

**УКРАЇНСЬКА ДЕРЖАВНА АКАДЕМІЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ**

**МЕХАНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ**  
**Кафедра “Системи електричної тяги”**

**В.С.Нікулін**

**ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ,  
ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ**

*Конспект лекцій*  
*з дисципліни*  
*«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»*

**Частина 4**

**Харків 2008**

Нікулін В.С. Перетворювальні пристрої, ведені мережею: Конспект лекцій. –Харків: УкрДАЗТ, 2008. – Ч.4. – 85 с.

Розглянуто принцип побудови перетворювальних пристроїв, ведених мережею, наведені основні параметри, режими їх роботи та різновиди.

Рекомендується для студентів спеціальностей «Електричний транспорт» і «Електричні системи та комплекси транспортних засобів» денної та заочної форм навчання.

Іл. 50, бібліогр.: 8 назв.

Конспект лекцій розглянуто та рекомендовано до друку на засіданні кафедри СЕТ 7 квітня 2008 р., протокол № 7.

Рецензент

проф. Ю.П. Гончаров (ХДПУ)

# ЛЕКЦІЯ 1

## ПЕРЕТВОРЮВАЧІ, ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ

Перетворювачі, ведені мережею, – це перетворювальні пристрої, які живляться від мережі змінного струму. Процеси у силовій частині таких перетворювачів мають періодичний характер, причому їх період дорівнює або кратний періоду змінної напруги мережі. Перетворювачі, ведені мережею, можуть виконувати різні функції:

- випрямлячі - перетворюють змінний струм у постійний;
- інвертори, ведені мережею, - перетворюють енергію джерела постійної напруги у змінний струм, причому ця енергія передається у мережу змінного струму;
- безпосередні перетворювачі частоти з природною комутацією - перетворюють енергію мережі змінного струму однієї частоти у змінний струм іншої частоти;
- регулятори - призначені для регулювання середнього або діючого значення напруги (струму) навантаження, яке живиться від мережі змінного струму.

### 1.1 Випрямлячі

Випрямляч — це пристрій, призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в енергію постійного струму. Основними елементами випрямляча є трансформатор і вентиля, за допомогою яких забезпечується узгодження величини напруги та одностороннього протікання струму у колі навантаження. За допомогою цих елементів змінна вхідна напруга  $\sim U_1$  перетворюється в пульсуючу вихідну напругу  $\wedge U_{вих}$ . Для одержання на навантаженні постійної напруги на виході вентиля комутатора (ВК) ставлять згладжувальний фільтр. Таким чином, випрямляч у загальному випадку має таку будову: трансформатор (Т), вентиляльний комутатор (ВК), фільтр (Ф) (рисунок 1.1).

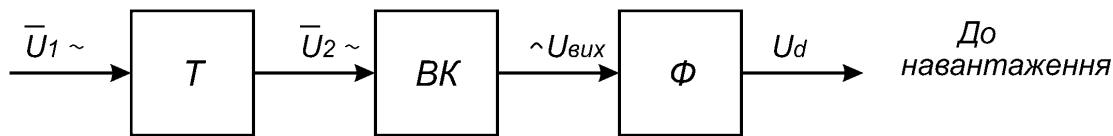


Рисунок 1.1

Режим роботи випрямляча характеризується віддачею із мережі у навантаження потужності. При цьому напруга на вході ВК (напруга на  $W_2$  трансформатора) і анодний струм вентилів ВК мають однакові напрями (тобто мережа працює як генератор енергії), а напруга і струм у колі навантаження — протилежні (тобто навантаження є споживачем енергії).

У залежності від кількості фаз напруги живлення  $U_1 \sim$ , розрізняють схеми випрямлячів однофазного та трифазного живлення.

Незалежно від кількості фаз напруги живлення всі схеми випрямлячів поділяються на однотактні та двотактні.

До однотактних випрямлячів відносять схеми, у яких по вторинних обмотках трансформатора (ТВ) струм протікає тільки один раз за період напруги живлення. В таких схемах, крім однофазного однопівперіодного випрямляча (рисунок 1.2), обов'язково вводиться нульова точка трансформатора (рисунок 1.3, а, б). Тобто однотактні схеми — це схеми з нульовим виводом.

