідні різним споживачам (табл. 3.1) показує, що у багатьох випадках ці параметри не задовольняють споживачів.

3.1 Пристрої для перетворення та регулювання параметрів електричної енергії

Електрична енергія характеризується такими основними параметрами

- 1) величиною напруги U ;
- 2) силою струму I ;
- 3) частотою f ;
- 4) кількістю фаз m .

Трансформатори, що використовують для зміни величини напруги та струму є найпростішими перетворювачами параметрів електричної енергії. Однак, як видно з порівняння табл. 2.2 та 3.1, часто виникає необхідність перетворювати і інші параметри електричної енергії:

- \sim струм у $=$;
- $=$ струм у \sim ;
- \sim струм з частотою f_1 у \sim струм з частотою f_2 ;
- кількість фаз \sim струму m ;
- регулювання величини $=$ та \sim I та U ;
- стабілізація величини I або U ;
- зміна форми $i(t)$ або $u(t)$.

Перетворювач електричної енергії (перетворювач) - пристрій, призначений для перетворення та регулювання параметрів електричної енергії (рис. 3.1), де ПДЕЖ – первинне джерело електроживлення, ВДЕЖ – вторинне джерело електроживлення

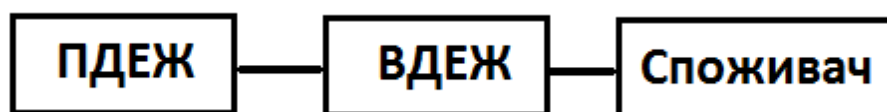


Рис. 3.1.

Часто саме перетворювач виступає у ролі джерела електроживлення споживачів. На відміну від *первинних* джерел, які перетворюють неелектричні види енергії в електричну, перетворювачі називають *вторинними* джерелами, які перетворюють електричну енергію одного виду в електричну енергію іншого виду. На ранніх етапах розвитку електроенергетики задача перетворення параметрів електричної енергії вирішувалась шляхом проміжного перетворення електричної енергії в інші види енергії (найчастіше в механічну).

На сьогодні пристрої для перетворення параметрів електричної енергії будують на основі електронних схем з використанням *силових* н/п приладів, що працюють в *ключовому* режимі. Ці пристрої утворюють особливий самостійний клас електронних схем - *силові* електронні схеми (силова схемотехніка).

3.2. Керований ключ - базовий елемент силовій (енергетичній) електроніки

Принципи побудови приладів та схем в інформаційній та енергетичній електроніці аналогічний.

Однак напівпровідникові прилади в пристроях енергетичної електроніки, як правило, працюють в колах з підвищеними струмами та напругами. Тому вони мають низку конструктивних та технологічних особливостей. У зв'язку із цим ці прилади виділяють в окремий клас силові напівпровідникові прилади, а пристрої енергетичної електроніки часто називають *силовими електронними* пристроями. Найчастіше ці пристрої призначено для пропускання значних потоків енергії. Тому, на відміну від пристроїв інформаційної електроніки, ККД є одним з *найважливіших* параметрів таких пристроїв. Для забезпечення високого ККД, силові н/п прилади в цих пристроях, як правило, працюють в режимі *ключа*.

Ідеальний ключ (рис. 3.2.) характеризується такими параметрами:

$$r_{ввм} = 0; r_{вим} = \infty; t_{пер} = 0; P_{кер} = 0.$$

У зв'язку із цим електричне коло, що складається з джерела напруги E , ідеального ключа S та навантаження R_H (рис. 3.3) при регулюванні потоку енергії в навантаження матиме ККД = 100%, оскільки в ідеальному ключі відсутні втрати енергії.

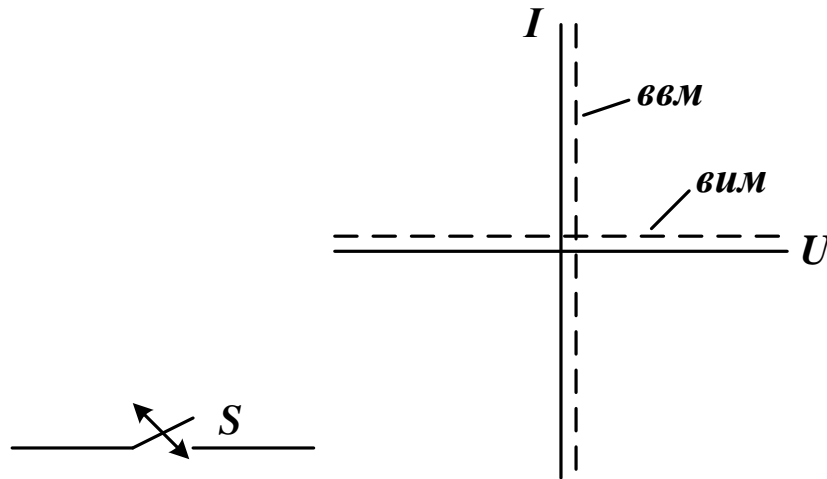


Рис. 3.2

Якщо як регулюючий елемент використовують керований опір R (рис. 3.4), ККД завжди буде $< 100\%$, оскільки частина енергії втрачається на регулюючому опорі R

$$ККД = \frac{P_H}{P} = \frac{I^2 R_H}{I^2 (R + R_H)} = \frac{R_H}{R + R_H} < 1. \quad (3.1)$$

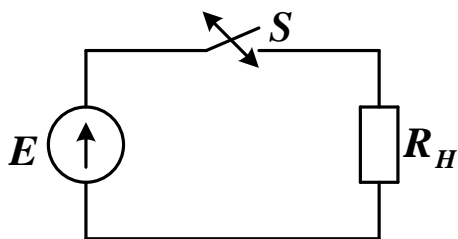


Рис. 3.3.

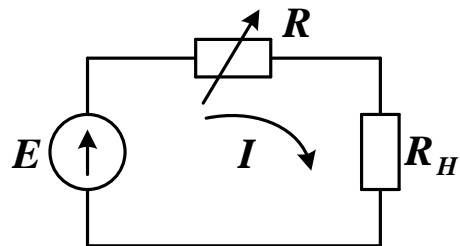


Рис. 3.4.

В реальних силових пристроях, як керовані ключі, використовують різні типи силових н/п приладів, що працюють в ключовому режимі. Оскільки такі

прилади не є ідеальними ключами, ККД цих пристроїв завжди $< 100\%$, однак є досить високим і як, правило, перевищує $(80 \dots 90)\%$.

Важливою особливістю силових напівпровідникових приладів, що використовуються як керовані ключі, є те, що переважна більшість з них має вентильні властивості.

Електричні вентиль - це прилад, опір якого *суттєво* залежить від величини або полярності прикладної напруги.

В теорії електричних кіл поряд з ідеалізованими R , L та C елементами, а також джерелами струму та напруги J та E вводять також ідеальний вентиль V та ключ S (рис. 3.5), параметри яких розглянуто вище.

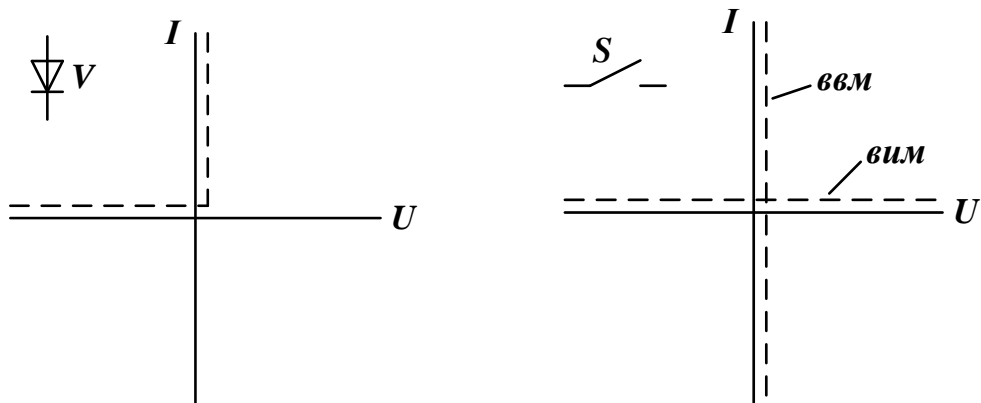


Рис. 3.5.

Подальший прогрес у силовій електроніці в значній мірі пов'язаний з розробкою та застосуванням нових та вдосконалених існуючих силових керованих приладів, які б за своїми властивостями максимально наближались до *ідеальних ключів*.

3.3. Ключові та вентильні властивості сучасних силових напівпровідникових приладів

3.4.1. Напівпровідниковий діод

Напівпровідниковий діод, або силовий вентиль $I_A \geq 10$ А, є найпростішим вентильним елементом електричного кола, зовнішні виводи якого називаються анодом (А) та катодом (К) (рис. 3.6).

Якщо до діода прикласти пряму напругу ($U_A > U_{пор}$) опір діода стає дуже малим. У такому режимі діод еквівалентний замкненому ключу S . Якщо ж до діода прикладено зворотну напругу ($U_A \leq 0$), його опір стає дуже великим і діод еквівалентний розімкненому ключу.

Реальні діоди здатні витримувати зворотну напругу, що не перевищує певну величину $U_{проб}$ – напругу пробивання. Якщо ця напруга буде перевищена, зворотній струм через діод різко зростає, тобто діод втрачає *вентильні* властивості. Таким чином, за своїми властивостями силовий вентиль наближається до ідеального з урахуванням наступних відмінностей

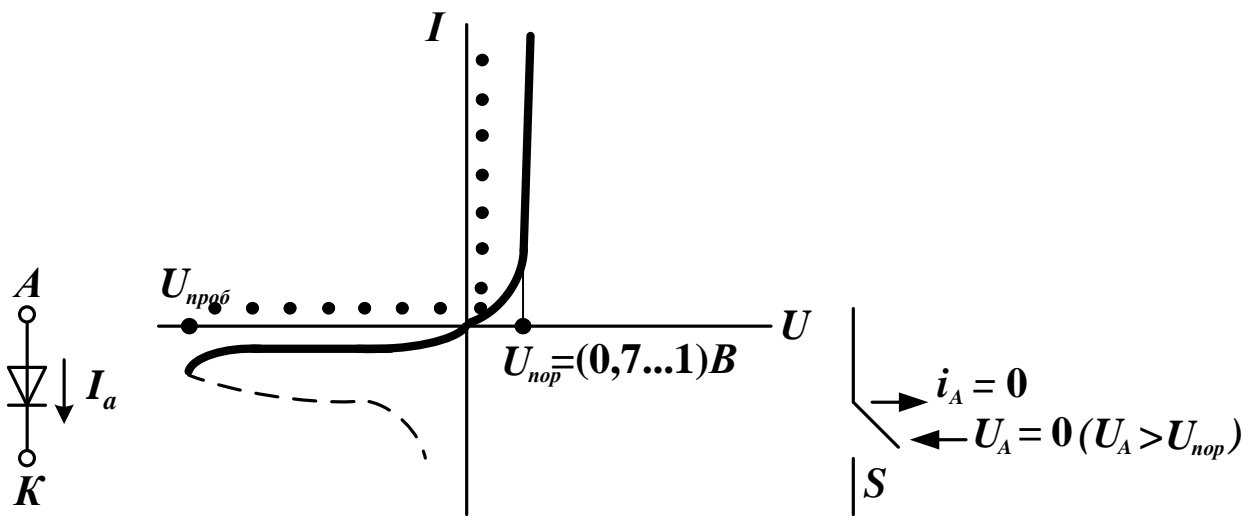


Рис. 3.6.

$$r_{пр} \rightarrow 0, \text{ а не } = 0; r_{зв} \rightarrow \infty, \text{ а не } = \infty; t_{пер} \rightarrow 0, \text{ а не } = 0; U_{проб} < \infty.$$

З урахуванням цього у багатьох випадках силовий діод можна розглядати як ідеальний вентиль, який пропускає струм лише в одному напрямку.

Запитання

1. Порівняння основних типів генераторів електричної енергії.

2. Найважливіші класи споживачів електричної енергії та їх вимоги до її вимоги до її параметрів.

3. Найважливіші параметри електричної енергії.

4. Що таке перетворювач і чому його називають вторинним джерелом електроживлення?

5. Чому сучасні перетворювачі параметрів електричної енергії будують на базі керованих ключів?

6. Ідеальний ключ: умовне позначення, ВАХ та основні параметри.

7. Ідеальний вентиль: умовне позначення, ВАХ та основні параметри.

8. Силовий діод (вентиль). Порівняння з ідеальним вентиляем.

ЛЕКЦІЯ 4. Силлові ключі на базі транзисторної структури

4.1. Біполярний транзистор

Біполярні транзистори (ВТ) призначений для роботи при підвищених струмах ($I_k \geq 10$ А), а також при підвищених напругах, називаються *силловими*. Електродами силового кола ВТ є емітер та колектор, керуючий електрод – база (рис. 4.1).

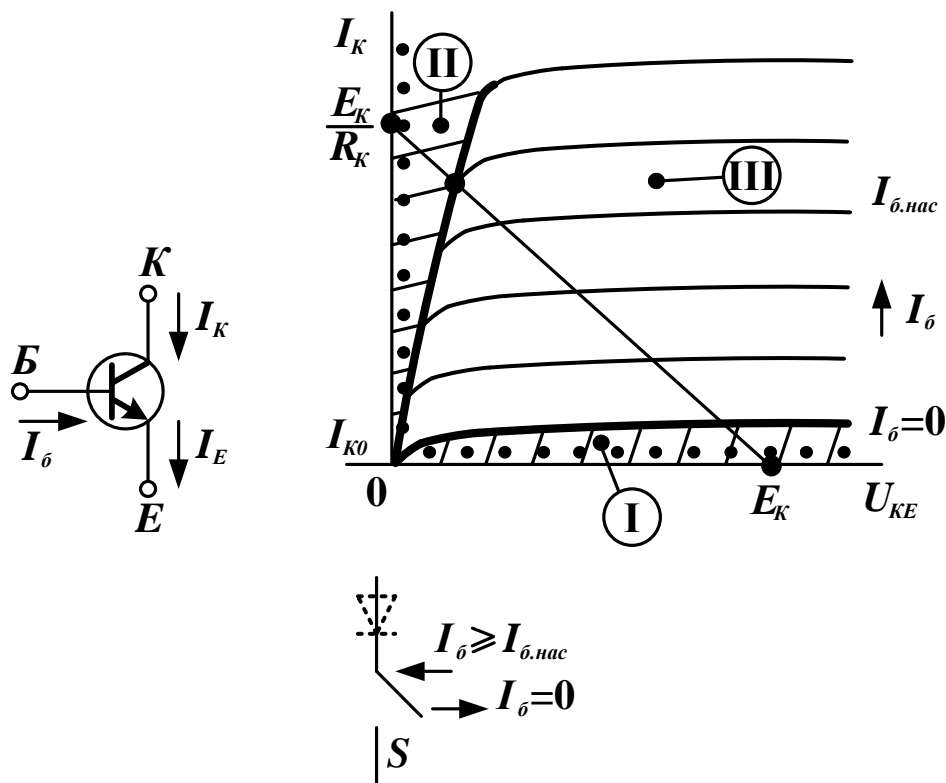


Рис. 4.1.

При зміні струму керування (струму I_B) ВТ може перебувати в одному з трьох режимів.

I. Режим відсічки. Має місце при $I_B = 0$. У цьому режимі емітерний та колекторний переходи закриті. Опір силового кола є дуже великим і через нього протікає незначний за величиною тепловий струм I_{C0} . Вважають, що в

цьому режимі транзистор є повністю закритим що еквівалентно розімкненому ключу S .

II. Режим насичення. Має місце за умови, що струм бази є більшим певної величини $I_{\bar{o} \text{ нас}}$ - струму бази насичення (рис. 4.2).

$$I_{\bar{o}} = I_{\bar{o} \text{ нас}} \cong \frac{E_k}{R_k \beta}; \quad \beta = \frac{I_k}{I_{\bar{o}}}.$$

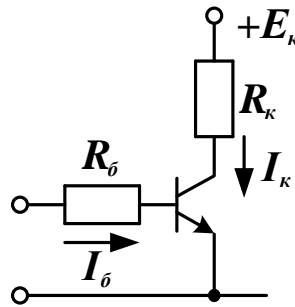


Рис. 4.2

У цьому режимі обидва $p - n$ переходи є відкритими. Опір силового кола є незначним. При цьому струм через транзистор обмежується лише опором навантаження R_k

$$I_k \approx E_k / R_k.$$

Вважають, що в режимі насичення транзистор є повністю відкритим, що еквівалентно замкненому ключу S . Для надійного насичення транзистора його базовий струм має бути величини $I_{\bar{o}} > I_{\bar{o} \text{ нас}}$.

Відношення реального струму бази до струму бази насичення називають коефіцієнтом насичення транзистора

$$k_{\text{нас}} = I_{\bar{o}} / I_{\bar{o} \text{ нас}}.$$

При $k_{\text{нас}} = 1$ транзистор перебуває на межі режиму насичення, але такий режим є нестійким. Тому в реальних пристроях коефіцієнт насичення вибирають в межах

$$k_{\text{нас}} = (1,5 \dots 2).$$

Режим роботи транзистора, при якому він по чергово перебуває в режимах насичення або відсічки називають імпульсним або ключовим.

При роботі в ключовому режимі транзистор можна розглядати як повністю керований ключ, який за допомогою керуючого електрода (бази) можна ввімкнути або вимкнути в задані моменти часу.

III. Активний режим

Має місце при струмах бази в діапазоні $0 < I_b < I_{b\text{нас}}$. У цьому режимі емітерний перехід є відкритим, а колекторний – закритим, струм колектору залежить від струму бази E

$$I_k = \beta I_b.$$

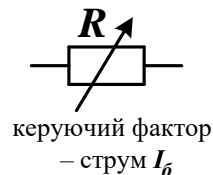


Рис. 4.3

При цьому транзистор еквівалентний керованому опору R , керуючий фактором для якого є електричний сигнал – струм бази I_b .

Переваги силових ВТ

1. Можливість роботи при значних струмах та напругах.
2. Незначні втрати потужності у ввімкненому стані.

Недоліки силових ВТ

1. Невисокий коефіцієнт передавання струму бази

$$\beta = \frac{I_k}{I_b} \leq 10.$$

Для забезпечення заданої величини $K_{\text{нас}}$ струм бази повинен мати значну величину. За рахунок цього втрати потужності в колі керування зростають, а вихідні каскади системи керування стають більш складними.

2. Підвищена чутливість до перевантаження, особливо в моменти перемикання. Для забезпечення безпечної траєкторії перемикання необхідно застосовувати спеціальні схеми та пристрої, що ускладнює силові каскади і зменшує їх ККД.

4.2. Польові транзистори (силові)

Польові транзистори - (MOSFET - metal oxide semiconductor field effect transistor) бувають різних типів. Для використання в якості силових керованих ключів найбільш зручними є польові транзистори типу МОН з наведеним (індукованим) каналом вертикального типу.

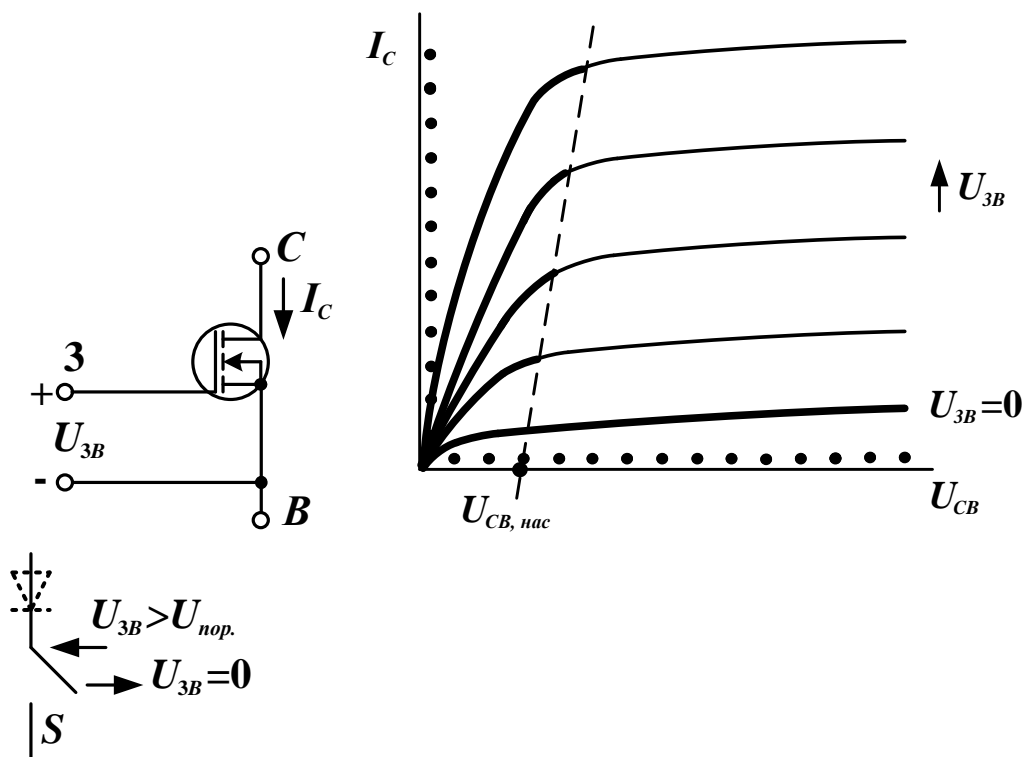


Рис. 4.3

При напрузі $U_{ZB} = 0$ транзистор перебуває у стані незначної провідності, що еквівалентно розімкненому стану ключа S . Для вмикання транзистора між Z та B необхідно подати позитивну напругу $U_{ZB} > U_{ПОР}$, де $U_{ПОР}$ – порогова

напруга вмикання (4...6) В. При роботі в режимі ключа МОН транзистор повинен працювати на початкових ділянках вихідних характеристик, де ще відсутнє насичення каналу ($U_{CB} < U_{CB \text{ нас}}$).

Переваги силових ПТ

1. Дуже великий вхідний опір кола керування.
2. Кращі, ніж у ВТ частотні властивості.
3. Вища ніж у ВТ стійкість до перевантажень.
4. Можливість паралельного з'єднання великої кількості ПТ без застосування вирівнювальних резисторів.

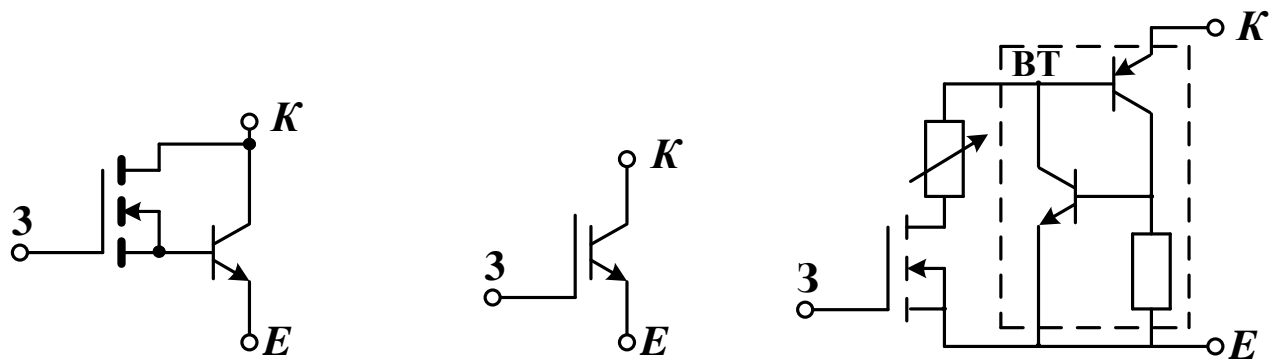
Основний недолік силових МОН транзисторів – значний залишковий опір каналу при високих робочих напругах. У зв'язку з цим, практично, силові польові транзистори використовують при робочих напругах $U < 600$ В.