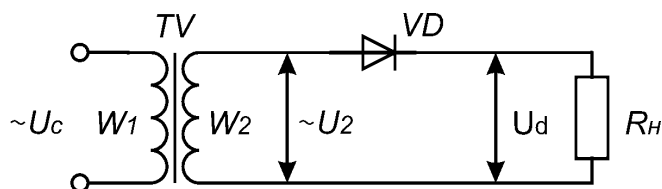
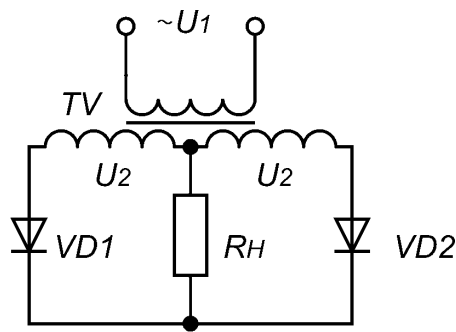


Рисунок 1.2

a)



б)

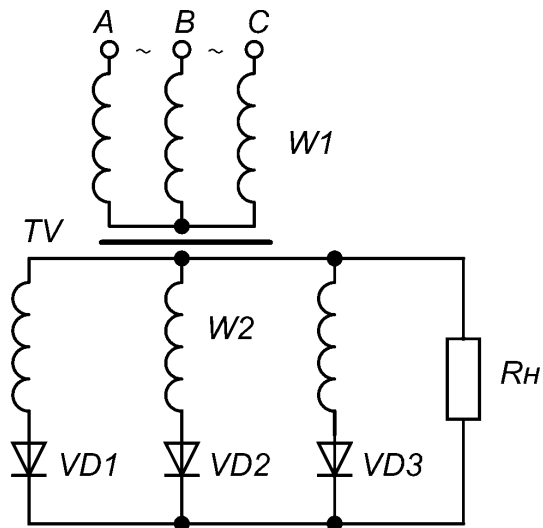


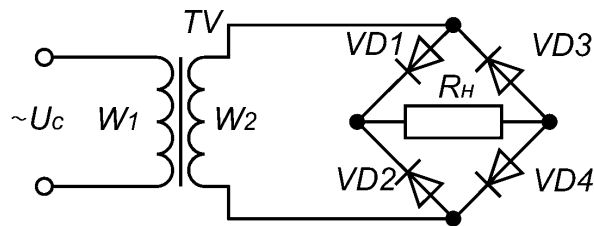
Рисунок 1.3

До двотактних випрямлячів відносять схеми, у яких в кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за період напруги живлення (рисунок 1.4).

Двотактні випрямлячі називають також мостовими. В цих схемах струм у вторинному колі завжди проходить послідовно через два вентиля ВК.

В залежності від призначення, випрямлячі можуть бути керованими (тобто ВК складається із керованих напівпровідникових вентилів — тиристорів) та некерованими (тобто ВК складається із некерованих напівпровідникових вентилів – діодів).

а)



б)

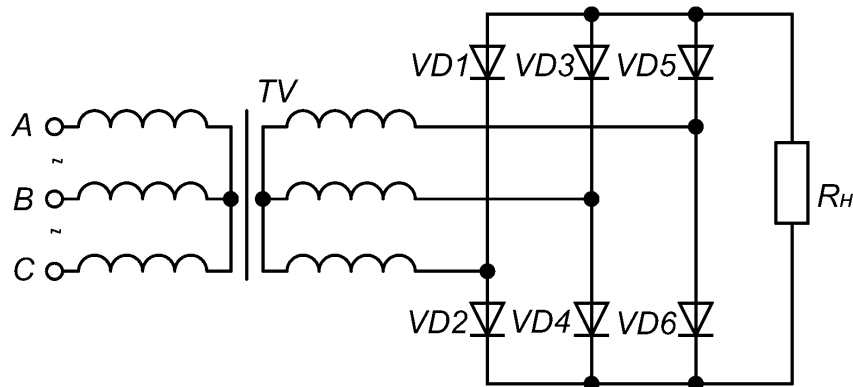


Рисунок 1.4

Основна задача теорії випрямлячів зводиться до визначення розрахункових співвідношень, які дозволяють по заданому режиму роботи споживача визначити електричні параметри вентилів ВК і трансформатора, а також електричні параметри елементів фільтра, стабілізатора напруги або струму та регулятора напруги або струму, якщо випрямляч керований.