ВТ та ПТ, як силові ключі, характеризуються рядом переваг та недоліків, причому переваги взаємно доповнюються, а недоліки взаємно компенсуються. З метою одержання ключового приладу, що поєднував би переваги обох типів транзисторів, було розроблено спеціальний тип ключового приладу, який є комбінацією ВТ та ПТ.

4.3. Біполярний транзистор з ізольованим затвором

Біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT – insulated gate bipolar transistor) - є результатом функціональної інтеграції польового МОН та біполярного транзисторів.

Силове коло IGBT складається з умовного ВТ. Коло керування включає МОН транзистор з наведеним каналом. При зміні напруги при затворі змінюється провідність каналу, а отже і струм через біполярну структуру.



а) Ідея побудови IGBT б) Умовне позначення в) Еквівалентна схема реальної структури

Рис. 4.4

Зауважимо, що з самого початку IGBT розроблялись як керовані ключі. Тому вони практично не призначені для роботи в активному режимі.

Завдяки своїй структурі IGBT об'єднують кращі якості BT та MOSFET:

- значний вхідний опір для сигналу керування;
- незначна потужність сигналу керування при значних струмах у силовому колі;
- малі динамічні та статичні втрати;
- високі робочі струми та напруги.

Силові ключі з використанням МОН структури у більшій мірі задовольняють вимоги, що ставляться до ідеальних ключів. Вони дають можливість перекрити значний діапазон струмів та напруг, що використовуються у сучасній силовій електроніці. Завдяки цьому вони в значній мірі витіснили силові ключі на BT.

Так MOSFET використовують в діапазоні напруг до 600 В, струмів до 100 А і частот до 100 кГц.

IGBT використовують в діапазоні напруг 600 ... 3500 В, струмів до 3000 А і частот перемикання до 10 ... 20 кГц.

Для комутації струмів понад 3000 А і напруг понад 3500 В використовують силові ключі на базі тиристорної *p-n-p-n* структури.

Запитання

1. Біполярний транзистор (БТ) та три режими його роботи.
2. Ключовий режим роботи БТ. Коефіцієнт насичення.
3. Переваги та недоліки силових БТ.
4. Особливості використання силових польових транзисторів в якості керованих ключів.
5. Переваги та недоліки силових ключів на базі MOSFET.
6. Принцип побудови біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) та їх переваги.
7. Області застосування MOSFET та IGBT в сучасній силовій електроніці.

ЛЕКЦІЯ 5. Силові ключі на базі тиристорної структури

5.1 Диністор

Диністор являє собою чотиришарову $p-n-p-n$ структуру, яка за своїм принципом дії є некерованим вентиляем (електрод керування відсутній).

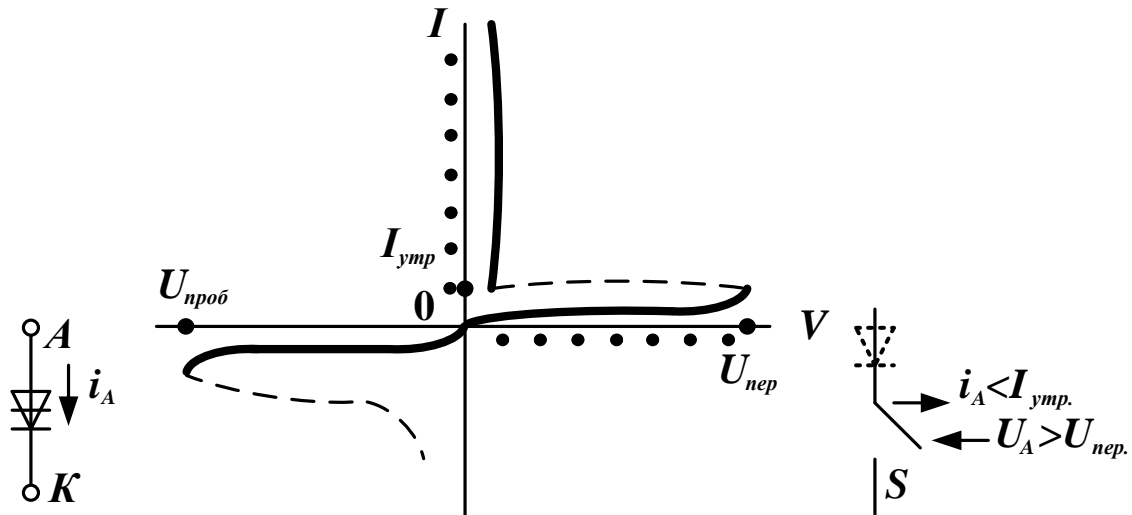


Рис. 5.1

У вихідному стані диністор має незначну провідність (еквівалентно розімкненому ключу). Якщо пряма напруга між анодом та катодом перевищить певну величину - напругу перемикання ($U_A > U_{\text{пер}}$), прилад дуже швидко переходить у стан високої провідності (еквівалентно замиканню ключа). У такому стані диністор перебуватиме доти, поки струм, що протікає через нього не стане меншим певної величини – струму утримування i ($i_A > I_{\text{утр}}$). При цьому диністор швидко переходить у стан низької провідності (ключ розмикається),

При зворотних напругах ($U_A < 0$) диністор практично не відрізняється від діода. Тому диністор іноді називають перемикаючим діодом, перемикання якого відбувається при певній величині прямої напруги.

За своїми властивостями диністор є типовим ключовим приладом, опір якого змінюється стрибкоподібно. Основна галузь застосування – порогові перемикачі.

5.2. Тиристор

Тиристор - є напівкерованим ключем. Він має два силові електроди – анод та катод, а також керуючий електрод.

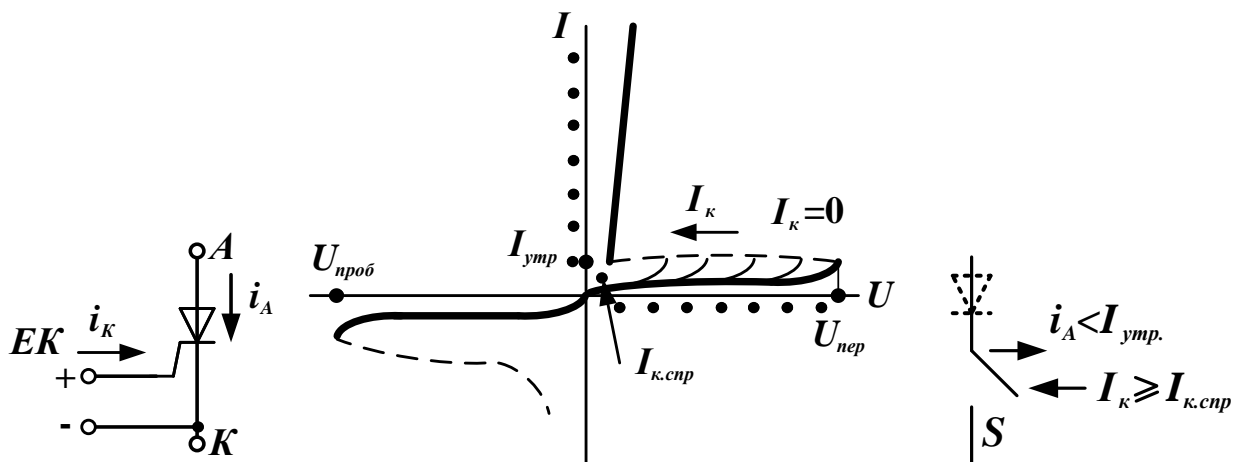


Рис. 5.2.

При відсутності струму керування ($I_k = 0$) тиристор практично не відрізняється від диністора і його перемикання відбувається при $U_A > U_{пер}$. При наявності струму керування ($I_k > 0$) напруга перемикання буде тим меншою, чим більший струм керування. При певній величині струму керування, яку називають струмом керування спрямляння ($I_{к\text{спр.}}$) тиристор включиться при будь-якій прямій напрузі $U_A > 0$. Процес перемикання тиристора відбувається дуже швидко (лавиноподібно) ($t_{вкл} \approx 1 \dots 5 \mu\text{s}$). Після перемикання тиристора струм керування не є необхідним і його можна припиняти. При цьому тиристор залишається у ввімкненому стані. Тому практично для керування тиристором використовують короткі імпульси струму параметри яких вказано на рис. 5.2.

На відміну від транзистора тиристор не може бути вимкнений за допомогою електрода керування. Умовою вимикання тиристора, як і диністора, є замикання анодного струму $i_A < I_{\text{утр}}$.

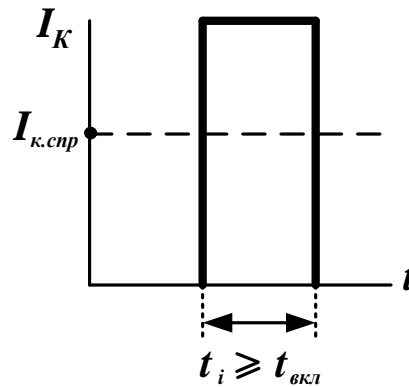


Рис. 5.3.

При роботі тиристора в колах змінного струму його вимикання відбувається природнім шляхом кожного разу, коли змінюється полярність протікаючого струму. При роботі тиристора в колах постійного струму для його вимикання треба використовувати спеціальний допоміжний пристрій – вузол примусової комутації. Таким чином тиристор є напівкерованим ключем, оскільки по колу керування його можна тільки ввімкнути. Тиристор з вузлом примусової комутації є аналогом повністю керованого ключа, який можна як ввімкнути, так і вимкнути за допомогою сигналу керування.

5.3. Двохопераційний тиристор

Двохопераційний тиристор (GTO – gate turn off) – це повністю керований тиристор, який можна як ввімкнути так і вимкнути за допомогою позитивного та негативного імпульсів струму, які подаються на керуючий електрод.

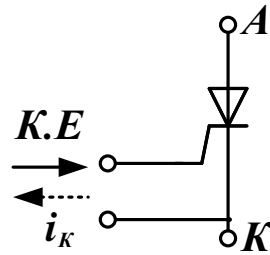


Рис. 5.3

Особливістю GTO є те, що потужність імпульсів вимикання має бути значно більшою від потужності імпульсів вмикання

$$(I_{\text{вим}} \approx I_A / (3 \dots 5)).$$

У вимкненому стані на керуючий електрод необхідно подавати напругу негативної полярності. Усе це ускладнює вихідні каскади системи керування. Останніми роками ведуться роботи по створенню двоопераційного тиристора з польовим керуванням (MCT – MOS controlled thyristor). Такий прилад поєднує переваги звичайного двоопераційного тиристора з незначною потужністю в колах керування.

Разом з IGBT MCT вважають найбільш перспективними ключовими приладами, які за своїми властивостями максимально наближаються до ідеальних ключів.

На сьогодні силові ключі на базі н/п приладів мають параметри, наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1.

параметр	SCR	Triac	GTO	GCT	MCT	MOSFET	IGBT
макс. U_K [В]	10000	800	6000	6000	1000	600	4500
макс. I_K [А]	4500	40	6000	4000	50	100	2000
f [кГц]	< 0.5	< 0.5	< 0.5	< 2	< 20	< 100	< 50
$U_{\text{пр}}$ [В]	1.9	1.4	4.0		1.1	3.2	3.2
керування I/U	I	I	I	I	U	U	U

Керовані колючі зі двосторонньою провідністю

Переважає більшість сучасних силових напівпровідникових приладів є *вентильними* елементами електричного кола, тобто призначені для пропускання струму тільки в одному напрямку. В той же час для роботи в ланцюгах змінного струму необхідні керовані ключі зі *двосторонньою* провідністю.

5.4. Симістор

Симістор (Triac-triod for alternating current) – це напівпровідниковий керований ключ, призначений для роботи в колах *змінного* струму.

Симістор являє собою п'ятишарову *p-n-p-n-p* структуру, яка еквівалентна двом зустрічно-паралельно з'єднаним тиристорам (рис. 5.4).

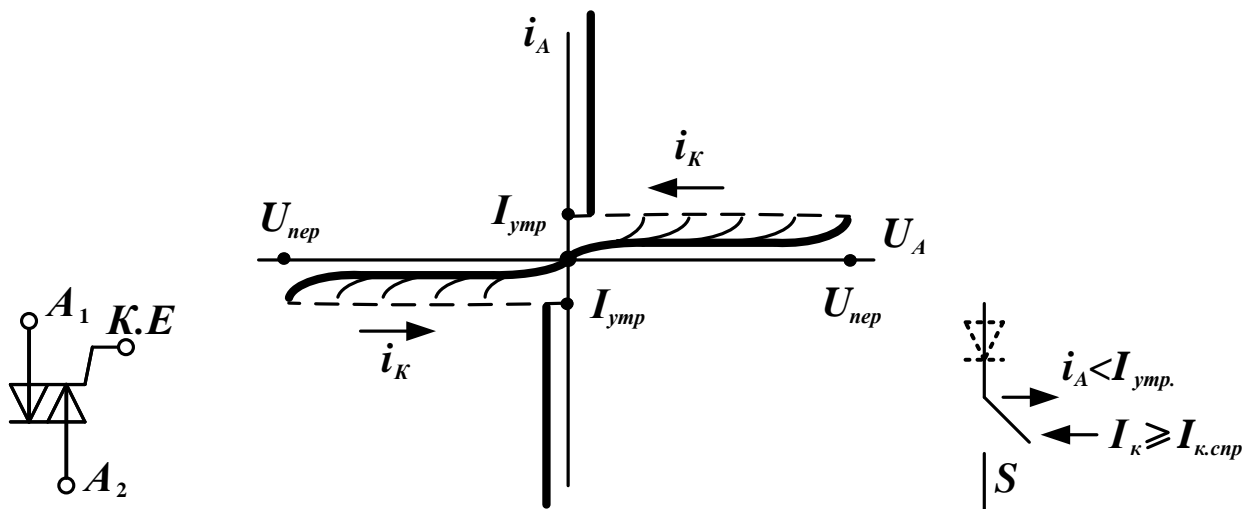


Рис. 5.4

Оскільки симістор призначено для роботи тільки в ланцюгах змінного струму, його вимикання відбувається природним шляхом кожного разу, коли полярність протікаючого струму змінюється на протилежну.

Симістори широко використовуються для безконтактної комутації струмів та напруг, а також їх регулювання у побутових пристроях, що живляться від мережі змінного струму.

5.5. Силлові ключі змінного струму на базі комбінації силових ключів з односторонньою провідністю

На рис. 5.5 наведено приклади силових ключів змінного струму на базі комбінації силових ключів з односторонньою провідністю.

Замість ВТ в цих схемах можна використовувати MOSFET або IGBT, а замість SCR – GTO або MCT.

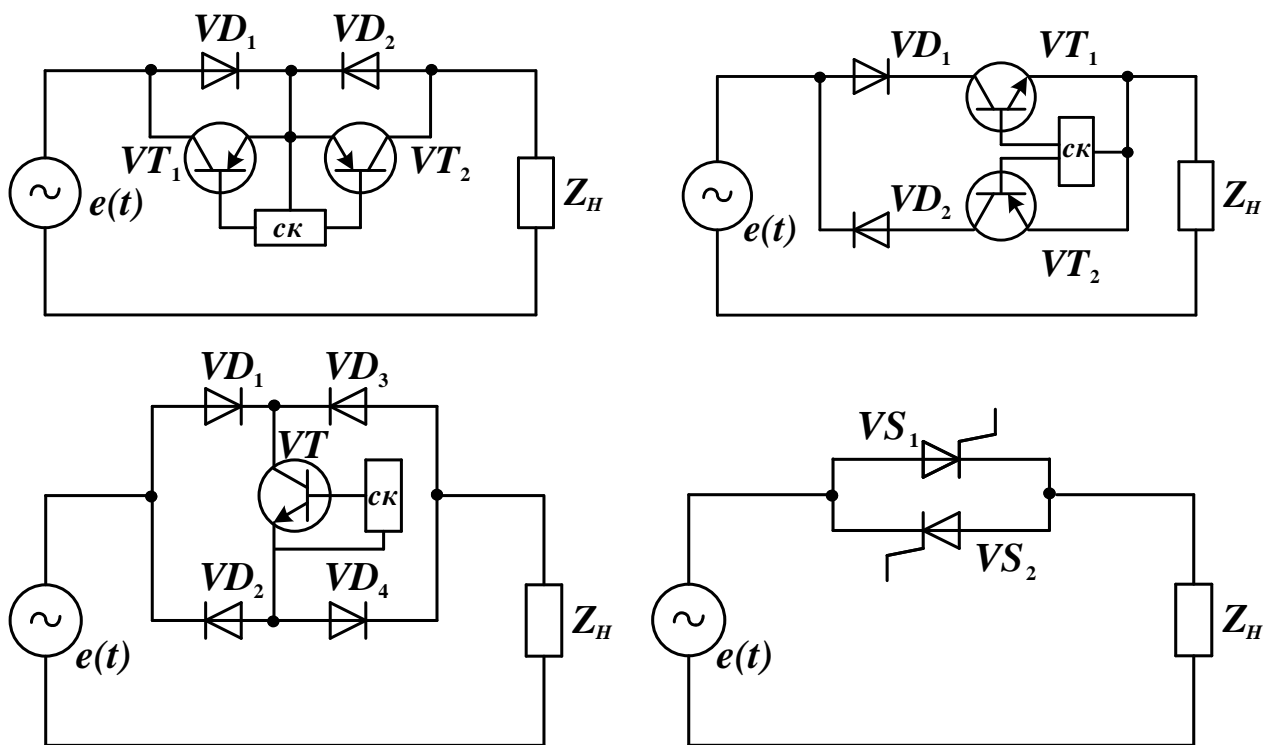


Рис. 5.5

Запитання

1. Чотиришарова р-п-р-п структура та особливості її роботи.
2. Диністор: умовне позначення, ВАХ та основні параметри.

3. Тиристор: умовне позначення, ВАХ, основні параметри.
4. Способи вмикання та вимикання тиристора.
5. Чому тиристор називають напівкеруваним ключем?
6. Двох операційний тиристор (GTO) та його відмінності від звичайних тиристорів.
7. Принцип побудови двоопераційних тиристорів з польовим керуванням.
8. Основні типи керуваних ключів з двосторонньою провідністю. Силові інтегральні модулі.

ЛЕКЦІЯ 6. СИЛОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МОДУЛІ

Особливістю силових електронних пристроїв є обмежена кількість стандартних схемотехнічних рішень, що в них використовуються. Це дає можливість об'єднувати в одному корпусі (модулі) кілька силових ключів, які з'єднано у відповідну схему (силова інтегральна схема - СІС).

При використанні силових ключів з польовим керуванням, які мають невеликі втрати потужності кіл керування, є можливість об'єднати в одному модулі силові ключі та кола їх керування (драйвери), а також пристрої діагностики та захисту.

При наявності в складі СІС інформаційних елементів, що виконують логічні операції, а також автоматично забезпечують певні режими роботи навантаження, діагностування та захист, такі пристрої одержали назву *інтелектуальні (розумні) силові інтегральні схеми (ІСІС)*. В англійській літературі це ІРМ (Intelligent (Smart) Power Moduls).

Використання РМ та ІРМ дає можливість у кілька разів зменшити масогабаритні показники та трудомісткість виготовлення, а отже і вартість обладнання при підвищенні його надійності. Зокрема, ІРМ можуть керуватись безпосередньо від мікропроцесорів, що значно розширює їх функціональні можливості. Тому ІРМ мають значний вплив на подальший розвиток силової електроніки.

Приклади схем, які доцільно реалізувати у вигляді силових модулів:

- силові ключі змінного струму (розглянуті вище);
- однофазні та багатофазні випрямлячі;
- інвертори та матричні перетворювачів та ін.

Області застосування силових електронних ключів

За своїми властивостями сучасні силові напівпровідникові прилади наближаються до ідеальних ключів.

Тому вони широко застосовуються для комутації струмів та напруг в електричних колах різного призначення. З цією метою можуть використовуватися різні типи силових ключів, зокрема

- механічні (вимикачі, перемикачі, рубильники);
- електромеханічні (реле, контактори, геркони);
- електронні (силові напівпровідникові прилади).

Переваги електронних ключів

1. Комутація здійснюється не за рахунок механічного замикання та розмикання контактів, а за рахунок впливу на фізичні процеси, що відбуваються в середині напівпровідникової структури (безконтактна комутація).

Тому відсутні такі негативні явища, як іскра, дуга, підгоряння та спрацьовування контактів, шум та вібрації.

2. Зміна стану ключа відбувається під дією електричного сигналу невеликої потужності. Тому процес керування ключами легко автоматизувати, зокрема використовуючи комп'ютери.

3. Гранична частота перемикання електронних ключів є значно вищою, ніж механічних та електромеханічних

- механічні – кілька Гц;
- електромеханічні – до 10 – 20 Гц;
- на базі тиристорної структури – одиниці кГц;
- на базі транзисторної структури - 20...100 кГц.

Недоліки електронних ключів

1. Кінцеве значення опору у ввімкненому та вимкненому стані ($r_{\text{вм}} \rightarrow 0$; $r_{\text{вим}} \rightarrow \infty$), що зменшує загальний ККД.

2. Наявність електричних зв'язків між силовими колом та колом керування. В приладах з оптроним керуванням (фотоприладах) цей недолік відсутній.

Загальна структура силових електронних пристроїв

В [18] (с. 305...323) розглянуто приклади силових електронних пристроїв різного призначення (розглянути самостійно). В той же час найважливішою галуззю застосування силових напівпровідникових приладів є пристрої, призначені для перетворення та регулювання параметрів електричної енергії, яка передається від джерела живлення до споживача. Для здійснення цієї функції в силовому полі вводять керувані ключі. Якщо ці ключі замикають та розмикають в певній послідовності (за певним алгоритмом), буде здійснюватись відповідне перетворення параметрів електричної енергії.

Головною відмінністю перетворювачів від інших типів силових електронних пристроїв є періодичний режим роботи керуваних ключів в силовому колі. Для забезпечення такого режиму керування пристрій повинен мати спеціальний пристрій – задаючий генератор. Роль задаючого генератора може виконувати також мережа змінного струму.

Загальна структура силових електронних пристроїв, зокрема перетворювачів, має вигляд наведений на рис. 6.1.

Основні елементи

Система керування – інформаційний пристрій, що визначає моменти замикання та розмикання керуваних ключів у силовому колі.

Драйвер (формуючий підсилювач потужності) – пристрій для формування та підсилення потужності сигналів керування, а також забезпечення електричної розв'язки силового кола та системи керування.

Задаючий генератор – пристрій, що визначає періодичний характер процесів у силовому колі.

Пристрій синхронізації – формує сигнали з частотою рівною, або кратною частоті мережі, які визначають періодичний характер процесів у силовому колі.

Пристрій зворотнього зв'язку – формує сигнали, що залежать від режиму роботи навантаження, які корегують режими роботи системи керування.

Блок живлення – пристрій, який забезпечує відповідні напруги живлення для пристроїв керування. За своїм принципом дії це силовий електронний пристрій, однак відносно невеликої потужності.

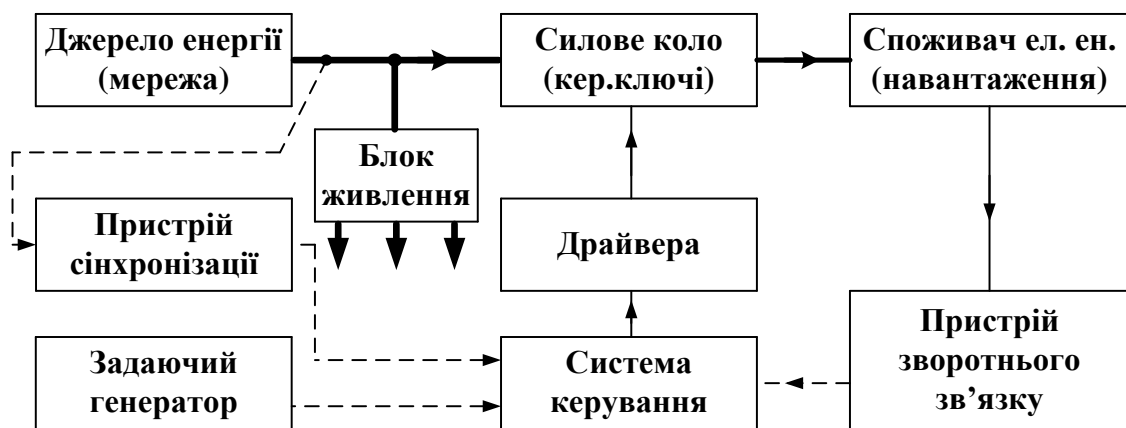


Рис. 6.1

У залежності від того, щоб виконує функцію задаючого генератора, усі перетворювачі ділять на два великі класи.