Вихідні параметри випрямлячів ( $U_d$  та  $I_d$ ), умови роботи вентилів ВК, а також умови роботи трансформатора (Т), який живить випрямляч за струмом і напругою, суттєво залежать від характеру реакції навантаження, який визначається типом навантаження або першим елементом вихідного фільтра.

Розрізняють такі режими роботи випрямлячів:

- робота на активне навантаження;
- робота на активно-індуктивне навантаження;
- робота на активно-ємнісне навантаження;
- робота на проти ЕРС.

Основними величинами, які характеризують експлуатаційні властивості випрямлячів, є:

- 1) середні значення випрямленої напруги  $U_d$  та струму  $I_d$ ;
- 2) коефіцієнт корисної дії  $\eta$ ;
- 3) коефіцієнт потужності  $\chi$ ;
- 4) зовнішня характеристика  $U_d = f(I_d)$ , яка зображує залежність напруги на виході від струму навантаження;
- 5) регулювальна характеристика  $U_d = f(\alpha)$ , яка зображує залежність середнього значення випрямленої напруги в керуючому випрямлячі від кута керування тиристорами;
- 6) коефіцієнт пульсацій за основною гармонікою  $K_n$  напруги або струму, який зображує відношення амплітуди цієї гармоніки до середнього значення випрямленої напруги  $U_d$  або струму  $I_d$  відповідно.

Розглянемо призначення та особливості роботи трансформаторів випрямлячів. За допомогою трансформаторів виконується перетворення величини вхідної напруги, електричний розподіл кіл перетворювача (мережі та навантаження), перетворення кількості фаз системи напруг, яка живить випрямляч.

Особливості розрахунку трансформаторів різної потужності визначається співвідношенням та параметрами  $x_a$  і  $r_a$ :

$x_a = \omega L_a$  — являє собою індуктивний опір обмоток трансформатора, які розташовані на одному стержні;

$r_a = r_1 + r_2$  — активний опір обмоток трансформатора, які розташовані на одному стержні;

У випрямлячах малої потужності індуктивний опір  $x_a$  обмоток трансформатора значно менше активного опору  $r_a$ . Тому при аналізі процесів і у розрахунках таких випрямлячів завдяки малій величині  $x_a / r_a \leq 0,3$  потоками розсіювання зневажають. Для випрямлячів великої потужності трансформатори мають відношення  $x_a / r_a \geq 7 \div 8$ . Тому при аналізі процесів у таких випрямлячах зневажають величиною  $r_a$ . А потоки розсіювання сильно впливають на характер електромагнітного процесу при комутації струму з одного вентиля на другий і тому повинні враховуватися обов'язково при розрахунках.

В трансформаторах середньої потужності параметр  $X_{\Sigma}$  сумарний з параметром  $r_a$ , тому необхідно враховувати обидва параметри.

## 1.2 Інвертори, ведені мережею

Інвертор – це пристрій, який призначений для перетворення постійної напруги в змінну.

В перетворювальних пристроях, які працюють в системах електроприводів постійного струму, один і той самий перетворювач може працювати як у випрямному, так і в інверторному режимі.

В тяговому режимі машини постійного струму перетворювач працює як випрямляч з проти ЕРС, тобто випрямляч передає потужність двигуну. При переході електричної машини в генераторний режим перетворювач працює в інверторному режимі і віддає потужність, яка генерується машиною постійного струму, в мережу змінного струму.

На практиці перетворювач, який працює в режимі інвертування на мережу змінного струму, прийнято називати інвертором, веденим мережею. В таких інверторах струм з одного вентиля на другий комутується за рахунок напруги мережі змінного струму, а частота інвертування дорівнює частоті напруги мережі.

Характерні особливості інверторів, ведених мережею:

– інвертор може бути побудований тільки на керованих вентилях – тиристорах;

– кут керування тиристорів  $\alpha > 90^\circ$ .