1. Перетворювачі, ведені мережею (як задаючий генератор використовується мережа змінного струму)
2. Автономні перетворювачі (мають окремий задаючий генератор).

Енергетична та електрохімічна дія струму в пристроях силовій електроніки

Для характеристики сигналів (струмів та напруг) в пристроях *інформаційної* електроніки суттєве значення мають їх миттєві та амплітудні значення, частота, фаза або інші параметри, які *можуть* відображувати *інформацію*.

В енергетичній електроніці першочергове значення відіграють *інтегральні* характеристики струмів та напруг (середні та діючі значення), які дають можливість оцінювати *енергетичну* та *електрохімічну* дію електричного струму.

Електрохімічна дія струму (електроліз, гальванотехніка, заряджання акумуляторів) визначається кількістю електрики (*зарядом*), який пройшов через навантаження за певний проміжок часу в *одному* напрямку. Якщо через навантаження протікає постійний струм I , то за час $\Delta t = \tau$ пройде заряд

$$Q = I \cdot \tau . \quad (6.1)$$

Якщо протікаючий струм $i(t)$ змінюється у часі

$$Q = \int_0^{\tau} i(t) dt . \quad (6.2)$$

Якщо струм, що живить навантаження має періодичний характер, його електрохімічну дію можна оцінити інтегральним параметром I_{cp} – середнє значення струму.

Середнє значення періодичного струму $i(t)$, період повторення дорівнює T , чисельно дорівнює такому постійному струму I_{cp} , при протіканні якого через навантаження за час $\tau = T$ проходить така сама кількість електрики (заряд)

$$I_{cp} \cdot T = \int_0^T i(t) dt .$$

Звідки

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt . \quad (6.3)$$

По аналогії визначають середнє значення напруги

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt . \quad (6.4)$$

Для оцінки енергетичної дії струму (електричний привід, нагрівання, освітлення) використовується інший інтегральний параметр - $I_{діюче}$.

Діюче значення змінного струму $i(t)$, період повторення якого дорівнює T , чисельно дорівнює такому постійному струму $I_{\text{діюче.}}$, при протіканні якого через той самий опір R , що і змінного струму, за час $\tau = T$ виділиться така ж сама кількість енергії

$$I_{\text{д}}^2 RT = R \int_0^T i^2(t) dt . \quad (6.5)$$

Звідки діюче значення струму

$$I_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} . \quad (6.6)$$

По аналогії вводять поняття діюче значення напруги

$$U_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} . \quad (6.7)$$

На відміну від електрохімічної дії струму його енергетична (теплова) дія не залежить від напрямку протікання струму через навантаження. Тому для електрохімічної дії використовують постійний струм, а для енергетичної, як постійний, так і змінний.

Запитання

1. В чому полягає відмінність перетворювачів від інших типів силових електронних пристроїв.
2. Яку функцію виконують керовані ключі в силовому колі перетворювача?
3. Яку функцію виконує система керування?
4. Що таке драйвер системи керування?
5. Яка функція задаючого генератора в системі керування?
6. У якому випадку в системі керування може бути відсутній задаючий генератор?
7. Фізичний зміст понять середнє та діюче значення струму.

ЛЕКЦІЯ 7. Перетворювачі ведені мережею. Однонапівперіодний випрямляч.

7.1. Перетворювачі, ведені мережею

Джерелом живлення таких перетворювачів, як правило, є мережа змінного струму. Мережа також використовується як *задавальний генератор* системи керування. Частота роботи керованих ключів в силовому колі дорівнює, або кратна частоті мережі живлення.

В найпростіших перетворювачах ведених мережею – *некерованих випрямлячах*, система керування взагалі відсутня, оскільки мережа безпосередню керує роботою вентильних елементів – діодів, які є основною будь – якого випрямляча (рис. 7.1)



Рис. 7.1

7.1.1. Випрямлячі

Випрямляч – це пристрій, призначений для перетворення змінного струму в постійній. У загальному випадку випрямляючий пристрій має таку структуру (рис. 7.2)

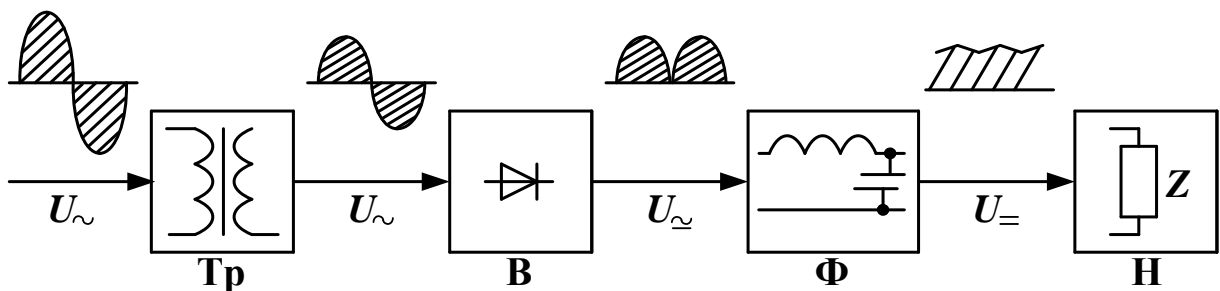


Рис. 7.2

Трансформатор Tr – призначений для зміни величини прикладної напруги, а також забезпечення електричної розв’язки навантаження від мережі. У загальному випадку може бути відсутнім (випрямлячі з *безтрансформаторним* входом).

Вентильна схема В – власне випрямляч, що забезпечує одностороннє протікання струму через навантаження Н. На вході випрямляча діє змінна напруга, а на виході *пульсуюча*, полярність якої не змінюється.

Згладжувальний фільтр Ф – пристрій для згладжування пульсацій випрямленої напруги.

Основним елементом є вентильна схема В, яка забезпечує однополярну напругу на навантаженні. Розглянемо основні види вентильних схем випрямлячів.

Однофазні випрямлячі

Якщо потужність, що споживається навантаженням від джерела постійного струму не перевищує (0,5...1) кВт, такі споживачі, як правило, живляться від однофазної мережі змінного струму через *однофазні* випрямлячі.

Існують три основні схеми однофазних випрямлячів.

1. Однонапівперіодний випрямляч (рис. 7.3)

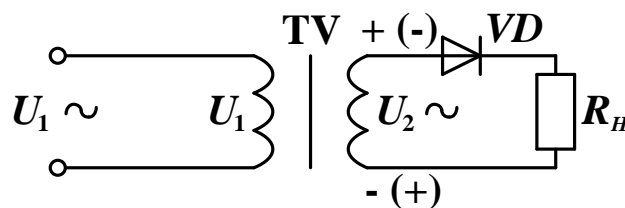


Рис. 7.3

Будемо вважати, що напруга мережі, а отже і напруга на вторинній обмотці трансформатора TV змінюється за синусоїдальним законом.

$$u_2(t) = U_{2m} \sin \omega t = U_{2m} \sin \nu. (\nu = \omega t).$$

параметром будь якого випрямляча є середнє значення його випрямленої напруги $U_{cp} = U_d$.

$$U_d = U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{2m} \sin \psi d\psi = \frac{U_{2m}}{2\pi} \left| -\cos \psi \right|_0^{2\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi}. \quad (7.1)$$

Як правильно, змінна напруга характеризується не амплітудним U_m , а діючим значенням U . Для синусоїдальної напруги

$$U = U_m / \sqrt{2} \quad (7.2)$$

Отже, середнє значення випрямленої напруги на навантаженні однопівперіодного випрямляча

$$U_d = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45 U_2. \quad (7.3)$$

Якщо навантаженням випрямляча є активний опір R_H , струм у ньому має таку саме форму, як і напруга. Отже, середнє значення цього струму можна визначити за законом Ома

$$I_d = U_d / R_H \quad (7.4)$$

Проектування випрямляча полягає у виборі його схеми та визначенні параметрів її елементів (вентилей та трансформатора). Для обґрунтованого вибору цих елементів необхідно розрахувати режим їх роботи.

Режим роботи *вентилів* визначається

- середнім значенням струму $I_{VD\ cp}$;
- діючим значенням струму $I_{VD\ d}$;
- амплітудним значенням зворотної напруги на вентилі $U_{VD\ m}$.

Режим роботи *трансформатора* визначається

- діючим значенням напруги на первинній та вторинній обмотках U_1 та U_2 ;
- діючим значенням струму первинної та вторинної обмоток I_1 та I_2 .

Розрахувавши перераховані параметри можна з довідників вибрати відповідний тип вентилів, а також вибрати, або розрахувати трансформатор.

При проектуванні пристроїв найчастіше вихідними даними для розрахунку є параметри, які необхідно забезпечити на навантаженні. Тому для зручності, усі розрахункові параметри випрямляча виражають через вихідні параметри U_d та I_d .

Враховуючи, що

$$U_d = U_2 \frac{\sqrt{2}}{\pi}, \quad (7.5)$$

для одержання в навантаженні середнього значення напруги U_d , діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора має бути

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cong 2,22 U_d, \quad (7.6)$$

Розрахунок режиму роботи вентилів

В схемі, що розглядаємо, через вторинну обмотку трансформатора, вентиль та навантаження протікає той самий струм. Отже, середнє та діюче значення цих струмів буде однаковим

$$I_{2cp} = I_{VDcp} = I_d = U_d / R_d, \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned} I_2 = I_{VD\theta} = I_{н\theta} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{2m}^2 \sin^2 \nu d\nu} = \sqrt{\frac{I_{2m}^2}{2\pi} \left[\frac{\nu}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\nu \right]_0^\pi} = \\ &= \sqrt{\frac{I_{2m}^2}{4}} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi I_d}{2} \cong 1,57 I_d. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Амплітудне значення цих струмів

$$I_{2m} = I_{VDm} = I_{Hm} = U_{2m} / R_H = \frac{\pi U_d}{R_H} = \pi I_d \cong 3,14 I_d. \quad (7.9)$$

Амплітудне значення зворотної напруги на вентилі дорівнює амплітуді напруги на вторинній обмотці трансформатора.

$$U_{VDm} = U_{2m} = \pi U_d \cong 3,14 U_d. \quad (7.10)$$

Для оцінки ефективності використання вентилів у схемі випрямляча вводять параметр *коефіцієнт використання вентиля за напругою*:

$$K_{VD\cup} = U_d / U_{VDm}. \quad (7.11)$$

Для однопівперіодного випрямляча

$$K_{VD\cup} = \frac{U_d}{\pi U_d} = \frac{1}{\pi} \cong 0,318. \quad (7.12)$$

Невисоке значення $K_{VD\cup}$ є одним з недоліків розглянутої схеми. Визначивши $I_{VD\text{cp}}$, $I_{VD\delta}$ та U_{VDm} можемо вибрати відповідний тип вентиля.

Приклад. На навантаженні R_H треба одержати постійну напругу $U_d = 100\text{В}$ і струм $I_d = 1\text{А}$.

1) Напруга на вторинній обмотці трансформатора має бути

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cong 2,22 U_d = 222\text{В}.$$

2) Вентиль VD повинен забезпечувати пропускання прямого струму з такими параметрами

- $I_{VD\text{cp}} = I_d = 1\text{А};$
- $I_{VD\delta} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57\text{А};$
- $I_{VDm} = \pi I_d = 3,14\text{А}.$

3) вентиль VD повинен витримувати зворотну напругу не меншу, ніж

$$U_{VDm} = \pi U_d = 314\text{В}.$$

У процесі роботи схеми можуть змінюватись умови зовнішнього середовища, а також режим роботи елементів. У зв'язку з цим *максимально допустимі* параметри елементів повинні перевищувати їх розраховані *робочі* параметри. Відношення *робочого* струму або напруги елемента до його *максимально допустимого* називають *коефіцієнтом навантаження*

$$K_H^I = I_p / I_{m.\text{дон}}; \quad K_H^U = U_p / U_{m.\text{дон}} \quad (7.13)$$

Для діодів рекомендовано величина K_H дорівнює (0,7...0,9).

Як вентиль для розглянутої в прикладі схеми можна вибрати діод типу KD 202K, який має такі максимально допустимі параметри

$$U_{VD\max\ \text{дон}} = 400\text{В}; I_{VDcp.m.\ \text{д.}} = 3\text{А};$$

При цьому його коефіцієнт навантаження

$$K_H^I = \frac{I_p}{I_{VDm.\ \text{д.}}} = \frac{1}{3} = 0,33; K_H^U = \frac{U_{VDm}}{U_{VDm.\ \text{д.}}} = \frac{314}{400} \cong 0,79.$$

Запитання

1. Основні особливості класу перетворювачів, ведених мережею.
2. Основні елементи випрямляючого пристрою та їх призначення.
3. Принцип дії однопівперіодного випрямляча.
4. Фізичний зміст поняття «середнє значення випрямленої напруги» і способи її визначення.
5. Які параметри визначають режим роботи вентилів випрямляча?
6. Що характеризує параметр коефіцієнт використання вентилів за напругою?
7. Що таке коефіцієнт навантаження елемента?
8. Рекомендований коефіцієнт навантаження вентилів випрямляча.

ЛЕКЦІЯ 8. Визначення основних параметрів та характеристик однопівперіодного випрямляча

Розрахунок режиму роботи трансформатора

Режим роботи трансформатора визначається діючими значеннями струму та напруги на його обмотках.

При розрахунках режиму роботи вентилів (див. лекцію 7) було визначено напругу та струм вторинної обмотки

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cong 2,22 U_d; I_2 = I_{VD\delta} = \frac{\pi}{2} I_d \cong 1,57 I_d.$$

Оскільки первинна обмотка трансформатора підключається до мережі, напруга на первинній обмотці трансформатора

$$U_1 = 220V.$$

Отже, дорівнює залишається визначити діюче значення струму первинної обмотки I_1 . Будемо вважати трансформатор ідеалізованим (не враховуватимемо струм намагнічування i_0).

Таке припущення не вносить значну похибку, оскільки в реальних трансформаторах струм намагнічування $I_0 = (0,05..0,1)I_{1ном}$ де $I_{1н}$ – номінальне значення струму первинної обмотки.

З урахуванням припущення ($I_0=0$) форма струму первинної та вторинної обмоток повинні бути однаковими. Однак в струмі первинної обмотки i_1 буде відсутня *стала складова* I_d , оскільки вона не трансформується з обмотку (рис. 7.4). З урахуванням цього рівняння магнітної рівноваги трансформатора

$$(i_1\omega_1 + i_0\omega_1 + i_2\omega_2 = 0) \quad (8.1)$$

для схеми, що розглядаємо, матиме вигляд

$$i_1\omega_1 = -\omega_2(i_2 - I_d) \quad (8.2)$$

Отже, струм первинної обмотки трансформатора

$$i_1 = -\frac{\omega_2}{\omega_1}(i_2 - I_d) = n(i_2 - I_d), \quad (8.3)$$

де $n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{U_2}{U_1}$ - коефіцієнт трансформації трансформатора

Діюче значення цього струму

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2(\nu) d\nu} = \sqrt{\frac{n}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} (i_2 - I_d)^2 d\nu + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_d)^2 d\nu \right]} = \\
 &= n \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_2^2 d\nu - \int_0^{\pi} 2i_2 I_d d\nu + \int_0^{\pi} I_d^2 d\nu + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_d)^2 d\nu \right]} = \\
 &= n \sqrt{(I_2^2 - I_d^2)} = n \sqrt{I_d^2 \left(\frac{I_2^2}{I_d^2} - 1 \right)} = n I_d \sqrt{(\kappa_\phi^2 - 1)}, \quad (8.4)
 \end{aligned}$$

де $\kappa_\phi = I_2 / I_{cp}$ - коефіцієнт форми струму.

Для однофазної однопівперіодної схеми при *синусоїдальній* вхідній напрузі

$$\kappa_\phi = \frac{I_2}{I_d} = \frac{\frac{\pi}{2} I_d}{I_d} = \frac{\pi}{2} = 1,57 \quad (8.5)$$

Отже, діюче значення струму первинної обмотки

$$I_1 \cong 1,21 n I_d \quad (8.6)$$

При проектуванні трансформатора вихідною є формула його повної потужності S_m , яка визначає габаритні розміри трансформатор.

Габаритні розміри трансформатора залежать від втрат потужності в ньому, оскільки трансформатор повинен мати достатню поверхню для розсіювання тепла, що виділяється.

Незалежно від характеру струму, що передається в навантаження (активний або реактивний), на активних опорах обмоток трансформатора буде виділятися тепло. У зв'язку з цим необхідно враховувати *повну* потужність (активну та реактивну) що проходить через трансформатор.

Повна потужність, що проходить через первинну обмотку

$$S_1 = U_1 I_1 = \frac{U_2}{n} \cdot I_1 \frac{1}{n} = 2,22 U_d \cdot n 1,21 n I_d = 2,69 P_d \quad (8.7)$$

де $P_d = U_d I_d$ - потужність сталої складової на навантаженні.

Повна потужність, що проходить через вторинну обмотку

$$S_2 = U_2 I_2 = 2,22 U_d \cdot 1,57 I_d \cong 3,49 P_d \quad (8.8)$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора S_m , яка і визначає його габаритні розміри, дорівнює середньому арифметичному потужностей первинної та вторинної обмоток

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{2,69 + 3,49}{2} P_d \cong 3,09 P_d. \quad (8.9)$$

Отже, розрахункова потужність трансформатора, який працює на однопівперіодний випрямляч, = в 3 рази більша від потужності постійного струму в навантаженні.

Для оцінки ефективності використання трансформатора у схемі випрямляча вводять параметр *коефіцієнт використання потужності трансформатора*

$$\kappa_{TVp} = P_d / S_m = 1/3,09 \cong 0,324. \quad (8.10)$$

Отже, однопівперіодний випрямляч характеризується поганим використанням потужності трансформатора.

Причиною цього є несинусоїдальна форма струму в обмотках трансформатора. При несинусоїдальній формі струму з'являються вищі гармоніки, які спричиняють додаткове нагрівання трансформатора.

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

Випрямлена напруга на навантаженні R_n є однополярною *пульсуючою* і суттєво відрізняється від *постійної* напруги. Для оцінки ступеня наближення пульсуючої напруги до постійної вводять параметри *коефіцієнт пульсації* – відношення амплітуди змінної складової напруги $U_{\square m}$ до постійної складової (середнього значення напруги U_{cp}) (рис. 8.1).

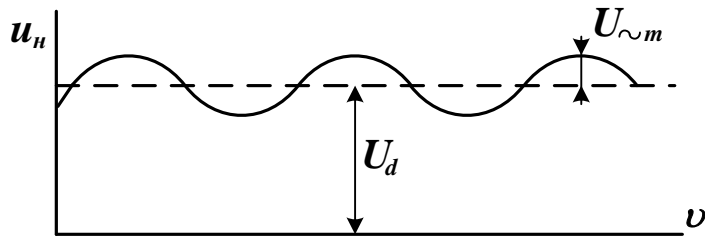


Рис. 8.1

На виході випрямлячів зміна складова напруга, як правило, має досить складну форму (рис. 8.2).

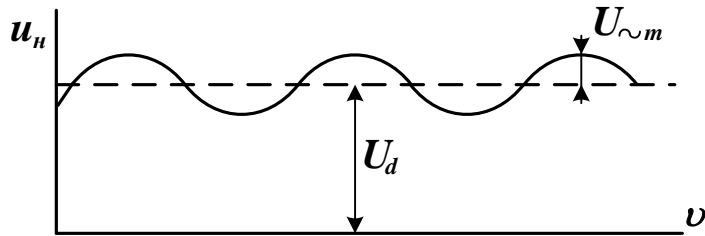


Рис. 8.2

Тому для випрямлячів коефіцієнт пульсацій частіше визначають як відношення амплітуди 1-ї гармоніки випрямленої напруги до її середнього значення U_d

$$K_{n(1)} = U_{m(1)} / U_d \quad (8.11)$$

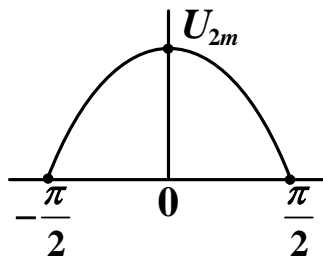


Рис. 8.3

Визначимо амплітуду 1-ї гармоніки для однопівперіодного випрямляча якщо вибрати початок координат в точці проходження випрямленої напруги через максимум (рис. 8.3), випрямлену напругу можна описати, як

$$u_n(\nu) = U_{2m} \cos \nu. \quad (8.12)$$

оскільки при цьому функція $u_n(\nu)$ є парною, при її розкладанні в ряд Фур'є будуть присутні лише *косинусні* складові. Отже амплітуда 1-ї гармоніки співпадатиме з амплітудою її косинусної складової

$$\begin{aligned} U_{m(1)} = a_1 &= \frac{2}{T} \int_0^T u_n(t) \cos \omega t dt = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} u_n(\nu) \cos \nu d\nu = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos^2 \nu d\nu = \\ &= \frac{2U_{2m}}{\pi} \left[\frac{\nu}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\nu \right]_0^{\frac{\pi}{2}} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi}{2} U_d \end{aligned} \quad (8.13)$$

Отже, коефіцієнт пульсації однопівперіодного випрямляча

$$K_{n(1)} = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{\pi U_d}{2 U_d} \cong 1,57 = 157\% \quad (8.14)$$

Таким чином, амплітуда 1-ї гармоніки пульсації в 1,57 рази перевищує сталу складову випрямленої напруги. це значний коефіцієнт пульсації. Для виділення постійної складової необхідно використати фільтр із значною встановленою потужністю.

Коефіцієнт потужності випрямлячів

Струм, що споживається однопівперіодним випрямлячем від мережі є несинусоїдальним і містить вищі гармонічні складові.

Активна потужність, що споживається від мережі при несинусоїдному струмі дорівнює сумі активних потужностей окремих гармонік

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_k, \quad (8.15)$$

де $U_{(k)}$, $I_{(k)}$, - діюче значення напруги та струму к-ї гармоніки; φ_k - фазовий зсув між струмом та напругою к-ї гармоніки.

Якщо вважати, що напруга в мережі є синусоїдальною ($U_M = U_{(1)}$ – вищі гармоніки відсутні), активна потужність, що споживається від мережі передаватиметься лише 1-ю гармонікою струму

$$P = U_M I_{(1)} \cos \varphi_1, \quad (8.16)$$

Повна потужність, що може бути відібрана від мережі, $S = U_M I_M$ у загальному випадку є більшою, ніж активна потужність P , що споживається.

Для оцінки ефективності споживання активної потужності від мережі вводять параметр *коефіцієнт потужності* – відношення активної P потужності до повної S .

$$\lambda = P/S = (0 \dots 1). \quad (8.17)$$

Для однофазного однопівперіодного випрямляча $U_M = U_1$; $I_M = I_1$, отже

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1}{U_1 I_1} = \frac{I_{1(1)}}{I_1} \cos \varphi_1 = v \cos \varphi_1. \quad (8.18)$$

де $v = \frac{I_{1(1)}}{I_1}$ - коефіцієнт спотворення струму.

Отже, коефіцієнт потужності буде тим меншим, чим більш несинусоїдальним є струм і чим більший фазовий зсув між струмом та напругою.

Якщо вважати елементи однопівперіодного випрямляча ідеальними, то

$$P = P_1 = P_n = I_{n,d} \cdot U_{n,d} = \frac{\pi}{2} I_d \cdot \frac{\pi}{2} U_d \cong 2,465 P_d.$$

$$S = S_1 = U_1 I_1 = 2,69 P_d.$$

Отже, його коефіцієнт потужності

$$x = \frac{P_1}{S_1} = \frac{2,465}{2,69} \cong 0,916,$$

тобто, навіть при активному навантаженні $x < 1$ потужності ефективніше використовується енергетичне обладнання і більш раціонально використовується електрична енергія.