Інвертори, ведені мережею, можуть бути виконані як за однофазними, так і за двофазними та трифазними схемами. Співвідношення між основними параметрами схеми інверторів, ведених мережею, такі самі, як і для керованих випрямлячів, з тією лише різницею, що джерело  $U_d$  виступає в них не як споживач, а як генератор активної потужності, за рахунок якого покриваються всі втрати в інверторі.



### 1.3 Безпосередні перетворювачі частоти з природною комутацією

БПЧ з природною комутацією здійснюють перетворення трифазної напруги з частотою  $f_1$  в однофазну – з частотою  $f_2$ . Причому, частота вихідної однофазної напруги завжди нижче частоти напруги живлення. БПЧ з природною комутацією виконується як за схемою живлення навантаження з нульовою точкою (рисунок 1.5), так і за мостовою схемою (рисунок 1.6).

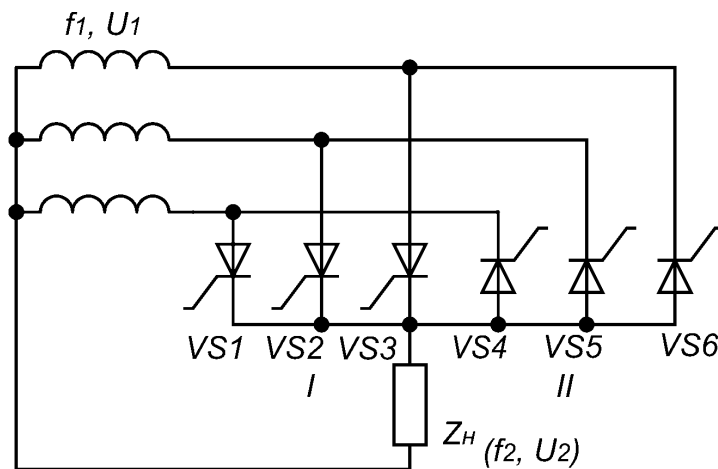


Рисунок 1.5

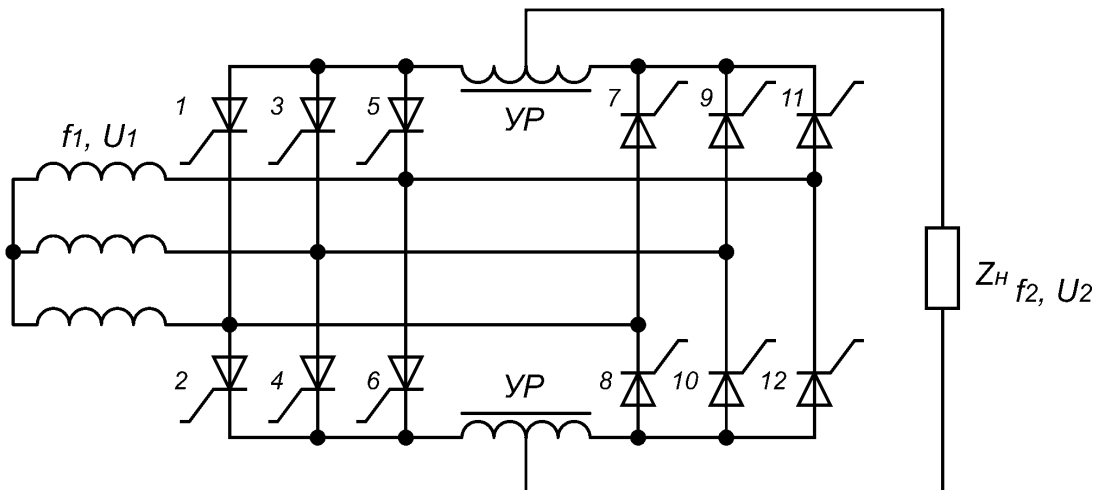


Рисунок 1.6

Загальним для усіх БПЧ з природною комутацією є обов'язкова наявність двох зустрічно-паралельно ввімкнених ВК: анодного і катодного – в схемі з нульовим виводом; випрямного і інверторного – в мостовій схемі.