Основна перевага однопівперіодного випрямляча – простота його схеми *недоліки*

- погане використання вентилів за напругою - $\kappa_{VDv} = 0,318$;
- погане використання потужності трансформатора - $\kappa_{VDp} = 0,324$;
- значний коефіцієнт пульсацій - $\kappa_{II(1)} = 1,57$;
- коефіцієнт потужності - $x = 0,916 < 1$;
- підмагнічування осердя трансформатора.

Тому ця схема використовується досить рідко, в основному при невеликих потужностях у навантаженні (P_H – одиниці Вт).

Запитання

1. Як визначають типову потужність трансформатора у схемі випрямляча?
2. Що характеризує параметр «коефіцієнт використання потужності трансформатора»?
3. Коефіцієнт пульсації. Особливості визначення коефіцієнт пульсацій в схемах випрямлячів.
4. Як визначаються активна потужність несинусоїдального струму?
5. Чому при живлення від мережі активна потужність споживається лише 1-ю гармонікою струму?
6. Що таке коефіцієнт потужності споживача електричної енергії і на що він вимикає?

ЛЕКЦІЯ 9. Двонапівперіодний та мостовий випрямлячі. Порівняння однофазних випрямлячів

9.1. Двонапівперіодний випрямляч

Схема двонапівперіодного випрямляча (однофазна схема з 0-м виводом трансформатора) наведена на рис. 9.1.

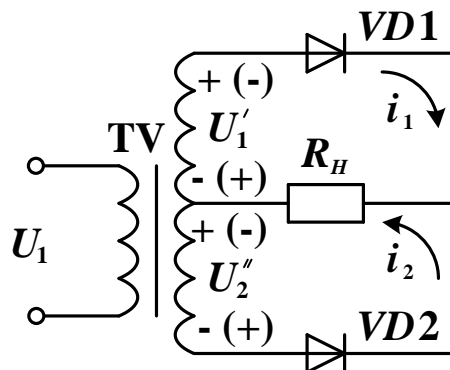


Рис. 9.1

Такий випрямляч фактично складається з двох однопівперіодних схем, які по чергово працюють на спільне навантаження R_H (рис. 9.1). У цій схемі напруга на кінцях вторинної обмотки, відносно середньої точки, змінюється у протифазі (рис. 9.2).

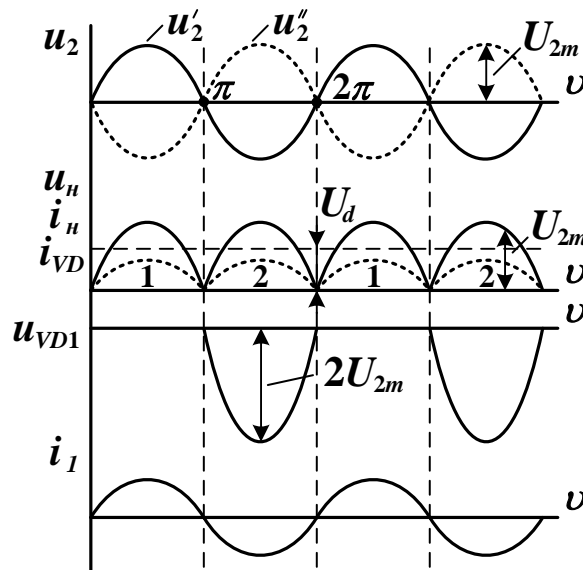


Рис. 9.2

Отже потенціал середньої точки, відносно її кінців, завжди дорівнює нулю. Тому цю схему часто називають схемою з 0-м виводом трансформатора, або двофазною схемою.

При позитивному півперіоді (полярність без дужок) відкритий вентиль $VD1$ і до навантаження R_H прикладено позитивну напругу з верхньої секції вторинної обмотки. При негативному півперіоді (полярність в дужках) відкритий діод $VD2$ і до навантаження R_H прикладено позитивну напругу з нижньої секції вторинної обмотки.

Оскільки на навантаженні R_H присутні обидва півперіода вхідної напруги, середнє значення випрямленої напруги буде в 2 рази більшим, ніж в однопівперіодній схемі, тобто

$$U_d = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9U_2 \quad (9.1)$$

де U_{2m} та U_2 – відповідно амплітудне та діюче значення напруги на секціях вторинної обмотки трансформатора.

Якщо задано середнє значення напруги на навантаженні U_d , діюче значення напруги на секціях вторинної обмотки має бути

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \cong 1,11U_d \quad (9.2)$$

Щоб одержати у навантаженні середнє значення струму I_d , вентиля випрямляча повинні бути розраховані на середній $I_{VDcp} = I_d/2$, оскільки і цій схемі вона працюють *почергово*.

На інтервалах роботи одного з вентилів, до іншого прикладено зворотну напругу, яка дорівнює сумарній напрузі двох секцій вторинної обмотки трансформатора. Тому амплітуда цієї напруги

$$U_{VDm} = 2U_{2m} = \pi U_d \quad (9.3)$$

Отже, у цій схемі коефіцієнт використання вентилів по напрузі такий самий, як і в однопівперіодній схемі

$$K_{VDU} = \frac{U_d}{U_{VDm}} = \frac{1}{\pi} = 0,318. \quad (9.4)$$

На відміну від однопівперіодної схеми, в двопівперіодній, в первинній обмотці трансформатора протікає *синусоїдальний* струм, півперіоди якого по чергово протікають через секції вторинної обмотки (рис. 9.2).

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = I_1 U_1 = \frac{1}{n} 1,1 U_d \cdot n 1,1 I_d = 1,23 P_d. \quad (9.5)$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки дорівнює сумі *розрахункових потужностей* верхньої та нижньої секції.

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 \frac{\pi}{4} I_d \cdot 1,1 U_d = 1,74 P_d. \quad (9.6)$$

Отже, розрахункова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,23 + 1,74}{2} P_d = 1,48 P_d. \quad (9.7)$$

Коефіцієнт використання потужності трансформатора

$$K_{TVp} = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1,48} = 0,68 > 0,324. \quad (9.8)$$

У двопівперіодній схемі частота пульсацій випрямленої напруги в 2 рази більше від частоти мережі. Відношення частоти пульсацій f_n до частоти мережі f_m називають кратністю пульсацій випрямленої напруги.

$$m = f_n / f_m. \quad (9.9)$$

Якщо розкласти в ряд Фур'є випрямлену напругу, можна показати, що для будь-якої схеми випрямляча, *крім однофазної однопівперіодної* при *синусоїдальній* напрузі живлення коефіцієнт пульсацій

$$K_{П(1)} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (9.10)$$

Для двопівперіодного випрямляча $m=2$.

Отже, її коефіцієнт пульсацій

$$\kappa_{П(1)} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} \cong 0,67 = 67\% . \quad (9.11)$$

В результаті порівняння розглянутих схем можна зробити такі висновки

1. Коефіцієнт використання вентилів за напругою для обох схем однаковий $\kappa_{VD_U} = 0,318$;
2. Коефіцієнт використання потужності трансформатора в двопівперіодній схемі значно кращий $0,68 > 0,324$;
3. Коефіцієнт пульсацій в двопівперіодній схемі значно менший $0,67 < 1,57$;
4. Струм, що споживається від мережі двопівперіодною схемою, є синусоїдальним. Отже відсутнє вимушене підмагнічування осердя трансформатора.
5. Коефіцієнт потужності $\chi = 1 > 0,916$.

Тому двопівперіодна схема має більш широке застосування, ніж однопівперіодна.

9.2. Однофазний мостовий випрямляч

Мостова схема складається з 4-х вентилів, які з'єднані за схемою електричного моста (рис. 9.3).

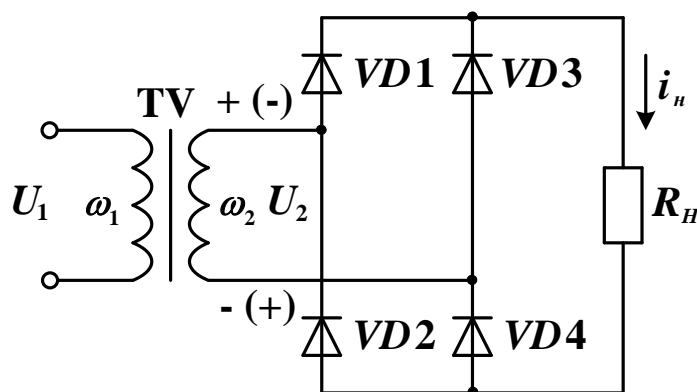


Рис. 9.3

При позитивному півперіоді (полярність без дужок) відкриваються вентилі $VD1$ та $VD4$ і струм протікає по колу $U_2 - VD1 - R_H - VD4 - U_2$.

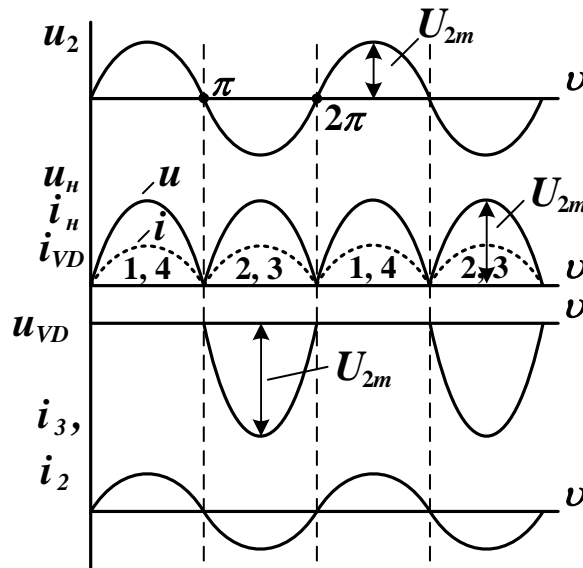


Рис. 9.4

При негативному півперіоді (полярність в дужках) струм протікає через вентилі $VD3$ та $VD2$ по колу $U_2 - VD3 - R_H - VD2 - U_2$.

При цьому через навантаження струм весь час протікає в одному напрямку. Основні часові діаграми мостової схеми (рис. 9.4) такі ж самі, як і схема з нульовим виводом. Якщо кількість витків вторинної обмотки мостової схеми і ω_2 така ж сама, як у секціях вторинної обмотки схеми з 0-м виводом, основні розрахункові співвідношення для цих схем будуть співпадати, за виключенням наступних параметрів:

1. Зворотна напруга на вентилях в мостовій схемі в 2 рази менша

$$U_{VDm} = U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_d. \quad (9.12)$$

Отже $\kappa_{VDU} = \frac{\pi}{2} = 0,68 > 0,318$

2. Розрахункові потужності первинної та вторинної обмотки однакові і співпадають з розрахунковою по тужністю трансформатора

$$S_1 = S_2 = S_T = 1,23P_d \cdot \kappa_{VDp} = \frac{1}{1,23} = 0,815 > 0,68. \quad (9.13)$$

Таким чином мостова схема характеризується найкращим використанням вентилів та трансформатора, оскільки в обмотках трансформатора протікають синусоїдальні струми.

Переваги мостової схеми перед нульовою

- 1) В 2 рази менша зворотня напруга на вентилях;
- 2) кількість витків вторинної обмотки в 2 рази менша;
- 3) Не треба вивід середньої точки трансформатора (більш проста конструкція);
- 4) Типова потужність трансформатора на 17% менша;
- 5) Мостова схема може працювати і без трансформатора.

Недоліки мостової схеми

- 1) Необхідна в 2 рази більше вентилів;
- 2) Менший ККД, оскільки послідовна з навантаженням завжди ввімкнено два вентиля.

Цей недолік відчутний при невисоких випрямлених напругах $U_d < 10B$.

У зв'язку з цим мостова схема має найширше застосування. Нульову схему використовують переважно при низьких значеннях випрямленої напруги ($U_d < 10B$).

9.3. Робота випрямлячів на різні види навантажень

Характер навантаження випрямляча (активний, індуктивний або ємнісний) суттєво впливає на характер протікаючих процесів, а отже і на основні розрахункові співвідношення.

9.3.1. Активно-індуктивне (RL) навантаження

При RL навантаженні (рис. 9.5), форма випрямленої напруги u_H не змінюється. В той же час струм i_H , внаслідок наявності індуктивності L_H , буде змінюватись більш плавно (є згладженим) (рис. 9.6)

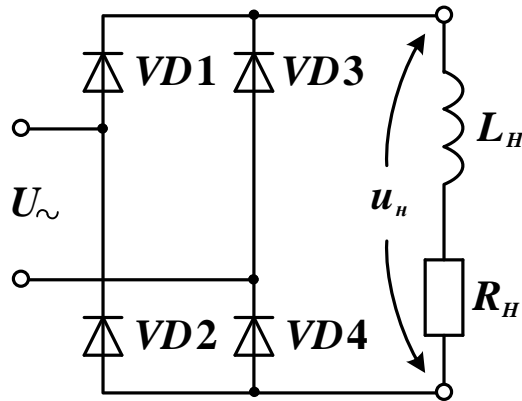


Рис. 9.5

Згладжуючи дія індуктивності L_H буде проявлятися тим сильніше, чим сильніше виконується нерівність $\tau_H = L_H/R_H > T$, де τ_H - стала часу навантаження: T – період випрямленої напруги;

Якщо виконується умова $\tau_H \gg T$ струм у навантаженні буде практично повністю згладженим, а струм вентилів матиме форму прямокутних імпульсів (на рис. 9.6 показано пунктиром).

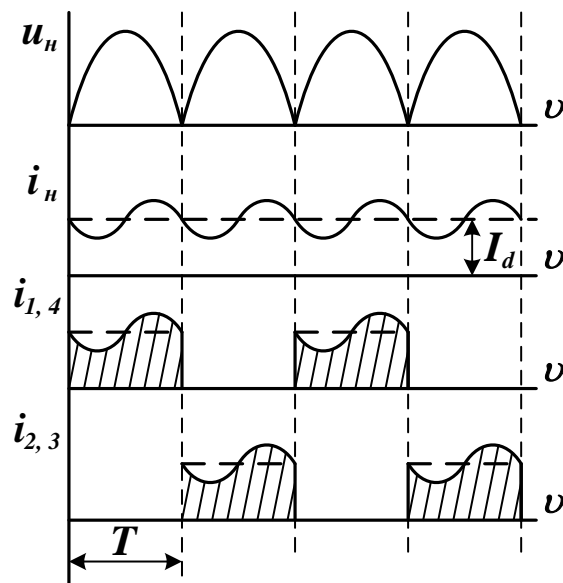


Рис.9.6

При RL навантаженні амплітуда струму вентиля менше відрізняється від його середнього значення у порівнянні з R навантаженням (рис. 9.7).

Отже коефіцієнт форми такого струму $\kappa_{\phi} = \frac{I_{\phi}}{I_{cp}}$ є меншим.

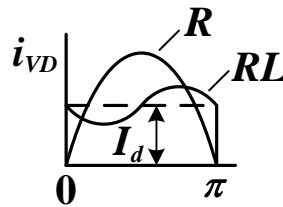


Рис. 9.7

З точки зору ККД такий режим роботи є більш сприятливим як для вентилів, так і трансформатора. Тому при підвищених потужностях у навантаженні доцільно використовувати активно – індуктивний характер навантаження випрямлячів.

Запитання

1. Чому двопівперіодний випрямляч ще називають схемою з 0-м виводом?
2. В навантаженні двоперіодної та мостової схеми необхідно забезпечити протікання струму ЧА. На який струм мають бути розраховані їх вентиля?
3. На вторинній обмотці трансформатора нульової та мостової схеми амплітудне значення напруги 100В. На яку напругу повинні бути розраховані вентиля цих схем?
4. Чому розрахункова потужність трансформатора нульової схеми є більшою, ніж мостової.
5. Навести формулу для визначення коефіцієнта пульсацій цих схем.
6. Порівняти параметри та характеристики мостової та нульової схем.
7. Недоліки мостової схеми.

ЛЕКЦІЯ 10. Робота випрямлячів на різні види навантажень. Трифазні випрямлячі

10.1. Робота випрямлячів на активно-ємнісне навантаження (RC)

При наявності конденсатора C_H , підключено паралельно до навантаження R_H (рис. 10.1), напруга на ньому буде змінюватись більш плавно (рис. 10.2). Оскільки на конденсаторі C_H зберігається напруга з вказаною полярністю, відповідні вентиля випрямляча будуть відкриватися лише тоді коли $|u(t)| > u_c = u_n$. Тому струм вентилів має форму коротких імпульсів, амплітуда яких значно перевищує середнє значення струму навантаження I_d , а тривалість $\lambda < \pi$ (рис.10.2).

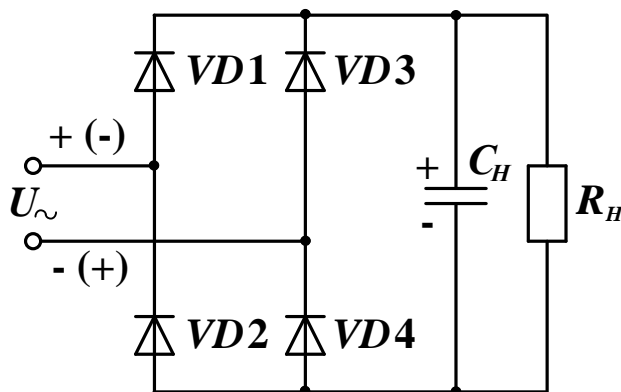


Рис.10.1

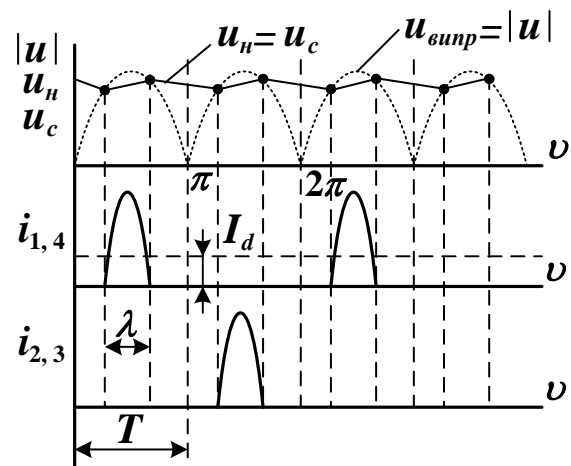


Рис.10.2

Таким чином, на відміну від R та RL навантажень, при яких в будь-який момент часу працює пара вентилів, при роботі на RC навантаження існують інтервали часу $\pi - \lambda$, коли усі чотири вентиля закриті. При цьому навантаження відділене від мережі і струм у ньому підтримується лише за рахунок енергії зарядженого конденсатора C_H .

Пульсація напруги на навантаженні буде тим меншою, чим сильніше виконується нерівність

$$\tau_n \gg C_H R_H > T. \quad (10.1)$$

Якщо $\tau_n \gg T$, напруга на навантаженні буде практично повністю згладженою, а її величина наблизатиметься до амплітудного значення вхідної напруги.

$$U_d \rightarrow U_m = \sqrt{2}U_2 \approx 1,41U_2. \quad (10.2)$$

Для R та RL навантажень $U_d \cong 0,9U_2$.

Отже, при роботі випрямлячів на RC – навантаження відбувається «підйом» середнього значення випрямленої напруги. Споживання енергії від мережі має імпульсний характер. Амплітуда струму через вентиль значно (у 3 ... 8 разів) перевищує його середнє значення (рис. 10.3). Такий режим є несприятливим як для вентилів, так і трансформатора. У зв'язку з цим RC – навантаження застосовується переважно в випрямлячах невеликої потужності.

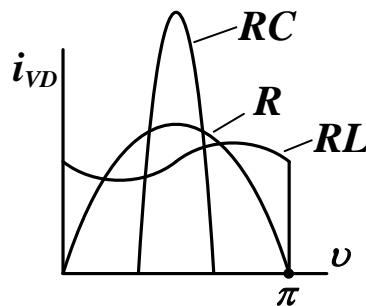


Рис.10.3

10.2. Випрямлячі з помноженням напруги

Однією з важливих галузей використання випрямлячів з RC навантаженням є схеми помноження напруги, які дають можливість отримати на навантаженні напругу, яка в кілька разів перевищує напругу, що діє на вході випрямляча.

Принцип дії будь-якої схеми помноження напруги полягає в тому, що декілька конденсаторів, які по відношенню до джерела живлення ввімкнені паралельно, одночасно або почергово заряджаються через вентильні елементи.

По відношенню до навантаження ці ж конденсатори ввімкнено послідовно. При цьому напруга на навантаженні дорівнює сумі напруг на конденсаторах.

Схема подвоєння напруги (рис. 10.4). При позитивному півперіоді (полярність без дужок) конденсатор C_1 заряджається через діод $VD1$. При негативному півперіоді (полярність в дужках) конденсатор C_2 заряджається через діод $VD2$.

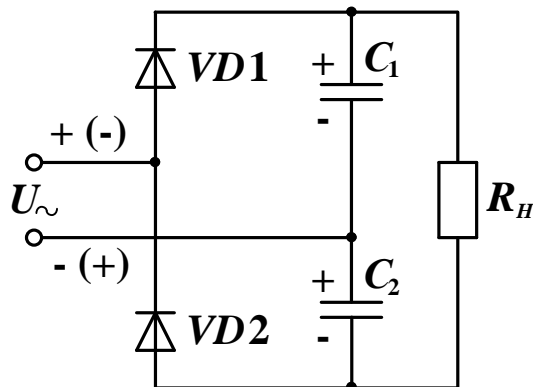


Рис. 10.4

По відношенню до навантаження R_H обидва конденсатори ввімкнені послідовно і напруга на ньому дорівнює сумі напруг на конденсаторах. Якщо опір R_H достатньо великий, напруга на навантаженні може досягати величини $2U_m$, де U_m – амплітудне значення напруги на вході випрямляча.

Існують схеми, які дають можливість одержати на навантаженні напругу, що в 3 і більше разів перевищуватиме напругу U_m . Однак усі подібні схеми ефективно працюють лише при малих струмах у навантаженні (великих R_H).

10.3. Багатофазні випрямлячі

Споживачі постійного струму середньої та великої потужності найчастіше живляться від трифазної мережі через трифазні випрямлячі. Багатофазні випрямлячі мають такі переваги:

- рівномірно завантажені усі фази мережі;

- покращується якість випрямленої напруги (зменшується k_L та зростає частота пульсацій). При цьому спрощується згладжування пульсацій випрямленої напруги.

10.3.1. Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора показано на (рис. 10.5)

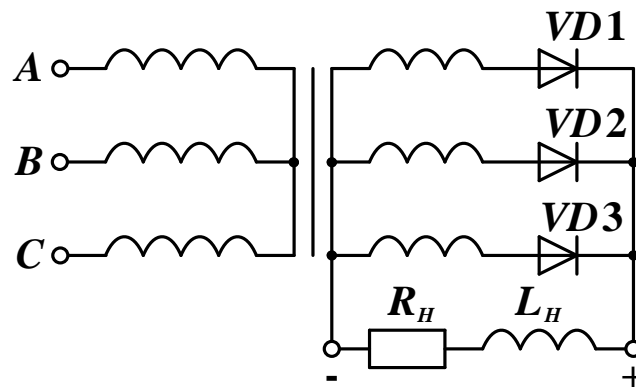


Рис. 10.5

Для підключення до мережі використовують силовий трифазний трансформатор, вторинні обмотки якого з'єднані «зіркою». Катоди вентилів мають спільну точку, яка є «+» випрямляча, а «-» -м є нульова точка вторинних обмоток трансформатора. Оскільки катоди усіх вентилів мають однаковий потенціал, пропускати струм буде той з вентилів, на аноді якого у цей момент найбільш позитивна напруга (рис. 10.6).

За період напруги мережі почергово працює кожен з 3х вентилів. Тому середнє значення струму через вентиль у 3 рази менше від середнього значення струму навантаження: $I_{VDcp} = I_d / 3$.

Середнє значення випрямленої напруги $I_{dcp} = 1,17U_2$, де U_2 – діюче значення напруги на фазі вторинної обмотки). Отже, щоб одержати на навантаженні середнє значення напруги U_d , діюче значення напруги на фазі вторинної обмотки має бути

$$U_2 = 0,85U_d. \quad (10.3)$$

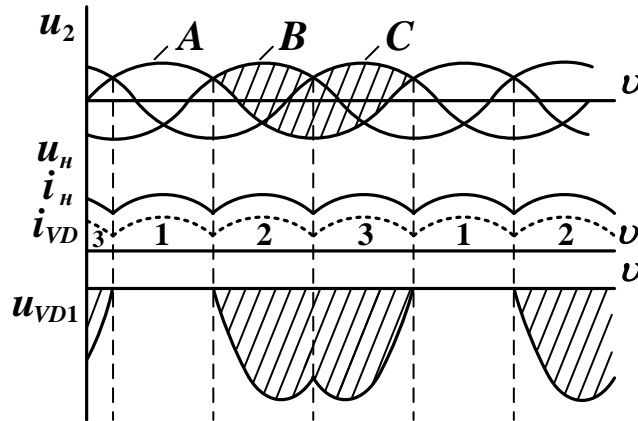


Рис. 10.6

До закритих вентилів прикладено *лінійну* напругу (див. рис. 10.6). Амплітудне значення цієї напруги

$$U_{VDm} = U_{\wedge m} = \sqrt{3}U_{\phi m} = U_2\sqrt{2}\sqrt{3} = \sqrt{6}U_2 \cong 2,1U_d. \quad (10.4)$$

$$\text{Отже } \kappa_{VD\cup} = \frac{U_d}{U_{VDm}} = \frac{1}{2,1} = 0,476. \quad (10.5)$$

Кратність пульсацій випрямленої напруги $m=3$. Отже, коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$\kappa_{\Pi(1)} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25\%. \quad (10.6)$$

При цьому частота пульсацій $f_{\Pi} = mf_M = 150\text{Гц}$, що спрощує згладжування пульсацій випрямленої напруги. Оскільки потужні випрямлячі найчастіше працюють на RL навантаження, струм навантаження є досить добре згладженим.

Основний недолік розглянутої схеми полягає в тому, що струм у вторинних обмотках трансформатора протікає тільки в одному напрямку. Внаслідок цього існує вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Тому розглянута схема має обмеження застосування.

10.3.1. Трифазний мостовий випрямляч

Трифазний мостовий випрямляч наведений на рис. 10.7. Вентилі 1, 3 і 5, які мають спільну точку катодів називають *катодною* групою вентилів. Відповідно вентилі 2, 4, 6, що мають спільну точку анодів, називають *анодною* групою вентилів.

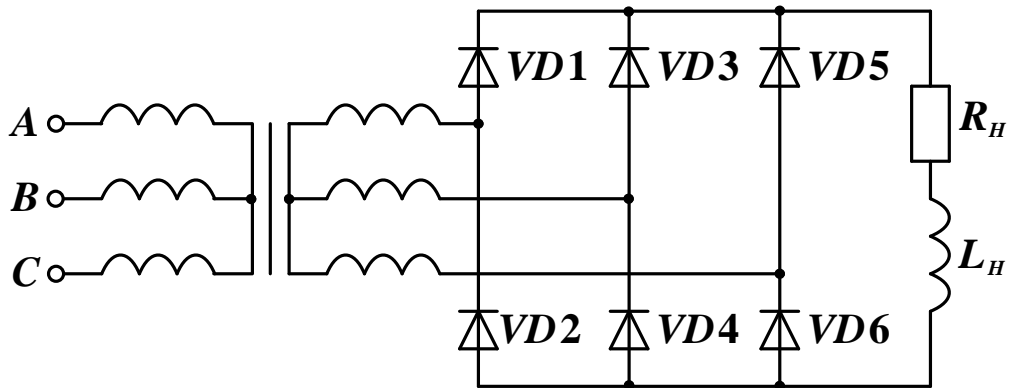


Рис. 10.7

В *катодній* групі струм пропускати́ме той з венти́лів, на аноді якого найбільш позитивна напруга.

В *анодній* групі – у якого на катоді найбільш негативна напруга (рис. 10.8).

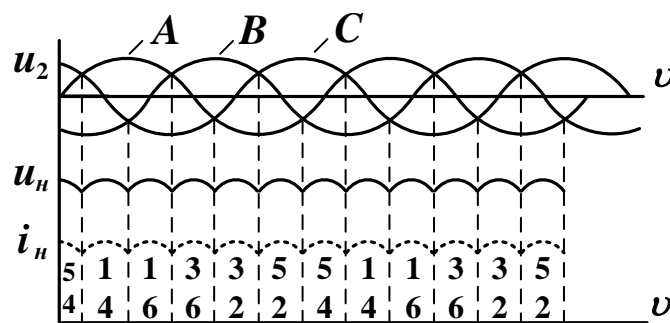


Рис. 10.8

Отже, в будь – який момент часу струм пропускають два вентилі: з анодної та катодної груп. Оскільки в цій схемі, як і попередній, кожен вентиль працює 1/3 частину періоду мережі, середнє значення струму венти́лів $I_{VDcp} = I_d/3$. Кратність пульсацій випрямленої напруги $m=6$. Отже коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$\kappa_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} = 0,057 \approx 6\% . \quad (10.7)$$

При цьому частота пульсацій $f_{\Pi} = mf_M = 300 \text{Гц}$. Трифазний мостовий випрямляч досить часто використовують без згладжувального фільтра, особливо при RL навантаженні.

Основні параметри схеми:

$$U_d = 2,34U_2 ; \text{ (для } 0\text{-ї } 1,17U_2)$$

$$U_2 = 0,425U_d ; \text{ (для } 0\text{-ї } 0,85U_2)$$

$$U_{VDm} = 1,045U_d ; \kappa_{VD\cup} \cong 0,96 ; \kappa_{TVP} \rightarrow 1 .$$

Мостова схема характеризується найкращим використанням вентилів та потужності трансформатора, має незначні пульсації випрямленої напруги. В обмотках трансформатора протікають змінні струми. Отже відсутнє підмагнічування осердя трансформатора. Схема має найширше застосування.

Недоліки:

- використовується 6 вентилів;
- зменшення ККД при невисоких випрямлених напругах ($U_d < 10V$).

Запитання

1. Особливості роботи на RL навантаження.
2. Від чого залежить згладжувальна дія індуктивності L_H ?
3. Особливості роботи на RC навантаження.
4. Від чого залежить згладжувальна дія ємності C_H ?
5. Області застосування випрямлячів з RL та RC навантаженнями.
6. В чому полягає принцип роботи випрямлячів з помноженням напруги?
7. Переваги багатофазних випрямлячів.
8. Порівняти нульову та мостову трифазні схеми.

ЛЕКЦІЯ 11. Явище комутації у випрямлячах. Керовані випрямлячі.

11.1 Явище комутації у випрямлячах

До цього часу, розглядаючи процеси у випрямлячах, трансформатор та вентилі ми вважали *ідеальними*. Зокрема не враховувались індуктивності розсіювання обмоток трансформатора. Для випрямлячів невеликої потужності це виправдано. Однак при середніх та великих потужностях індуктивності розсіювання мають помітний вплив на процеси у випрямлячі і їх треба враховувати. На рис. 11.1 наведено еквівалентну приведену схему трансформатора, де L_S – індуктивності розсіювання його обмоток.

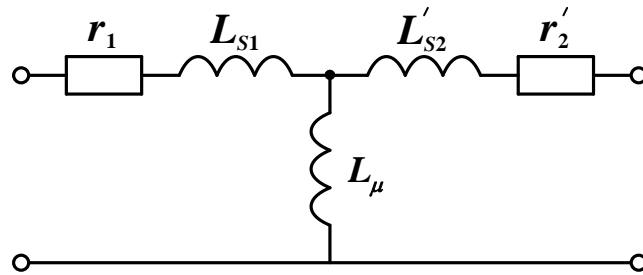


Рис. 11.1

Розглянемо вплив індуктивностей розсіювання на прикладі трифазного фазного випрямляча з нульовим виводом. Вважатимемо, що індуктивності розсіювання в усіх фазах однакові і будемо їх враховувати еквівалентною індуктивністю L_S , яка приведена до вторинної обмотки трансформатора (рис. 11.2).

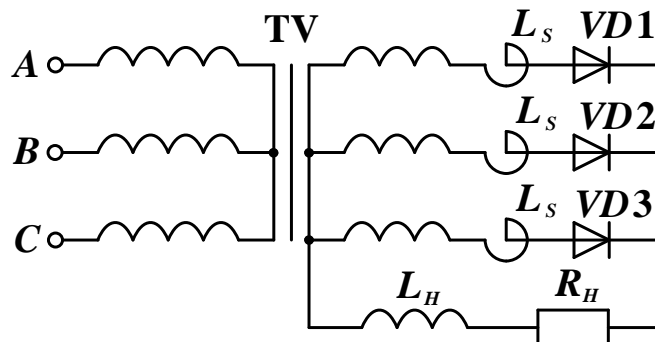


Рис. 11.2

Якби не було індуктивностей розсіювання L_S , у момент часу υ_1 (рис. 11.3), коли напруга u_A стає більшою від напруги u_C , клапан $VD3$ закрився б, а клапан $VD1$ – відкрився.

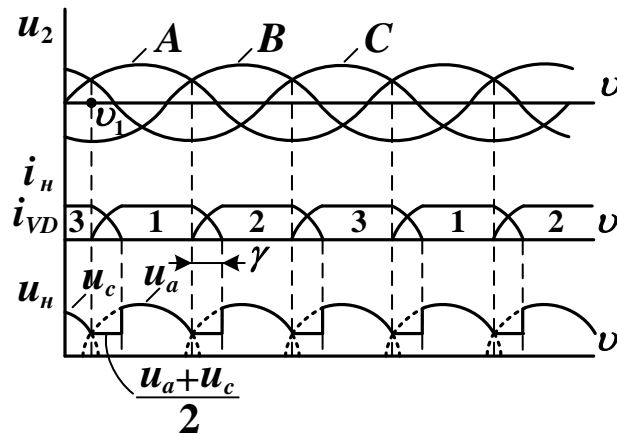


Рис. 11.3

Однак, оскільки струм в індуктивності L_S не може миттєво змінитись, протягом деякого інтервалу часу γ одночасно пропускатимуть струм два вентиля: $VD3$ та $VD1$, причому струм $VD3$ спадатиме, а $VD1$ – зростатиме. Сума цих струмів дорівнює струму навантаження i_H . Якщо струм навантаження добре згладжений ($i_H = I_d$), сума струмів діодів є величиною сталою, і дорівнює I_d . Інтервал одночасної роботи двох вентилів γ називають *інтервалом комутації*.

Явище комутації пов'язане з накопиченням та віддаванням енергії індуктивностями розсіювання. Оскільки $W_L = \frac{L_S I^2}{2}$, інтервал комутації γ буде тим більшим, чим більшими є індуктивність розсіювання L_S , та струм у навантаженні I_d .

На інтервалах комутації навантаження через індуктивності розсіювання підключено одночасно до двох фаз. Тому напруга на навантаженні дорівнює півсумі напруг цих фаз. Отже на інтервалах комутації миттєве значення випрямленої напруги зменшується. Тому зменшуватиметься і середнє значення

випрямленої напруги U_d . Крім того, зростатиме коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги. Це необхідно враховувати при використанні випрямлячів середньої та великої потужності.

11.2 Навантажувальна (зовнішня) характеристика випрямлячів

Навантажувальна (зовнішня) характеристика випрямлячів - це залежність $U_d = f(I_d)$. Як у будь-яких джерелах електроживлення, при збільшенні струму навантаження вихідна напруга випрямлячів зменшується. Це пов'язано з *не ідеальністю* елементів схеми випрямляча. При збільшенні струму навантаження I_d зростає падіння напруги на активних опорах обмоток трансформатора, вентилях, а також з'єднувальних провідниках. Крім того, збільшуються втрати напруги, пов'язані із явищем комутації.

Зовнішню характеристику випрямляча можна описати таким виразом

$$U_d = U_{dxx} - r_i I_d \quad (11.1)$$

де U_{dxx} - середнє значення випрямленої напруги при $I_d = 0$ (режим холостого ходу), визначають за допомогою одержаних раніше розрахункових формул, r_i - еквівалентний внутрішній опір випрямляча.

Найпростіше опір r_i можна визначити, використовуючи експериментально отриману навантажувальну характеристику випрямляча (рис. 11.4)

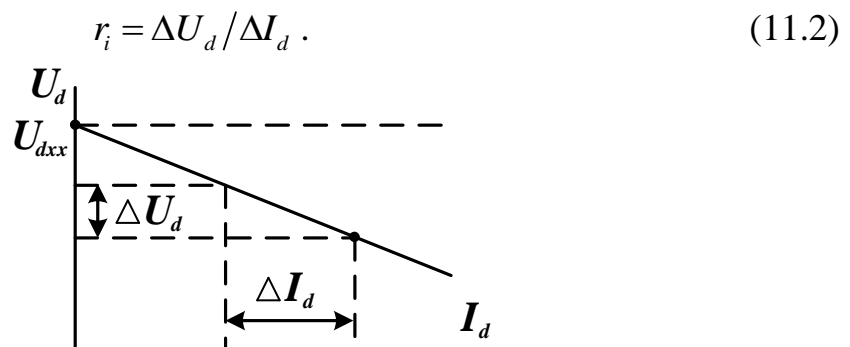


Рис. 11.4

11.3. Керовані випрямлячі

Керований випрямляч окрім перетворення змінної напруги у постійну дає можливість *одночасно регулювати* середнє значення випрямленої напруги U_d . Керований випрямляч можна побудувати тільки на базі *керованих* вентилів (наприклад тиристорів). Для керування моментами вмикання вентилів необхідна система керування СК.

11.3.1. Однофазний мостовий керований випрямляч

В керованих випрямлячах достатньо, щоб хоча б один з вентилів, які ввімкнені послідовно з навантаженням при протіканні струму, був керованим (рис. 11.5).

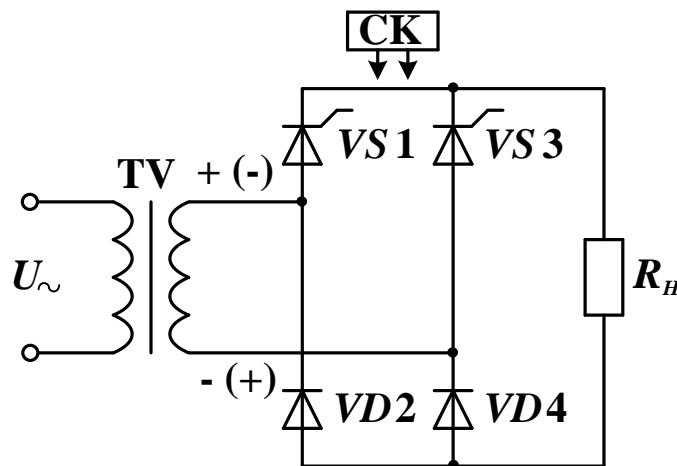


Рис.11.5

При позитивному півперіоді (полярність без дужок), поки не подано сигнал керування i_K , вентиля закриті і напруга на навантаженні u_H дорівнює нулю (рис. 11.6).

У момент $\vartheta = \alpha$ на тиристор VS1 надходить імпульс від СК. Тиристор вмикається і до навантаження R_H прикладається частина синусоїди вхідної напруги.

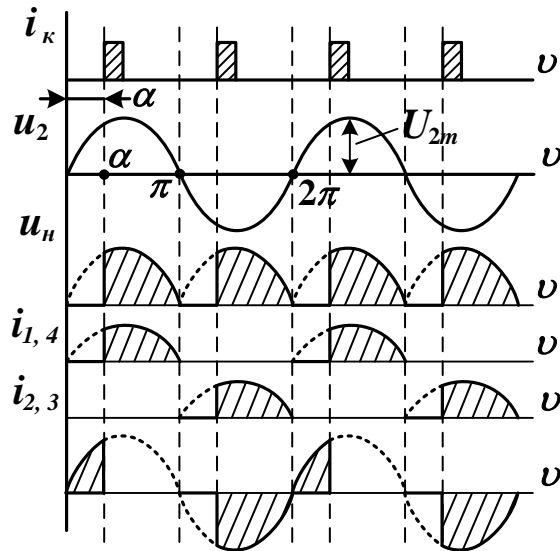


Рис. 11.6

У момент $\upsilon = \pi$ напруга мережі приходиться через нуль і тиристор $VS1$ вимикається. При цьому напруга на навантаженні R_H знову стає рівною нулю.

У момент $\upsilon = \pi + \alpha$ СК вмикає тиристор $VS3$ і до навантаження знову прикладено частину синусоїди вхідної напруги. Якщо змінювати момент вмикання тиристорів (кут керування α) можна регулювати середнє значення випрямленої напруги U_d

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{T} \int_0^T u_H(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \upsilon d\upsilon = \\
 &= \frac{U_{2m}}{\pi} \left| -\cos \upsilon \right|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (11.3)
 \end{aligned}$$

При куті керування $\alpha=0$ керований випрямляч працює аналогічно некерованому

$$U_{d_{\alpha=0}} = U_{d0} = \frac{2U_{2m}}{\pi}. \quad (11.4)$$

Залежність середнього значення випрямленої напруги від кута керування α називають *регульовальною* характеристикою випрямляча (рис. 11.7).

$$U_{d_{\alpha}} = f(\alpha) = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (11.5)$$

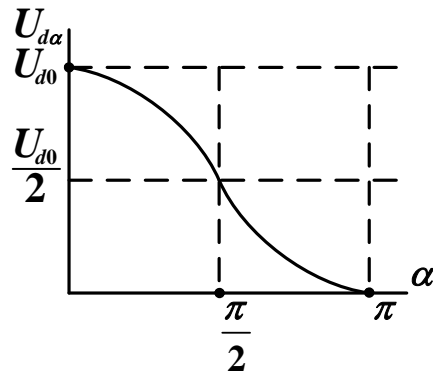


Рис.11.7

Отже, плавно змінюючи кут керування α в діапазоні $(0 \dots \pi)$, будемо регулювати середнє значення випрямленої напруги від U_{d0} до 0. Це головна перевага керованих випрямлячів.

Недоліки керованих випрямлячів (КВ):

- необхідна система керування;
- збільшення коефіцієнта пульсацій при регулюванні;
- фазовий зсув 1-ї гармоніки струму відносно напруги мережі (зменшення коефіцієнта потужності χ).

Робота керованих випрямлячів на RL навантаження

Найчастіше КВ використовують для живлення навантажень середньої та великої потужності (наприклад двигунів постійного струму). Такі навантаження зазвичай мають активно – індуктивний характер. Будемо вважати, що індуктивність L_H достатньо велика і струм у навантаженні R_H добре згладжений $i_H = I_d$ (рис. 11.8).

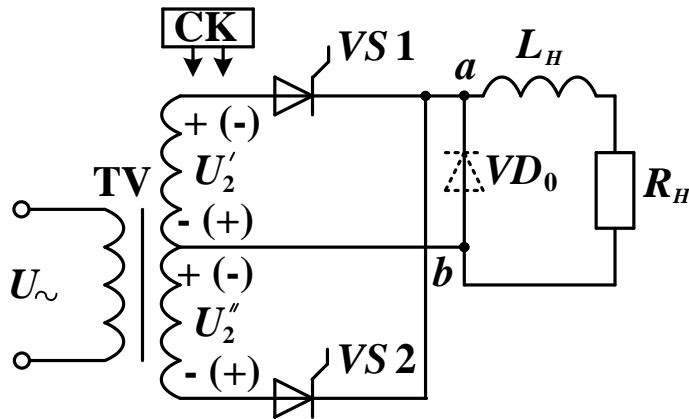


Рис. 11.8

При позитивному півперіоді (полярність без дужок) у момент $\omega = \alpha$ вмикається тиристор $VS1$. У момент $\omega = \pi$ полярність напруги мережі змінюється і тиристор $VS1$ повинен був би вимкнутись (рис. 11.9).

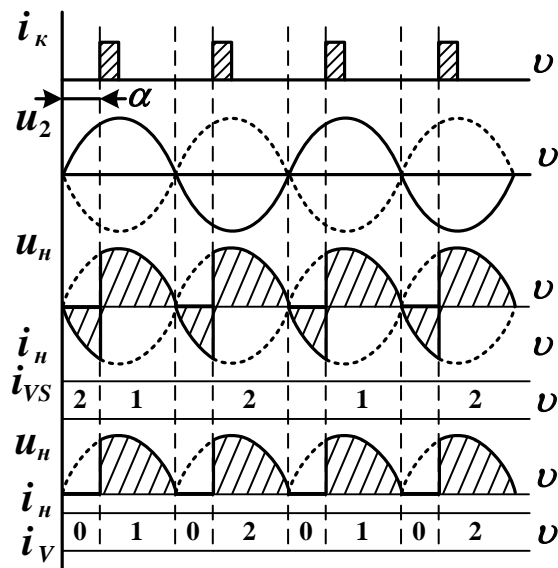


Рис.11.9

Однак струм в індуктивності L_H миттєво припинитись не може. Він буде протікати в попередньому напрямку, замикаючись по колу $L_H - R_H - u_2' - VS1 - L_H$. Тому тиристор $VS1$ залишається відкритим і на виході випрямляча (точки ab) з'являються ділянки з негативною напругою. У момент $\omega = \pi + \alpha$ СК вмикає тиристор $VS2$. До тиристора $VS1$ прикладено зворотною

напругу і він вимикається. Струм навантаження переходить у тиристор $VS2$ і до навантаження знову прикладено позитивну напругу. У цьому разі середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \nu d\nu = \frac{U_{2m}}{\pi} [-\cos \nu]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha. \quad (11.6)$$

Очевидно, що вже при $\alpha = \pi/2$ $U_{d\alpha} = 0$ (площа позитивної та негативної ділянок напруги u_H стають однаковими).

Якщо у схему ввести додатковий «нульовий» діод $VD\emptyset$, негативні ділянки випрямленої напруги усуваються, оскільки у момент проходження напруги мережі через нуль тиристор $VS1$ закривається, а струм навантаження переходить в діод $VD\emptyset$. При цьому коло протікання струму є таким: $L_H - R_H - VD\emptyset - L_H$. У цьому разі регульовальна характеристика випрямляча така сама, як і при активному навантаженні (рис. 11.10).

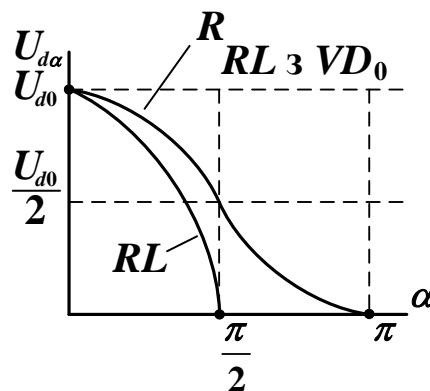


Рис. 11.10

Зазвичай керовані випрямлячі містять нульовий діод $VD0$ і працюють у повному діапазоні зміни кута керування α .

При відсутності $VD\emptyset$ перетворювач може працювати у 2х режимах:

- 1) керованого випрямляча;
- 2) інвертора, веденого мережею.

Запитання

1. Причини виникнення явища комутації.
2. Вплив явища комутації на параметри та характеристики випрямляча.
3. Що таке інтервал комутації і від чого він залежить?
4. Що таке навантажувальна характеристика випрямляча і від чого вона залежить?
5. Яким чином можна визначити внутрішній опір випрямляча?
6. В чому полягає принцип дії керованих випрямлячів?
7. Що таке регульовальна характеристика?
8. Переваги та недоліки керованих випрямлячів.
9. Для чого вводять «нульовий» діод при роботі керованого випрямляча на RL навантаження.