## **1.4 Регулятори змінної напруги**

Якщо послідовно з навантаженням, яке живиться від мережі змінного струму, ввімкнути який-небудь ключ змінного струму і забезпечити відповідне керування, одержимо регулятор змінної напруги. Такі регулятори дозволяють регулювати діюче значення напруги на навантаженні.

Одним із способів регулювання змінної напруги є фазове регулювання, при якому змінюється час замкненого стану ключа змінного струму в межах напівперіоду напруги мережі живлення. Широко відомий також спосіб ступінчатого регулювання змінної напруги за допомогою трансформатора з відпайками і групи перемикачів.

## **ЛЕКЦІЯ 2**

### **ОДНОФАЗНІ СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ**

Якщо потужність, яка споживається навантаженням від джерела постійного струму, не перевищує (0,5...1) кВт, споживач, як правило, живиться від однофазної мережі змінного струму через однофазні випрямлячі. Існує декілька різних схем однофазних випрямлячів. Однофазні випрямлячі можуть бути виконані як однотоктними, так і двотоктними.

#### **2.1 Однофазний випрямляч з нульовою точкою (двопівперіодна схема)**

Із однотоктних однофазних схем найбільший практичний інтерес має схема однофазного випрямляча з нульовою точкою (рисунок 2.1, а).

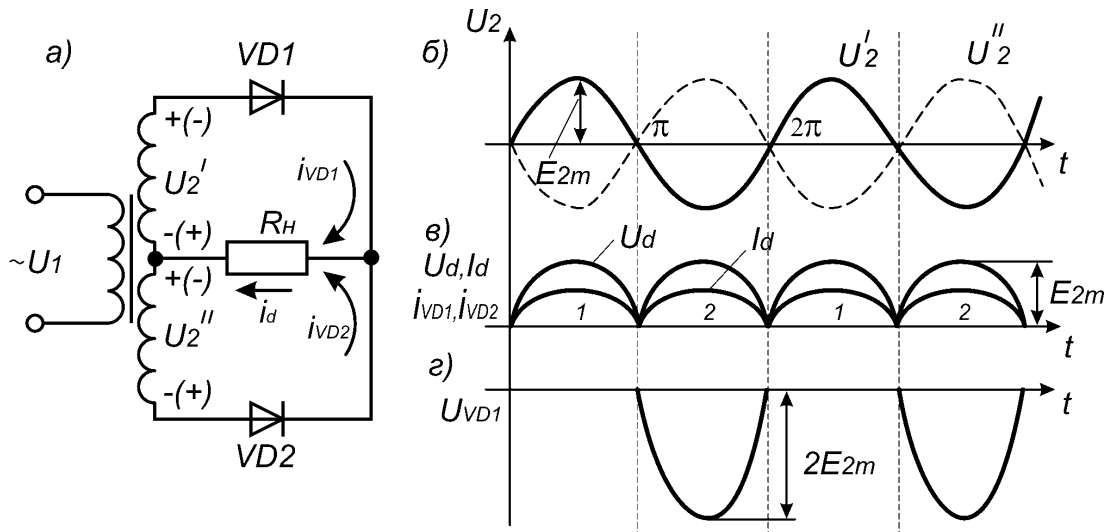


Рисунок 2.1

Така схема складається з двох однопівперіодних схем, які по чергову працюють на одне навантаження  $R_d$ . Дві однакові вторинні обмотки трансформатора мають спільну точку і через вентилі  $VD1$  і  $VD2$  живлять навантаження  $R_d$ . Напряга на кінцях вторинних обмоток відносно спільної точки змінюється у протифазі (рисунок 2.1, б).

При одній полярності напруги живлення (на рисунку 2.1 вказана без дужок) струм протікає через вентиль  $VD1$  і до навантаження прикладається напруга позитивного півперіоду з верхньої половини вторинної обмотки. При протилежній полярності напруги живлення (на рисунку 2.1, а вказана в дужках) струм протікає через вентиль  $VD2$  і до навантаження прикладається напруга позитивного півперіоду з нижньої половини вторинної обмотки. Таким чином, у навантаження надходять два півперіоди напруги живлення. Отже, середнє значення випрямленої напруги дорівнює:

$$U_{dc} = \frac{2E_{2M}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \approx 0.9E_2, \quad (2.1)$$

де  $E_{2M}$  і  $E_2$  — відповідно амплітудне і діюче значення напруги на половині вторинної обмотки трансформатора  $TV$ .