ЛЕКЦІЯ 12. Регулятори змінної напруги. Безпосередні перетворювачі частоти

Регулятори змінної напруги

Якщо між мережею змінного струму $e(t)$ та навантаженням Z_H ввімкнути керований ключ S з двосторонньою провідністю, і забезпечити його відповідне керування від системи керування СК, одержимо імпульсний регулятор змінної напруги, який дає можливість регулювати діюче значення змінної напруги на навантаженні (рис. 12.1).

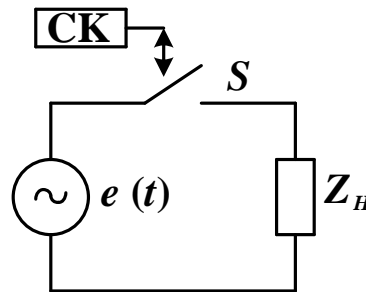


Рис.12.1

У залежності від співвідношення частот роботи ключа f_S та частоти мережі f_M розрізняють такі способи регулювання змінної напруги:

- 1) регулювання на низькій частоті (НЧ), якщо $f_S < 2f_M$;
- 2) регулювання на високій частоті (ВЧ), якщо $f_S > 2f_M$;
- 3) регулювання на основній частоті (ОЧ), якщо $f_S = 2f_M$.

Останній спосіб регулювання часто називають *фазовим* регулюванням, при якому тривалість ввімкненого стану ключа t_{BM} змінюється в діапазоні $0 \leq t_{BM} \leq \frac{T}{2}$, де T – період напруги мережі.

Фазові регулятори

Фазове регулювання здійснюють трьома основними способами:

- з затримкою вмикання на кут α ;

- з випередженням вимикання на кут β ;
- комбінований ($\alpha - \beta$).

В усіх перерахованих способах регулювання частота напруги на навантаженні співпадає з частотою мережі f_M (рис. 12.2).

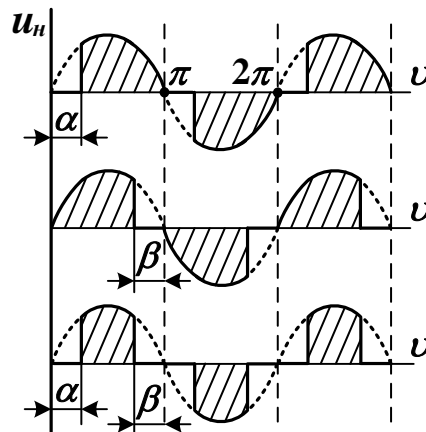


Рис. 12.2

Найпростіше реалізувати перший з перерахованих способів, оскільки для його реалізації можна використовувати напівкервані ключі (тиристри або симістор). При цьому система керування СК аналогічна системі керування керованих випрямлячів (рис. 12.3).

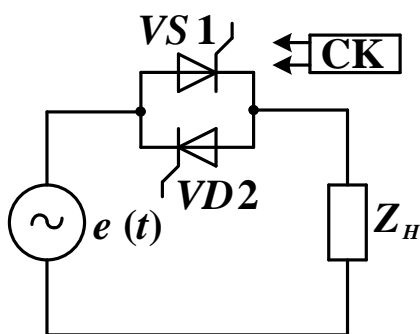


Рис. 12.3

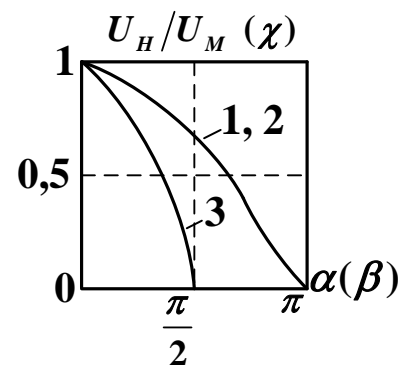


Рис. 12.4

В регуляторах \sim напруги параметром, що регулюється, є діюче значення \sim напруги на навантаженні U_H . Регулювальні характеристики для різних способів

фазового регулювання $U_H^* = f[\alpha(\beta)]$ у відносних одиницях $U_H^* = U_H / U_M$ наведено на рис. 12.4. Основним недоліком фазового метода регулювання є спотворення струму, що споживається від мережі (струм мережі є *несинусоїдальним*).

Змінний несинусоїдальний струм може бути поданий у вигляді суми гармонічних складових (рядом Фур'є). Якщо вважати, що напруга мережі є синусоїдальною $U_M = U_{(1)}$, активна потужність що споживається від мережі

$$P = U_M I_{M(1)} \cos \varphi_1;$$

повна потужність, що споживається від мережі

$$S = U_M I_M,$$

і коефіцієнт потужності регулятора визначається так само, як і випрямлячів (8.18)

$$\chi = P/S = \frac{\mathcal{U}_M I_{M(1)} \cos \varphi_1}{\mathcal{U}_M I_M} = v \cos \varphi_{(1)}.$$

Якщо навантаження регулятора – активний опір R , для розглянутих способів фазового регулювання коефіцієнт потужності чисельно дорівнює *відносному* діючому значенню напруги на навантаженні

$$\chi = U_H / U_M, \quad (12.1)$$

тобто співпадає з регулювальною характеристикою (рис. 12.4).

Основна *перевага* фазового метода регулювання – плавне регулювання діючого значення змінної напруги з високим ККД.

Недоліки:

- зменшення коефіцієнту потужності при регулюванні;
- створення електромагнітних завад при регулюванні.

Фазові регулятори змінної напруги використовують в регуляторах освітлення, та для регулювання швидкості обертання двигунів змінного струму.

Фазоступінчате регулювання

Широко відомий спосіб *ступінчатого* регулювання змінної напруги який базується на використанні трансформатора з відпайками і групи перемикачів. У цьому разі напруга на навантаженні залишається синусоїдальною, однак напруга на навантаженні змінюється дискретно (рис. 12.5).

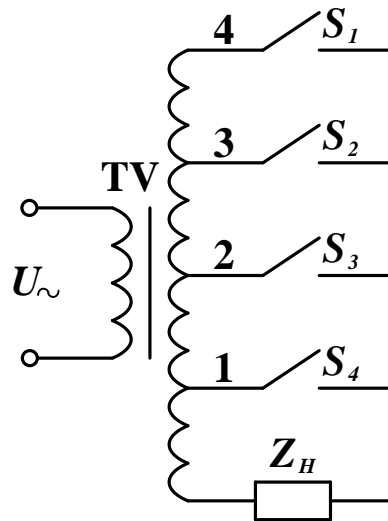


Рис.12.5

Якщо замість звичайних ключів S використати керовані ключі змінного струму, фазовий метод регулювання буде здійснюватись не для усієї напруги, а тільки для однієї з її секцій. (рис. 12.6) .

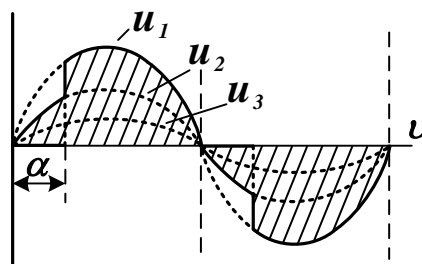


Рис.12.6

Фазоступінчатий метод регулювання, на відміну від ступінчатого, дає можливість *плавно* регулювати діюче значення напруги на навантаженні, а у порівнянні з фазовим методом регулювання забезпечує менші спотворення струму та напруги.

Недоліком фазоступінчатого способу регулювання є ускладнення конструкції трансформатора, системи керування, а також збільшена кількість керованих ключів.

Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ)

Перетворювачі частоти призначено для перетворення \sim напруги однієї частоти у \sim напругу іншої частоти. В БПЧ вихідна напруга формується із ділянок синусоїд вхідної напруги. З цією метою між мережею та навантаженням встановлено керовані ключі які перемикаються за відповідним алгоритмом. Через ці ключі мережа та навантаження безпосередньо пов'язані між собою.

У залежності від типу силових ключів, що використовуюються, БПЧ поділяють на

- БПЧ з природньою комутацією (симістори та тиристори) $f_H < f_M$;
- БПЧ з штучною комутацією (повністю керовані ключі) $f_M < f_H < f_M$.

Змінна напруга на вході та виході БПЧ може бути як однофазною так і багатофазною.

Приклад: однофазно – однофазний БПЧ (рис. 12.7).

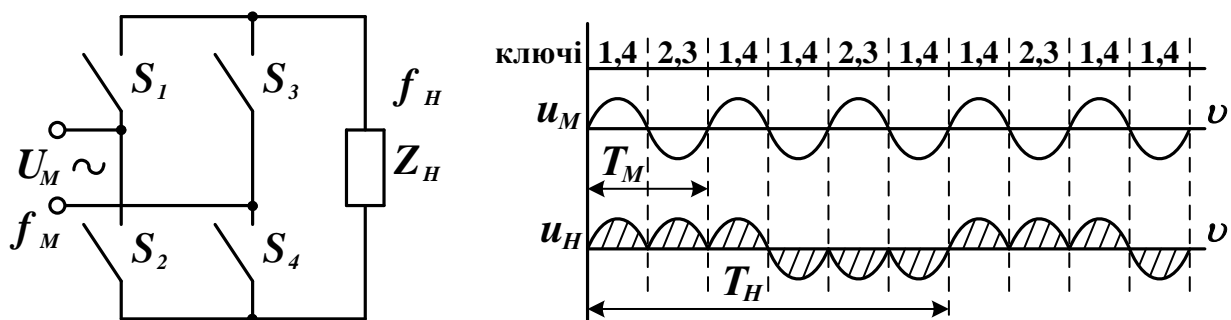


Рис.12.7

Якщо в схемах БПЧ застосувати фазове регулювання, можна забезпечити регулювання як діючого значення змінної напруги, так і його частоти.

Форма вихідної напруги БПЧ є несинусоїдальною. Її гармонічний склад є складним і змінюється при фазовому регулюванні. Більш якісний гармонічний склад вихідної напруги можна одержати в трифазно – однофазних БПЧ, в яких вихідну напругу формують з ділянок синусоїд *різних* фаз вхідної напруги.

Переваги БПЧ – можливість плавного регулювання частоти та вихідної напруги та частоти.

Недоліки:

- зменшення коефіцієнт потужності при регулюванні;
- складний гармонічний склад вихідної напруги;
- складна система керування.

Застосування:

- живлення асинхронних двигунів ~ струму;
- пристрої індукційного нагріву та інші електротермічні та електротехнологічні пристрої.

Фільтруючі та стабілізуючі пристрої

1. Згладжувальні фільтри

Для нормальної роботи багатьох споживачів постійного струму допустимі незначні пульсації випрямленої напруги.

Допустимий кл:

- мікрофонні кола – 10⁻⁵%;
- електронно-променеві трубки – 0,5%;
- вихідні каскади підсилювачів – 3%.

Тому у багатьох випадках між випрямлячем та навантаженням ставлять *згладжувальний фільтр* – пристрій для згладжування пульсацій випрямленої напруги. Основний параметр згладжувального фільтра – *коефіцієнт згладжування* – відношення коефіцієнтів пульсацій на вході та виході фільтра

$$K_{згл} = K_{Пвх} / K_{Пвих}$$

Враховуючи, що $\kappa_{\Pi} = U_{\sim m} / U_d$, можемо одержати ще два параметри, які характеризують властивості згладжувального фільтра

$$\kappa_{згл} = \frac{\kappa_{\Pi_{\text{вх}}}}{\kappa_{\Pi_{\text{вих}}}} = \frac{U_{\square_{\text{вх}}}}{U_{d_{\text{вх}}}} \bigg/ \frac{U_{\square_{\text{вих}}}}{U_{d_{\text{вих}}}} = \frac{U_{\square_{\text{вх}}}}{U_{\square_{\text{вих}}}} \cdot \frac{U_{d_{\text{вих}}}}{U_{d_{\text{вх}}}} = \kappa_{\phi} \cdot \lambda, \quad (12.2)$$

де: $\kappa_{\phi} = \frac{U_{\square_{\text{вх}}}}{U_{\square_{\text{вих}}}}$ – коефіцієнт фільтрації; $\lambda = \frac{U_{d_{\text{вих}}}}{U_{d_{\text{вх}}}}$ – коефіцієнт передавання

сталого складової випрямленої напруги.

Найчастіше згладжувальні фільтри будують на базі *реактивних* елементів (дроселів та конденсаторів) які мають здатність накопичувати енергію. Оскільки втрати потужності в цих елементах є незначними, для таких фільтрів $\lambda \rightarrow 1$, а $\kappa_{згл} \approx \kappa_{\phi}$.

Для фільтрів на реактивних елементах (пасивних фільтрів) $\lambda \approx \eta = \text{ККД}$ фільтра.

Крім пасивних фільтрів існують також *активні* фільтри, в яких використовують активні елементи електричного кола (транзистори, операційні підсилювачі, та ін.)

Приклади пасивних та активних фільтрів розглянути самостійно [18] с.365 ... 370.

Запитання

1. Чим відрізняються регулятори змінної напруги Н4, В4 та 04 – типу?
2. В чому полягає принцип фазового регулювання?
3. Регулювальні характеристики фазових регуляторів.
4. Від чого залежить коефіцієнт потужності фазових регуляторів?
5. Переваги та недоліки фазоступінчатого методу регулювання.
6. В чому полягає принцип дії безпосередніх перетворювачів частоти?
7. Основні параметри згладжувальних фільтрів.

ЛЕКЦІЯ 13. Фільтруючі та стабілізуючі пристрої автономні перетворювачі

Стабілізатори напруги

Напруга на виході пристроїв електроживлення може змінюватись у широких межах під впливом таких факторів:

- коливання напруги в мережі живлення;
- зміни струму навантаження (падіння частини напруги на внутрішньому опорі);
- зміна умов навколишнього середовища (у першу чергу t°).

Відношення зміни напруги ΔU до її номінального значення U називають *нестабільністю* напруги

$$\delta_U = \Delta U / U \quad (13.1)$$

Якщо нестабільність напруги δ_U , яку забезпечує джерело живлення, не задовольняє споживача, між джерелом живлення та навантаження ставлять *стабілізатор* – пристрій, який автоматично підтримує *постійну* напругу на навантаженні.

Якість стабілізатора характеризує його *коефіцієнт стабілізації* – відношення нестабільності напруги на його вході до нестабільності напруги на його виході

$$K_{ст} = \frac{\delta_{U_{вх}}}{\delta_{U_{вих}}} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вих} / U_{вих}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \cdot \frac{U_{вих}}{U_{вх}}. \quad (13.2)$$

Вплив струму навантаження на вихідну напругу стабілізатора характеризує його вихідний опір

$$r_i = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}}; \quad (13.3)$$

Вплив t° на вихідну напругу стабілізатора характеризує його *температурний коефіцієнт напруги* (ТКН)

$$TKH = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta t^{\circ}}. \quad (13.4)$$

За принципом дії стабілізатори ділять на два основні типи:

- параметричні;
- компенсаційні.

Параметричні стабілізатори використовують елементи з нелінійною ВАХ (рис. 13.1). В параметричних стабілізаторах напруги основним елементом є кремнієвий стабілітрон рис. 13.2.

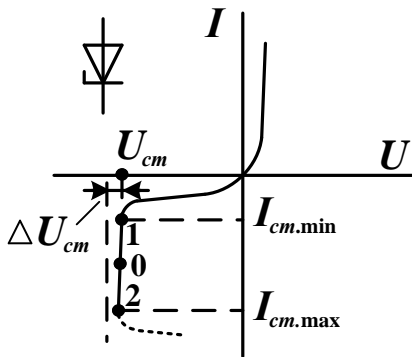


Рис.13.1

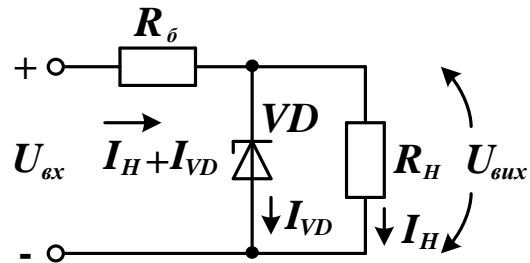


Рис.13.2

Якщо робоча точка стабілітрона 0 вибрана на ділянці 1...2 (рис. 13.1), то при змінах струму через стабілітрон в широких межах, напруга на стабілітроні, а отже і на навантаженні залишаються практично постійними.

При збільшенні вхідної напруги стабілізатора $U_{\text{вх}}$ (рис. 13.2) на величину $\Delta U_{\text{вх}}$, практично увесь приріст напруги буде падати на баластному резисторі $R_{\text{б}}$. При цьому його струм, який дорівнює $I_{VD} + I_H$, зростає. Оскільки $U_{\text{вих}} \approx \text{const}$, струм навантаження I_H практично не змінюється. Отже, увесь приріст струму баластного резистора протікатиме через стабілітрон. При цьому його робоча точка 0 зміщується вниз, в область більших струмів.

Якщо при постійній напрузі $U_{\text{вх}}$ струм навантаження збільшиться на ΔI_H , струм через стабілітрон повинен зменшитись на таку ж величину, оскільки у цьому випадку струм баластного резистора залишається незмінним.

Коефіцієнт стабілізації розглянутої схеми

$$K_{cm} = \frac{R_{\delta}}{r_{\delta}} \cdot \frac{U_{cm}}{U_{ex}}$$

де: $r_{\delta} = \frac{\Delta U_{cm}}{I_{cm.max} - I_{cm.min}}$ - диференційний опір стабілітрона, U_{cm} - напруга стабілізації стабілітрона

Вихідний опір стабілізатора $r_i = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = r_{\delta}$ дорівнює диференційному опору стабілітрона.

Якщо навантаження параметричного стабілізатора R_H підключити до нього через емітерний повторювач VT (рис.13.3) внутрішній опір стабілізатора зменшується в β разів (де $\beta = \frac{I_{\kappa}}{I_{\delta}} \approx \frac{I_{\epsilon}}{I_{\delta}}$). Головна перевага параметричних стабілізаторів – простота схеми.

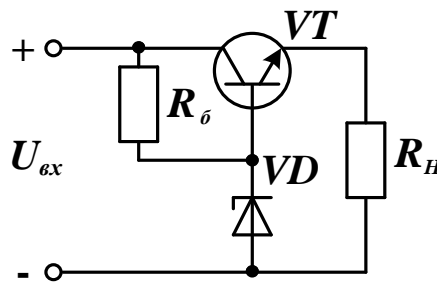


Рис.13.3

Недоліки ПС:

- неможливість регулювання вихідної напруги;
- невисокий коефіцієнт стабілізації (кілька десятків).

Компенсаційний стабілізатор

Такий стабілізатор являє собою замкнену систему автоматичного регулювання вихідної напруги (рис. 13.4). Напруга джерела живлення U_{ex} через регулюючий елемент РЕ подається на навантаження Н.

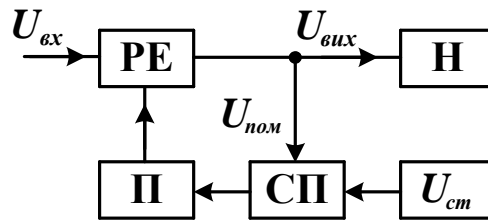


Рис.13.4

Одночасно вихідна напруга $U_{вих}$, або її частина, подається на схему порівняння СП, де вона порівнюється з еталонною напругою $U_{см}$. Сигнал помилки $U_{ном}$, пропорційний різниці цих напруг, підсилюється підсилувачем П і діє на регулюючий елемент РЕ. При цьому РЕ, який працює в режимі керованого опору, змінює свій опір таким чином, щоб напруга на виході стабілізатора залишалась незмінною. На принциповій схемі найпростішого компенсаційного стабілізатора (рис.13.5), РЕ \rightarrow VT1, СП і П \rightarrow VT2, $U_{см} \rightarrow$ VD.

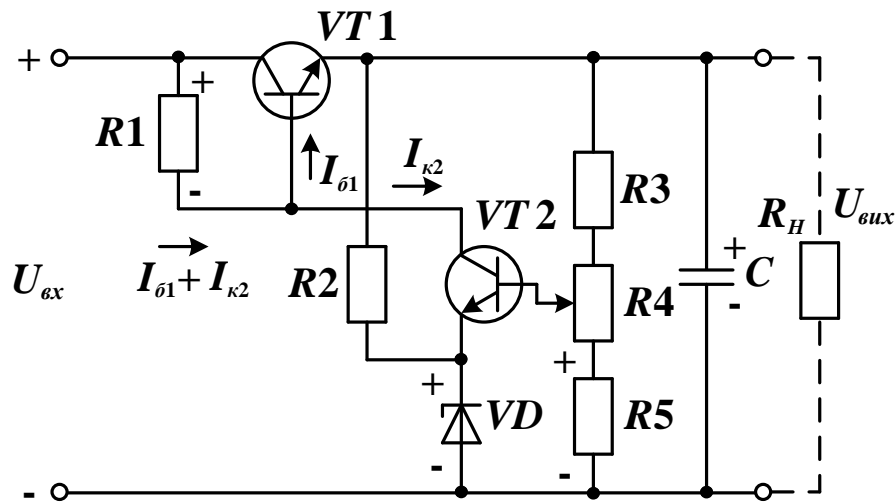


Рис.13.5

Нехай напруга на вході стабілізатора збільшилось. У перший момент часу напруга на виході стабілізатора починає зростати, а отже зростатиме напруга на нижньому плечі подільника напруга R3-R4-R5. Напруга на стабілітроні VD залишається практично незмінною. Отже напруга $U_{бе}$ транзистора VT2 стає більш позитивною. Струм транзистора VT2 зростає. Отже зростатиме падіння напруги на резисторі R1 (полярність вказана). Внаслідок цього напруга на базі

транзистора $VT1$ стає більш негативною і його опір збільшується. В результаті вихідна напруга стабілізатора повертається до свого попереднього значення.

Коефіцієнт стабілізації подібних стабілізаторів залежить у першу чергу від коефіцієнта підсилення підсилювача П, який побудовано на транзисторі $VT2$. Якщо цей підсилювач побудувати на базі інтегрального операційного підсилювача, можна одержати дуже великий коефіцієнт стабілізації (до кількох тисяч).

Подібні стабілізатори називають стабілізатори з *безперервним* регулюванням, оскільки РЕ працює в режимі керованого опору.

Головна *перевага* таких стабілізаторів – висока якість вихідної напруги (високий $K_{ст}$ та мало пульсація).

Недоліки:

- невисокий ККД (40...60)%, оскільки регулюючий транзистор $VT1$ працює в режимі керованого опору;
- підвищені масогабаритні показники, оскільки для розсіювання потужності, що виділяється на РЕ, його необхідно ставити на радіатор.

АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Автономні перетворювачі, як правило, одержують живлення від джерел постійної напруги. Система керування таких перетворювачів містить спеціальний задаючий генератор, який забезпечує періодичний характер процесів в перетворювачі.

Найбільш поширеними є два основних типи автономних перетворювачів:

- 1) імпульсні регулятори постійної напруги;
- 2) автономні інвертори.

Імпульсні регулятори постійної напруги

Імпульсний регулятор являє собою керований ключ S що ввімкнений послідовно між джерелом постійної напруги E та навантаженням R_H (рис. 13.6).

Керований ключ S виконує функцію регулюючого елемента РЕ. Регулювання здійснюється шляхом зміни відносної тривалості замкненого стану ключа S t_i/T . При цьому напруга на навантаженні має форму прямокутних імпульсів (рис. 13.7).

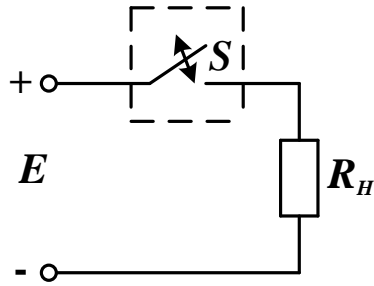


Рис. 13.6

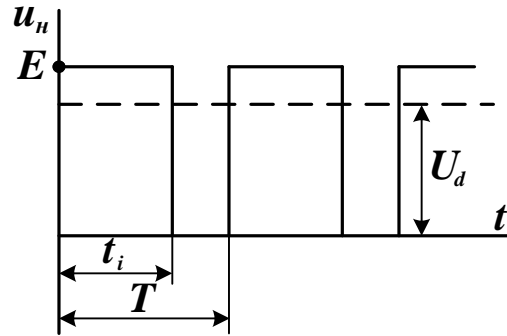


Рис. 13.7

Середнє значення цієї напруги

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} E dt = E \cdot \frac{t_i}{T}. \quad (13.5)$$

Змінюючи параметри імпульсної напруги можна регулювати середнє значення напруги на навантаженні. Залежно від того, який параметр імпульсів регулюються, розрізняють такі способи імпульсного регулювання.

1. *Широтно – імпульсне (ШІР)*, коли $T = \text{const}$, а t_i -var. Для нього $U_d = E \cdot \frac{t_i}{T} = E \cdot \gamma$, де $\gamma = (0 \dots 1)$ коефіцієнт заповнення імпульсів.

Із зміною γ від 0 до 1 U_d змінюється від 0 до E .

2. *Частотно – імпульсне (ЧІР)*, коли $t_i = \text{const}$, а $T = \frac{1}{f} = \text{var}$. Для цього способу регулювання $U_d = E \cdot \frac{t_i}{T} = E t_i f$. При $f \rightarrow 0$ $U_{dmin} \rightarrow 0$; $f \rightarrow \frac{1}{t_i}$ $U_{dmax} \rightarrow E$.

3. *Комбіноване регулювання* здійснюється одночасною зміною t_i та T .

Щоб одержати на навантаженні R_H постійну (згладжену) напругу U_d , між керованим ключем та навантаженням R_H ставлять згладжувальні фільтри.

При імпульсному регулюванні фільтр обов'язково повинен починатись з індуктивності (рис. 13.8).

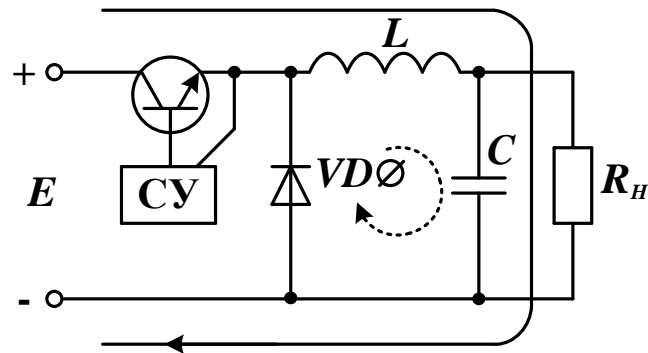


Рис. 13.8

Якщо ключ S замкнений (VT ввімкнений), струм від джерела живлення E протікає через навантаження R_H . Одночасно в елементах фільтра L та C відбувається накопичення енергії. Після розмитнення ключа S (транзистор VT – вимкнений) струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, що була накопичена в елементах фільтра. На цьому етапі відкривається діод $VD\emptyset$ і струм індуктивності L , який продовжує протікати у попередньому напрямку, замикається через навантаження R_H та діод $VD\emptyset$ (рис.13.9).

За наявності згладжувального фільтра найчастіше використовують ШПР, при якому частота імпульсів не змінюється. Завдяки цьому елементи згладжувального фільтра використовуються найбільш ефективно.

Переваги імпульсного метода регулювання:

- високий ККД
- менші масогабаритні показники у порівнянні з безперервним методом регулювання;
- максимальне використання допустимих параметрів PE;
- менша чутливість до t° .

Недоліки:

- необхідність застосування згладжувального фільтра;
- підвищена інерційність;

- електромагнітні завади.

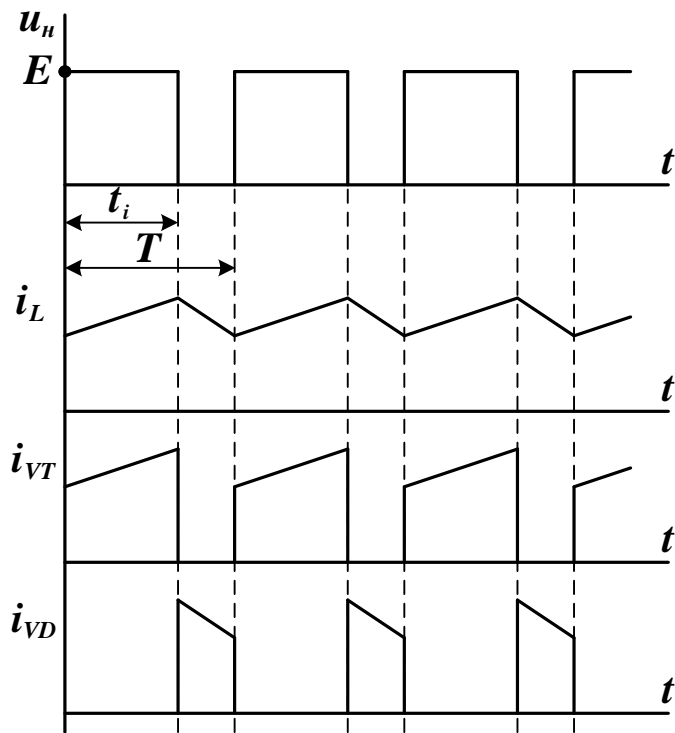


Рис.13.9

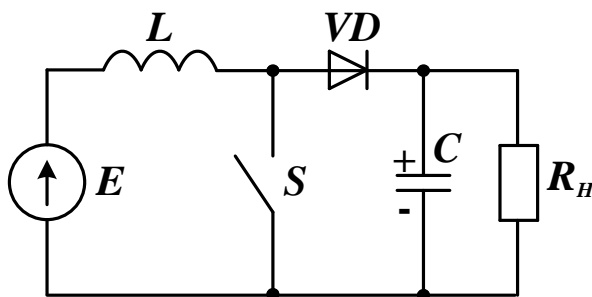
Запитання

1. Причини можливої нестабільності вихідної напруги джерел електроживлення.
2. Основні параметри стабілізаторів.
3. Принцип дії параметричного стабілізатора напруги.
4. На що впливає диференційний опір стабілітрона в схемах параметрах стабілізаторів?
5. Принцип дії компенсаційних стабілізаторів.
6. За рахунок чого можна підвищити коефіцієнт стабілізації компенсаційного стабілізатора?
7. Переваги та недоліки компенсаційних стабілізаторів.
8. Принцип дії та основні способи імпульсного регулювання.
9. Принцип дії імпульсного регулятора напруги.

ЛЕКЦІЯ 14. Імпульсні регулятори постійної напруги. Однотактні перетворювачі

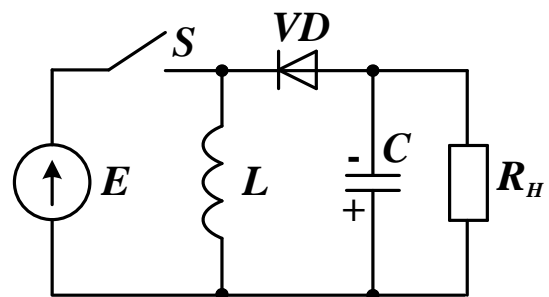
Розглянуту схему силового кола імпульсного регулятора з LC згладжувальним фільтром (рис. 13.8.) називають схемою з послідовним вмиканням ключа та дроселя (відносно навантаження R_H). Існують ще дві схеми побудови силового кола імпульсних регуляторів.

- схема з послідовним дроселем та паралельним ключем (рис. 14.1);
- схема з послідовним ключем та паралельним дроселем (рис. 14.2).



$$U_d \geq E$$

Рис. 14.1



$$0 E \leq U_d \leq E$$

полярність U_d протилежна E

Рис. 14.2

Принцип дії цих схем розглянути *самостійно* [18] (с.378...380).

Розглянуті схеми ІР доцільно використовувати у тих випадках, коли необхідна на навантаженні напруга U_d відрізняється від напруги джерела живлення E до 50%. $U_d = (0,5 \dots 1,5)E$.

Певним недоліком таких регуляторів є наявність електричного зв'язку між джерелом живлення та навантаженням. Якщо на навантаженні необхідно одержати напругу U_d , яка суттєво відрізняється від напруги джерела живлення E , а також забезпечити електричну розв'язку джерела та навантаження, застосовують трансформаторні перетворювачі напруги.

Однофазні перетворювачі напруги

За принципом побудови силового кола однофазні перетворювачі діляться на два типи:

- із зворотнім вмиканням діода (ЗВД);
- з прямим вмиканням діода (ПВД).

1. Однофазний перетворювач ЗВД.

Обмотки трансформатора сфазовано таким чином, що ввімкненому стану транзистора VT відповідає вимкнутий стан діода VD , (рис.14.3).

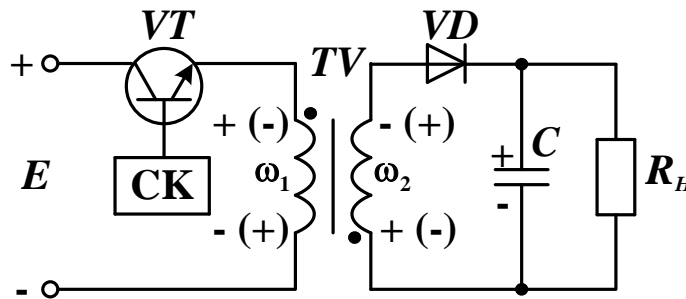


Рис. 14.3

При вмиканні транзистора VT через первинну обмотку трансформатора ω_1 починає протікати струм і в індуктивності намагнічування трансформатора L_m відбувається накопичення енергії. Полярність напруги на обмотках TV вказана без дужок. На цьому етапі діод VD закритий, оскільки до нього прикладено зворотню напругу. У момент вимикання транзистора VT , за рахунок виникнення ЕРС самоіндукції, полярність напруги на обмотках трансформатора змінюється на протилежну (вказана в дужках). Внаслідок цього діод VD відкривається і енергія, яка була накопичена в індуктивності намагнічування трансформатора L_m , передається до навантаження R_H та конденсатора фільтра C . Отже, в розглянутій схемі трансформатор TV виконує три функції

- зміна рівня напруги;
- електрична розв'язка джерела та навантаження;
- накопичення електромагнітної енергії.

Основні *переваги* перетворювачів ЗВД:

- простота схеми;
- висока надійність, оскільки такий перетворювач не чутливий до режиму короткого замикання з боку навантаження, тому що споживання енергії від джерела та передавання її в навантаження *розділені* у часі.

Недоліки:

- підвищені масогабаритні показники трансформатора, який одночасно виконує функцію загладжувачого дроселя;
- до вимкненого транзистора VT прикладено підвищену напругу

$$U_{KE} = E + U_{\omega_1} > E. \quad (14.1)$$

За своїм принципом дії однокатний перетворювач ЗВД аналогічний імпульсному регулятору з послідовним ключем та паралельним дроселем (рис. 14.2).

2. Однокатний перетворювач ПВД.

В перетворювачах ПВД (рис. 14.4) при вмиканні транзистора VT , одночасно вмикається і діод $VD1$. При цьому енергія від джерела живлення E одразу передається до навантаження R_H .

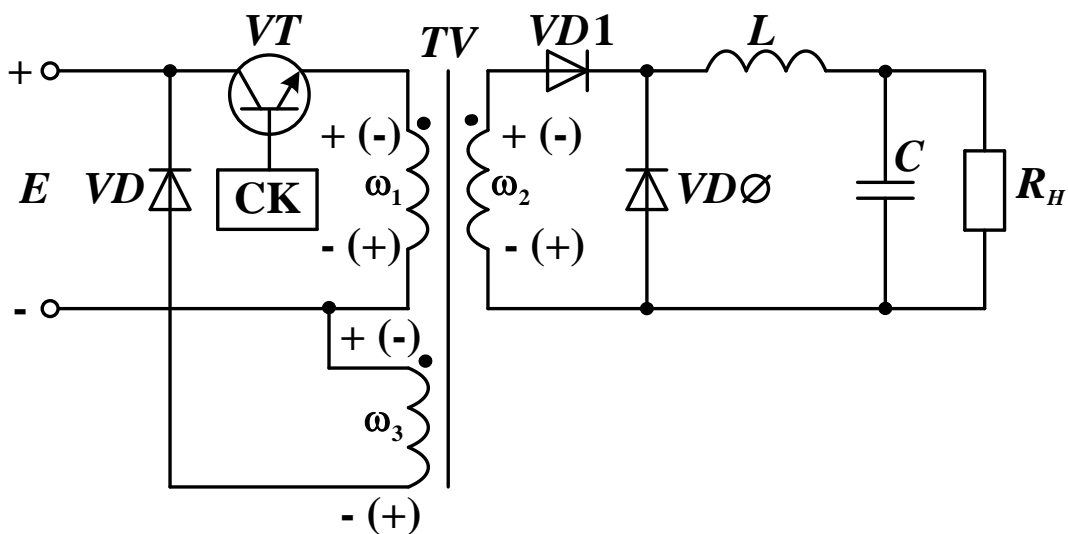


Рис. 14.4

Отже в цій схемі, на відміну від ЗВД, трансформатор не виконує функцію накопичувача електромагнітної енергії. Тому його індуктивність намагнічуванні, а отже і масогабаритні показники, значно менші, ніж в перетворювачі ЗВД.

Функцію накопичення електромагнітної енергії виконує спеціальний дросель L , а також конденсатор C . Діод $VD\emptyset$ забезпечує безперервність струму дроселя L при вимкненому транзисторі VT та закритому діоді $VD1$.

Особливість розглянутої схеми полягає в тому, що у момент вимикання транзистора VT та закривання діода $VD1$ електричні кола первинної та вторинної обмоток трансформатора виявляються *розірваними*. Оскільки перед моментом вимикання транзистора в індуктивностях трансформатора було накопичено енергію, на обмотках виникає сплеск напруги, який може вивести з ладу транзистор та діод.

Для попередження цього, на трансформаторі розміщують додаткову розмагнічувальну обмотку ω_3 . Після вимикання транзистора VT , полярність напруги на обмотках вказано в дужках. Внаслідок цього відкривається діод VD і енергія, що була накопичена в індуктивності трансформатора, повертається до джерела живлення E .

Перетворювачі ПВД, на відміну від ЗВД, чутливі до коротких замикань у навантаженні, оскільки споживання енергії від джерела та передавання її до навантаження не розділені у часі.

За своїм принципом дії схема ПВД аналогічна імпульсному регулятору з послідовним вмиканням ключа, дроселя та навантаження (рис. 13.8).

Основна галузь *застосування* однокітних перетворювачів – джерела електроживлення електронної апаратури порівняно невеликої потужності (телевізори, персональні комп'ютери та ін.)

Для одержання на навантаженні напруги позитивної полярності (вказана без дужок) використовують ключі S_1 та S_4 , причому один з них, наприклад S_4 , ввімкнений постійно, а інший, S_1 , вмикається на інтервал часу τ_1 на кожному періоді T . В інтервалі $t_0 \dots t_1$, коли ввімкнені обидва ключа, енергія від джерела напруги E надходить до навантаження по колу $(+E)-S_1-R_H-L_H-S_4(-E)$.

В індуктивності L_H відбувається накопичення енергії. В інтервалі $t_1 \dots t_2$ ключ S_1 вимкнений. Струм індуктивності L_H продовжує протікати в попередньому напрямку, замикаючись по колу $L_H-S_4-VD2-R_H-L_H$. При цьому навантаження ($L_H R_H$) закорочене ключем S_4 та діодом $VD2$ і напруга на ньому близька до нуля. На цьому етапі енергія, що була накопичена в індуктивності L_H , витрачається в активному опорі навантаження R_H . Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = E \cdot \tau_1 / T. \quad (14.2)$$

Для одержання на навантаженні регульованої напруги протилежної полярності ($U_d < 0$), за аналогічним алгоритмом повинні працювати ключі S_2 та S_3 . Якщо усі ключі розімкнені, $U_d=0$.

В розглянутій схемі легко реалізувати активне гальмування двигуна.

Нехай працювали ключі S_1 та S_4 . При цьому напрямок струму навантаження i_H вказано стрілкою (рис. 14.5). Для гальмування двигуна усі ключі необхідно вимкнути. Струм навантаження почне спадати, замикаючись через джерело E по колу: $L_H-VD3-E-VD2-R_H-L_H$. Полярність напруги на навантаженні вказана в дужках. Отже енергія, що була накопичена в індуктивності L_H , частково повертається до джерела живлення E . У момент проходження струму через нуль діоди закриваються і двигун зупиняється.

В реверсивних імпульсних регуляторах можуть використовуватись і інші алгоритми керування ключів S_1 та S_4 (див. [1]).

Запитання

1. Три варіанти схем силового кола імпульсних регуляторів постійної напруги та їх особливості.
2. Принцип дії одноктного перетворювача ЗВД.
3. Принцип дії одноктного перетворювача ПВД.
4. Порівняння схеми одноктних перетворювачів.
5. Принцип дії та області застосування реверсивних імпульсних регуляторів.
6. Як здійснюється активне гальмування двигуна з використанням реверсивного імпульсного регулятора.

ЛЕКЦІЯ 15. Автономні інвертори. Способи регулювання вихідної напруги та покращення її гармонічного складу

Автономні інвертори

Інвертор - це пристрій, який призначено для перетворення постійної напруги у змінну. *Автономний інвертор* перетворює постійну напругу у змінну і працює на *автономне* навантаження, яке у своєму складі не містить інших джерел змінної напруги. Принцип інвертування полягає в тому, що за допомогою керованих ключів S навантаження Z_H по чергово підключається до протилежних полюсів джерела постійної напруги E (рис. 15.1). При цьому на навантаженні формується змінна напруга прямокутної форми (рис. 15.2).

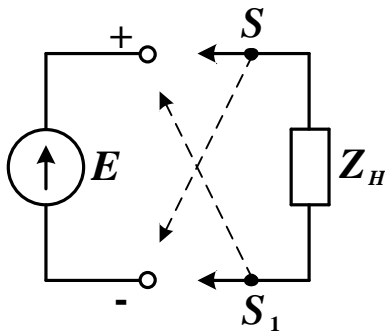


Рис. 15.1

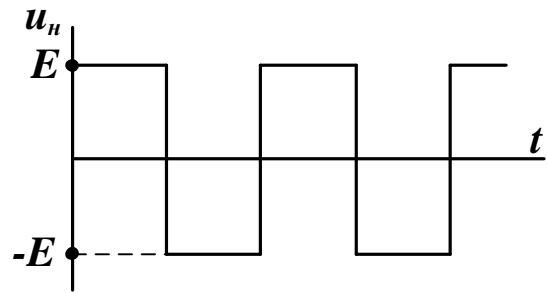
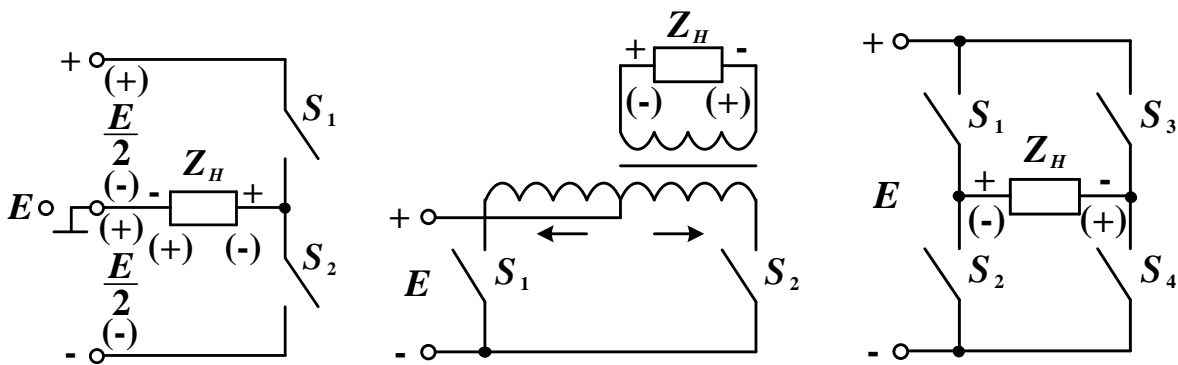


Рис. 15.2

Існуючі схеми однофазних інверторів зводяться до однієї з 3х схем інвертування:



а) напівмостової

б) з 0-м виводом трансформатора

в) мостової

Рис. 15.3

Для реалізації напівмостової схеми джерело живлення E повинно мати вивід нульової точки, або складатися з двох однакових, послідовно з'єднаних джерел $E/2$ (рис. 15.3а).

Для реалізації схеми з 0-м виводом, первинна обмотка трансформатора повинна мати вивід середньої точки (рис. 15.3б).

У перших двох схемах по чергово працюють ключі S_1 та S_2 . У мостовій схемі по чергово працюють пари ключів S_1-S_4 та S_2-S_3 .

В усіх 3х схемах на навантаженні формується змінна напруга прямокутної форми (рис.15.2). Навантаження Z_H до інвертора може бути підключене або безпосередньо, або через трансформатор. Однак на відміну від нульової схеми, в напівмостовій та мостовій схемах трансформатор не є принципово необхідним елементом.

Як керовані ключі S можуть бути використані або повністю керовані ключі (транзистори чи двохопераційні тиристри) або напівкеровані ключі (тиристри). В останньому випадку схема інвертора повинна містити вузол примусової комутації тиристорів. Оскільки вузол комутації містить реактивні елементи, вони суттєво впливають на процеси в інверторі. У залежності від характеру протікання цих процесів розрізняють

- автономні інвертори напруги (АІН);
- автономні інвертори струму (АІС);
- резонансні інвертори (АІР).

Автономний інвертор напруги на повністю керованих ключах

Автономний інвертор напруги на повністю керованих ключах (рис. 15.4).

Нехай у момент часу t_1 вмикаються транзистори $VT1$ та $VT4$. Полярність напруги при цьому вказано без дужок. Струм у навантаженні поступово зростає із сталою часу $\tau_H=L_H/R_H$. У момент часу t_3 (рис. 15.5), $VT1$ та $VT4$ вимикаються, а $VT2$ та $VT3$ вмикаються. Полярність напруги на навантаженні змінюється на протилежному (вказана в дужках). Однак струм в індуктивності L_H не може

миттєво змінити свій напрямок. На інтервалі $t_3...t_4$ він продовжує протікати у попередньому напрямку, замикаючись по колу $L_H-VD3-E-VD2-R_H-L_H$. На цьому етапі енергія, що була накопичена в індуктивності L_H до моменту часу t_3 , частково витрачається в активному опорі навантаження R_H , і частково повертається до джерела напруги E .

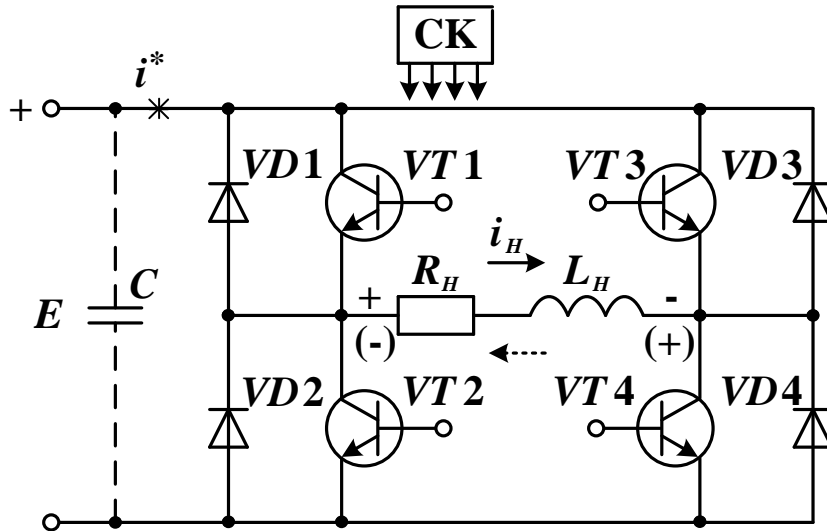


Рис. 15.4

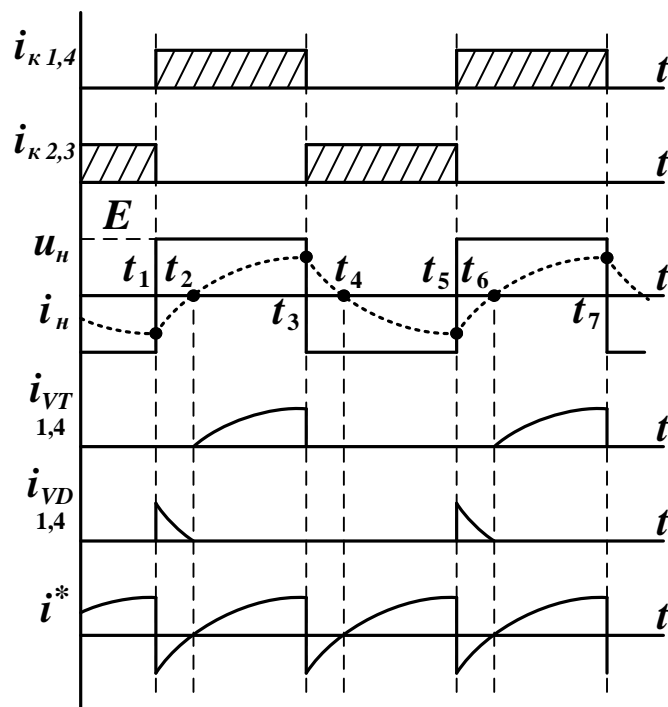


Рис. 15.5

У момент часу t_4 струм навантаження проходить через нуль і змінює свій напрям.