Для того щоб одержати на навантаженні випрямну напругу, середнє значення якої дорівнює  $U_{dc}$ , діюче значення напруги на половині вторинної обмотки має бути

$$E_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_{DC} \approx 1.11U_{dc} . \quad (2.2)$$

Якщо треба, щоб через навантаження протікав струм, середнє значення якого дорівнює  $I_{dc}$ , вентиля вибирають на струм

$$I_{VDC} = I_{dc}/2, \quad (2.3)$$

оскільки вони працюють по чергово (рисунок 2.1, в). Коли один з вентилів відкритий (наприклад,  $VD2$ ), до закритого вентиля  $VD1$  прикладається зворотна напруга, яка дорівнює сумарній напрузі на двох половинах вторинної обмотки (рисунок 2.1, г). Тому до закритого вентиля прикладається максимальна зворотна напруга

$$U_{VDM} = 2E_{2m} = \pi U_{dc} . \quad (2.4)$$

Розрахувавши діючі значення струмів і напруг в обмотках трансформатора, можна показати, що типова потужність трансформатора у схемі однофазного випрямляча з нульовою точкою дорівнює

$$S_T = \frac{U_1 I_1 + 2U_2 I_2}{2} = 1.48Pd , \quad (2.5)$$

де  $Pd$  — корисна потужність, яка передається у навантаження.

Як видно з рисунка 2.1, в, випрямлена напруга  $U_d$  пульсуюча. Для оцінки ступеня наближення пульсуючої напруги до постійної вводиться параметр — коефіцієнт пульсації. Коефіцієнт пульсації — це відношення амплітуди змінної складової випрямленої напруги  $U_m$  до постійної складової (середнього значення випрямленої напруги  $U_{dc}$ ).

$$K_n = U_{\sim m} / U_{dc}. \quad (2.6)$$

Під змінною складовою випрямленої напруги найчастіше розуміють першу гармоніку розкладу у ряд Фур'є функції, яка описує закон зміни випрямленої напруги  $U_d(t)$  (рисунок 2.1,в).

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги для будь-якої схеми випрямляча, крім однофазної однопівперіодної, можна визначити з виразу

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (2.7)$$

де  $m$  — кратність пульсації випрямленої напруги, яка дорівнює кількості пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі.

Із рисунку 2.1,в видно, що для двопівперіодної схеми кратність пульсації  $m=2$ . Отже, коефіцієнт пульсацій

$$K_n = \frac{2}{3} = 0,67 = 67\%.$$

Якщо порівняти схему однофазного випрямляча з нульовою точкою з однопівперіодною, то можна відзначити, що вона характеризується:

- 1) кращим використанням потужності трансформатора;
- 2) меншим коефіцієнтом пульсації випрямленої напруги;
- 3) синусоїдальною формою струму, який споживається від мережі.

Однак в порівнянні з однофазною двотактною (мостовою) схемою схема однофазного випрямляча з нульовою точкою має суттєві недоліки:

- 1) більша, ніж в однофазній двотактній схемі розрахункова потужність трансформатора;
- 2) необхідний більш високий клас вентилів  $BK$ .

Розробка потужних високовольтних діодів і тиристорів, які мають порівняно низькі падіння напруги в провідному стані,

виключила основну перевагу однофазної однопоточної схеми випрямляча з нульовою точкою, яка полягає в тому, що протягом кожного півперіода випрямленої напруги струм навантаження в ній протікає тільки через один вентиль  $BK$ .

Все це і обумовило широке застосування при випрямленні однофазної напруги однофазної мостової схеми випрямлення.

Однофазний мостовий випрямляч класифікується на схеми:

- 1) некеровані, в яких  $BK$  складається з чотирьох діодів;
- 2) керовані, в яких  $BK$  складається з чотирьох тиристорів;
- 3) комбіновані, в яких  $BK$  складається з двох діодів і двох тиристорів.