Діоди $VD3$ та $VD2$ закриваються, а струм навантаження замикається по колу $(+E)-VT3-L_H-R_H-VT2-(-E)$. На цьому етапі енергія знову починає надходити від джерела E до навантаження. У момент часу t_5 знову вмикається транзистори $VT1$ та $VT3$ і процеси повторюються. Струм джерела живлення i^* є двохполярним, оскільки весь час відбувається обмін енергією між джерелом живлення E та навантаженням $L_H R_H$.

Інвертори напруги виробляють змінну напругу прямокутної форми. Форма струму залежить від характеру навантаження. Частота змінної напруги на навантаженні f залежить від частоти перемикання транзисторних ключів S_1-S_4 та S_2-S_3 , тобто визначається системою керування СК.

Багатофазні інвертори

Для одержання змінної напруги з числом фаз $m > 1$ використовують *багатофазні* інвертори. В принципі, можна одержати будь-яку кількість фаз m змінної напруги. На практиці найчастіше використовують 3-и фазні інвертори ($m=3$).

Трифазний інвертор, побудований на базі трьох однофазних

Такий перетворювач складається з 3х однакових інверторів, керує якими спільна система керування СК. Вихідні напруги інверторів мають фазовий зсув 120° ($T/3$). Навантаження підключають до інверторів через однофазні трансформатори, вторинні обмотки яких з'єднані «зіркою». Навантаження можуть бути з'єднані або зіркою, або трикутником (рис. 15.6).

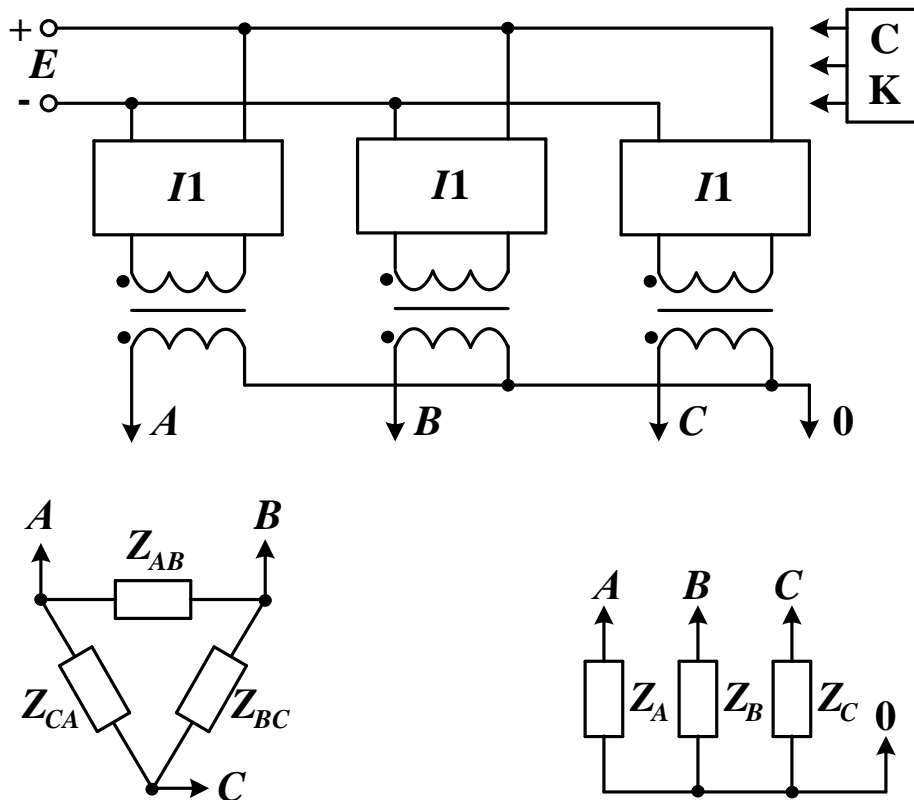


Рис. 15.6

Якщо навантаження з'єднано «зіркою», на кожній з фаз навантаження Z_A , Z_B та Z_C формується напруга, яка співпадає з вихідною напругою відповідного інвертора (рис. 15.7).

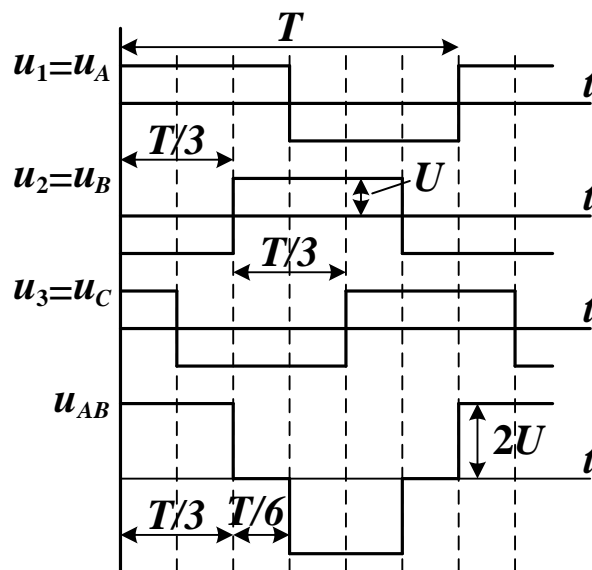


Рис.15.7

Якщо ж навантаження з'єднано трикутником, то на кожному з них Z_{AB} , Z_{BC} , Z_{CA} формується напруга, яка дорівнює різниці напруг між відповідними фазами (лінійна напруга).

Ця напруга має форму прямокутних імпульсів тривалістю $\lambda_i = T/3$ і паузою $\lambda_n = T/6$.

Амплітуда лінійної напруги $= 2U$, де U – амплітуда фазної напруги.

В подібних перетворювачах кожен інвертор працює незалежно від інших. Це дає можливість моделювати різні режими роботи 3-и фазної мережі.

Недоліки перетворювача

- складність системи керування;
- велика кількість керованих ключів ($3 \times 4 = 12$) – для мостових інверторів.

Трифазний інвертор напруги, побудований за мостовою схемою (6 ключів). Розглянути самостійно [18] с. 396 ... 399.

Покращення гармонічного складу вихідної напруги інверторів

Вихідна напруга більшості інверторів відрізняється від синусоїдальної. При регулюванні напруги, її гармонічний склад як правило погіршується.

Ступінь відмінності змінної напруги від синусоїдальної оцінки за допомогою параметра *коефіцієнт несунусоїдальності* (коефіцієнт гармоніки) – відношення діючого значення напруги усіх вищих гармонік ($k \geq 2$) до діючого значення напруги першої гармоніки

$$k_T = \frac{\sqrt{U^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}},$$

де $U_{(1)}$ – діюче значення 1-ї гармоніки.

Для живлення багатьох споживачів змінного струму необхідна *синусоїдальна* напруга, або напруга із зменшеною кількістю вищих гармонік. Найбільш поширеними є два способи покращення гармонічного складу вихідної напруги.

- за допомогою вибіркокових фільтрів;
- за рахунок формування квазі-синусоїдальної напруги.

В останньому випадку використовують або широтно-імпульсну, або амплітудно-імпульсну модуляцію (рис.15.8).

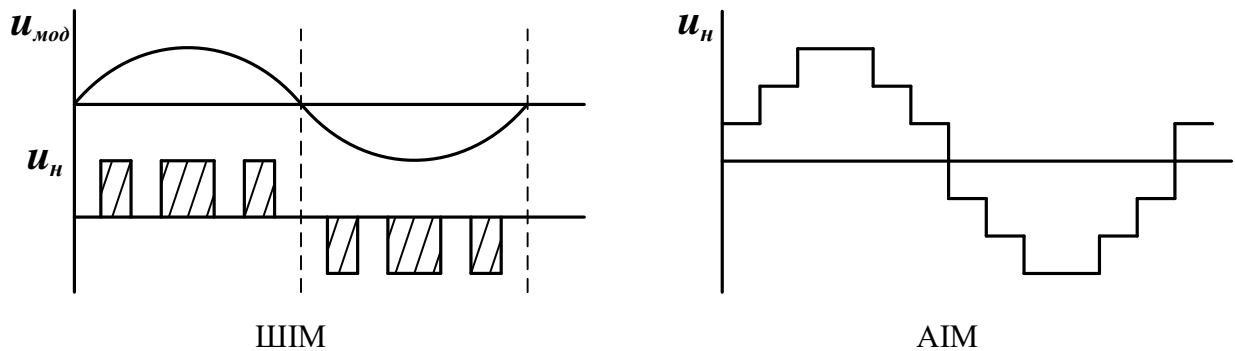


Рис.15.8

Модульовану вихідну напругу також необхідно фільтрувати. Однак у цьому випадку встановлена потужність фільтра є значно меншою, ніж при фільтрації прямокутної напруги.

Способи регулювання вихідної напруги автономних інверторів

Вихідну напругу АІ можна регулювати такими способами:

- змінюючи напругу джерела живлення (ДЖ) (рис.15.8);
- впливаючи на алгоритм роботи ключів самого інвертора (АІ);
- регулюючи діюче значення вихідної напруги інвертора на навантажені Н за допомогою регулятора змінної напруги (наприклад фазового регулятора).



Рис. 15.9

З точки зору підвищення ККД, переваги має другий спосіб. При 1-у та 3-у необхідно використовувати додатковий пристрій (регулятор постійної, або змінної напруги), який зменшує загальний ККД перетворювача.

За необхідності покращення гармонічного складу вихідної напруги, перевагу має 1-й метод, який практично не впливає на гармонічний склад вихідної напруги. Тому найчастіше використовують 1-й або 2-й спосіб регулювання.

Запитання

1. Три основні схеми інвертування та їх відмінності.
2. Принцип дії автономного інвертора напруги.
3. Яку роль виконують «зворотні» діоди в схемі інвертора?
4. Способи побудови багатофазних інверторів.
5. Яким чином можна регулювати вихідну напругу автономних інверторів?
6. Як можна покращити гармонічний склад вихідної напруги автономних інверторів?
7. Порівняння способів регулювання та покращення гармонічного складу вихідної напруги автономних інверторів.

ЛЕКЦІЯ 16. Пасивні та активні згладжувальні фільтри.

У лекції 12 було дано визначення згладжувальних фільтрів, їх призначення, а також основні параметри та характеристики. Розглянемо конкретні схеми згладжувальних фільтрів та їх особливості.

Згладжувальні фільтри на реактивних елементах

У таких фільтрах використовують здатність реактивних елементів накопичувати електромагнітну енергію, коли її надлишок, і віддавати, коли її не вистачає.

Індуктивний фільтр - це дросель L_ϕ , який ввімкнено послідовно з навантаженням випрямляча R_H (рис. 16.1).

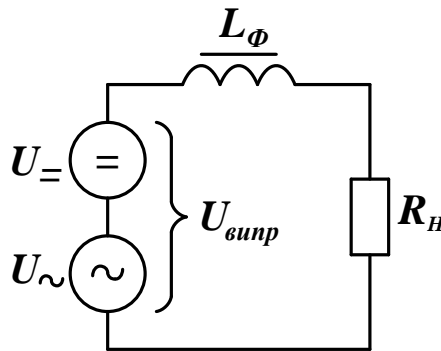


Рис. 16.1

Випрямлену напругу можна представити у вигляді суми постійної $U_$ та змінної $U_~$ складових. Оскільки, як правило, активний опір дроселя $r \ll R_H$, можемо вважати, що стала складова випрямленої напруги практично без втрат передається до навантаження R_H . Для змінної складової випрямленої напруги (її 1-ї гармоніки) опір дроселя

$$x_L = \omega L_\phi \quad (16.1)$$

де $\omega = 2\pi f_n = 2\pi_m f_M$; f_n - частота пульсацій; f_M - частота мережі.

Якщо індуктивність дроселя вибрати таким чином, щоб виконувалась умова

$$x_L \gg R_H \quad (16.2)$$

практично уся змінна складова випрямленої напруги падатиме на дроселі L_ϕ і не пройде до навантаження R_H . У багатьох практичних випадках достатнім є виконання наступної умови: $x_L > 5R_H$, звідки

$$L_\phi > 5 \frac{R_H}{m\omega_M} \quad (16.3)$$

Очевидно, що L - фільтр більш вигідно використовувати при великих струмах у навантаженні (малих R_H). Оскільки згладжувальна дія індуктивності заснована на її здатності накопичувати енергію, а енергія індуктивності $W_L = LI^2/2$, очевидно, що індуктивний фільтр вигідніше використовувати при великих струмах у навантаженні.

Ємнісний фільтр (рис. 16.2), будують таким чином, щоб виконувалась умова

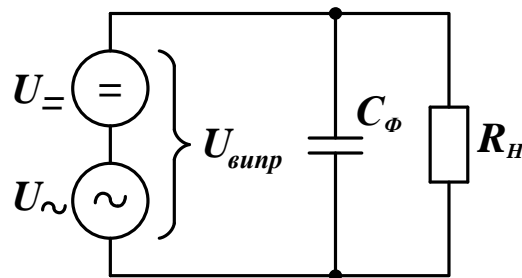


Рис. 16.2

$$x_C = \frac{1}{m\omega_M C_\phi} \ll R_H \quad (16.4)$$

За таких умов змінна складова випрямленого струму i_\sim буде протікати через ємність C_ϕ , а не навантаження R_H . Досить часто для задовільної фільтрації достатність є виконання умови $x_C > R_H/5$, або

$$C_\phi > \frac{5}{m\omega_M R_H} \quad (16.5)$$

Очевидно, що ємнісний фільтр вигідніше використовувати при малих струмах у навантаженні (великих R_H). Крім того, оскільки енергія, яку запасє конденсатор, $W_C = CU^2/2$, такі фільтри доцільно використовувати при підвищених значеннях випрямленої напруги.

В цілому, ємність фільтри мають такі недоліки:

- вентилі та трансформатор випрямляча працюють у важкому імпульсному режимі;

- випрямлена напруга та її коефіцієнт пульсацій суттєво залежать від струму навантаження I_H .

Тому такі фільтри доцільно використовувати у випрямлячах порівняно невеликої потужності, струм навантаження яких мало змінюється.

Індуктивно-ємнісний (LC) фільтр (рис. 16.3) поєднує у собі переваги індуктивного та ємнісного фільтрів і добре працює як при невеликих, так і значних струмах у навантаженні.

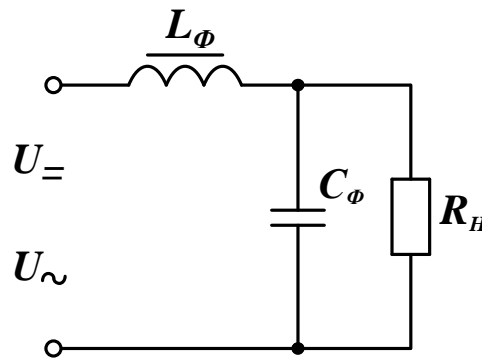


Рис. 16.3

Дросель L_ϕ та конденсатор C_ϕ вибирають з тих же умов, що і в L та C фільтрах (16.3) та (16.5). З урахуванням цього для LC фільтрів виконуватиметься умова

$$x_L \geq 25x_C \quad (16.6)$$

За такої умови змінна складова випрямленого струму протікатиме через реактивні елементи, і практично уся змінна складова випрямленої напруги падатиме на дроселі L_ϕ .

Коефіцієнт згладжування LC фільтра

$$\kappa_{згл} \approx m^2 \omega^2 L_\phi C_\phi \quad (16.7)$$

де $m\omega = \omega_H$; $\omega = 2\pi f_M$.

Для одержання заданого $K_{зг}$ необхідно забезпечити певне значення добутку

$$L_{\phi} C_{\phi} \approx \frac{K_{зг}}{m^2 \omega^2} \quad (16.8)$$

Згладжувальні LC фільтри відзначаються високими якісними показниками.

Недоліки:

- складний характер перехідних процесів;
- при роботі дроселя L_{ϕ} створюються магнітні поля, які можуть негативно впливати на електронні пристрої.

RC - фільтр (рис. 16.4) використовують у випрямлячах невеликої потужності. Такий фільтр є значно дешевшим від LC фільтра і при роботі не створює магнітні поля.

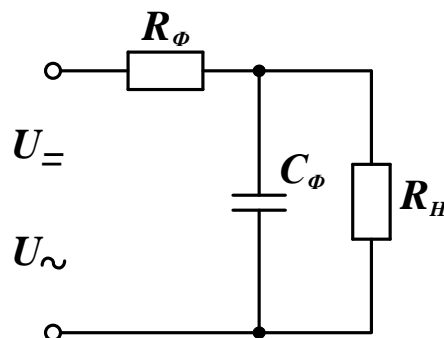


Рис. 16.4

Однак на опір R_{ϕ} крім змінної складової випрямленої напруги падає також частина постійної складової. Отже коефіцієнт передавання постійної складової λ , а тому в ККД η в такому фільтрі

$$\lambda = \eta = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R_H}{R_H + R_{\phi}} < 1 \quad (16.9)$$

Для забезпечення хорошого згладжування при задовільній величині ККД опір фільтра R_{ϕ} вибирають з такої умови

$$\lambda = \eta = \frac{R_H}{R_H + R_\phi} - 0,6 \dots 0,8 \quad (16.10)$$

Ємність C_ϕ вибирають з тих же умов, що і у звичайному С-фільтрі

$$x_C = \frac{1}{\omega_{II} C} < \frac{R_H}{5} \quad (16.11)$$

Коефіцієнт згладжування RC фільтра

$$\kappa_{згл} = \kappa_\phi \lambda = \omega_{II} C_\phi R_\phi \cdot \frac{R_H}{R_H + R_\phi} \quad (16.12)$$

Багатоланкові фільтри

Такі фільтри використовують для одержання дуже високих значень коефіцієнта згладжування. Вони являють собою каскадне з'єднання простих фільтрів. (рис. 16.5 та 16.6).

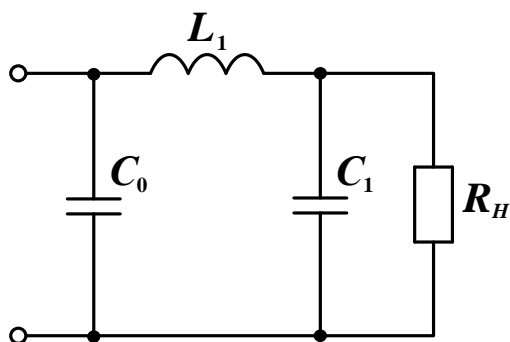


Рис. 16.5

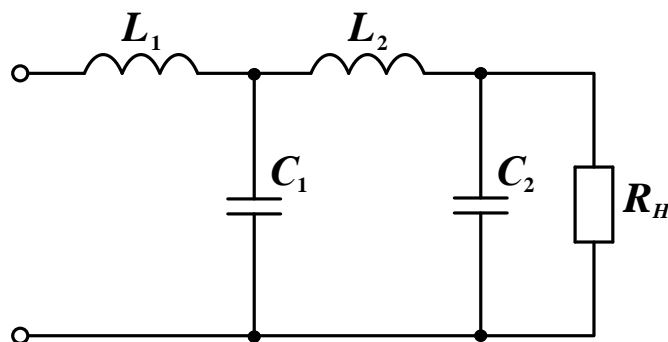


Рис. 16.6

Фільтр, зображений на рис. 16.5 називають П-подібним фільтром. Він утворений каскадним з'єднанням ємнісного C_0 , та індуктивно-ємнісного $L_1 C_1$ фільтрів. Фільтр, зображений на рис. 16.6 називають дволанковим індуктивно-ємнісним фільтром. Коефіцієнт згладжування багатоланкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування його галок.

$$\kappa_{згл} = \kappa_{згл1} \cdot \kappa_{згл2} \quad (16.13)$$

В принципі кількість ланок фільтра може бути > 2 . Однак при значній кількості реактивних елементів в таких фільтрах виникають перехідні процеси, які мають складний характер. Тому практично вона майже не застосовується.

Згладжувальні фільтри суттєво впливають на характер процесів у випрямлячах. Вид навантаження випрямляча (RL та RC) визначається першим елементом згладжувального фільтра. Характер навантаження випрямляча суттєво впливає на методику його розрахунку.

Запитання

1. В чому полягає фізичний принцип дії згладжувальних фільтрів на реактивних елементах?
2. Доцільна область застосування індуктивного та ємнісного фільтрів.
3. Основні вимоги до елементів Г-подібного фільтра.
4. Яким чином здійснюється вибір елементів LC – згладжувального фільтра?
5. Чому в LC – фільтрах необхідно забезпечувати режим безперервного струму індуктивності?
6. Переваги та недоліки RC – згладжувального фільтра.
7. В чому полягають переваги та недоліки багатоланкових фільтрів?
8. Що таке активні згладжувальні фільтри?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Автономные инверторы / под ред. Г. В. Чалого. – Кишинев: Штиинца, 1974. — 336 с.
2. Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. – М. Радио и связь, 1993. — 232 с.
3. Беркович Е. И. и др. Тиристорные преобразователи высокой частоты. – Л.: Энергия, 1973. — 200 с.
4. Берфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. Перевод с англ. под ред. И.В.Антика. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
5. Бирзниекас Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 256 с.
6. Векслер, Г. С. Розрахунок електроживильних пристроїв. – К. : Техніка, 1970. – 339 с.
7. Гельман М. В., Лохов С. П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
8. Гончаров Ю.П., Будьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Частина II. – Харків: Фоліо, 2000. — 360 с.
9. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. – М.: Советское радио, 1980. — 344 с.
10. Евсеев Ю. А., Крылов С. С. Симисторы и их применене в бытовой электроаппаратуре. – М. Энергоатомиздат, 1990. — 120с. ISBN 5-283-005534
11. Забродин Ю. С. Узлы принудительный конденсаторной комутации тиристоров. – М.: Энергия, 1974.
12. Иванов - Цыганов А.И. Электротехнические устройства радиосистем. М.: Высш. школа, 1979.

13. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985.
14. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
15. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. – М.: Энергия, 1981.
16. Промышленная электроника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, В.В. Трифонюк и др. – К.: Техніка, 1979. —422 с.
17. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992.
18. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Морозов В.Г. Перетворювальна техніка. Частина I. – К.: ICDO, 1996. – 262 с.
19. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993. - 432 с.
20. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980. — 431 с.
21. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. — 431 с.
22. Сергеев Б. С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник, - М.: Радио и связь, 1993.
23. Тиристоры (технический справочник). Пер. с англ. под ред. В. А. Лабунцова, – М.: Энергия, 1975.
24. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошивин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник, - М.: Энергоатомиздат, 1985.
25. Энергетическая электроника: Справочное пособие: Пер. с нем. Под ред. В.А. Лабунцова. – М: Энергоатомиздат, 1987. - 464