## 2.2 Робота мостового однофазного випрямляча на активне навантаження

Розглянемо роботу однофазного мостового некерованого випрямляча із активним навантаженням для випадку  $r_a=0$ ,  $L_a=0$ ,  $r_{np}=0$ , тобто для ідеальної мостової схеми (рисунок 2.2).

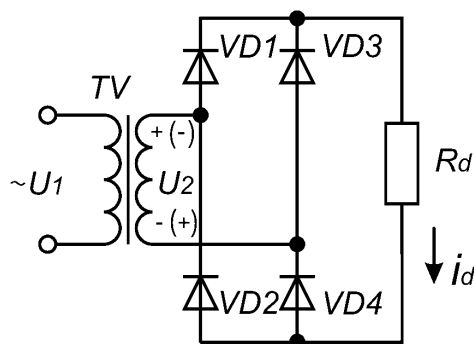


Рисунок 2.2

Така схема складається з чотирьох вентилів  $VD_1...VD_4$ , які з'єднані за схемою електричного моста. До однієї діагоналі моста вмикається джерело змінної напруги (вторинна обмотка трансформатора  $TV$ ), а до другої – навантаження  $R_d$ . Спільна точка катодів вентилів  $VD_1$  і  $VD_3$  є позитивним полюсом випрямляча, а спільна точка анодів вентилів  $VD_2$  і  $VD_4$  – негативний полюс.

В цій схемі струм пропускає тільки та пара вентилів (по одному із катодної і анодної групи), у якої анод вентиля катодної групи має найбільший потенціал, а катод вентиля анодної групи – найменший потенціал. У позитивний півперіод напруги живлення (на рисунку 2.2 полярності вказано без дужок) струм пропускають вентиля  $VD1$  і  $VD4$ . У негативний півперіод (на рисунку 2.2 полярність вказана у дужках) струм пропускають вентиля  $VD2$  і  $VD3$ . При цьому струм через навантаження  $id$  весь час протікає в одному й тому ж напрямі. Випрямлена напруга, струм навантаження, струм, що протікає через вентиля, у мостовій схемі такі самі, як і у схемі однофазного випрямляча з нульовою точкою (рисунок 2.1,в). Якщо кількість витків вторинної обмотки трансформатора у мостовій схемі така сама, як і кількість витків половини вторинної обмотки нульової схеми (рисунок 2.1,а), основні розрахункові співвідношення для цих схем збігатимуться. Відмінність полягає в тому, що зворотна напруга на вентилях у мостовій схемі повторює форму  $E_{PC}$  вторинної обмотки трансформатора  $U_2$  і його максимальне значення дорівнює амплітуді  $E_{PC}$  вторинної обмотки трансформатора  $E_{2m}$  і у два рази менше, ніж у нульовій схемі.

$$U_{VDm} = E_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{dc} \cdot \quad (2.8)$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора також менша:

$$S_T = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = 1.23 \varphi d \cdot$$

Отже, з розглянутих схем мостова схема характеризується найкращим використанням потужності трансформатора. Це пов'язано з тим, що в ній як у первинній, так і у вторинній обмотці трансформатора протікає чисто синусоїдальний струм. У зв'язку з тим, що у вторинній обмотці трансформатора відсутня постійна складова струму, то змушеного намагнічування трансформатора не відбувається.

Якщо порівняти мостову і нульову схеми, які забезпечують однакові параметри випрямленої напруги, можна виділити такі переваги мостової схеми:

1) зворотна напруга на вентилях у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі;

2) у 2 рази менша кількість витків вторинної обмотки трансформатора;

3) простіша конструкція трансформатора, оскільки не треба мати вивід спільної точки вторинної обмотки;

4) типова потужність трансформатора приблизно на 17% менша, ніж у нульовій схемі. Отже, буде менше витрачатися заліза й міді на виготовлення трансформатора. При цьому зменшуються також його маса і габарити;

5) мостова схема випрямляча, на відміну від нульової, може працювати і без трансформатора, якщо напруга мережі  $U_1$  забезпечує одержання необхідного значення випрямленої напруги  $U_{dc}$ , а також якщо не треба мати електричну розв'язку між навантаженням  $R_d$  і мережею живлення.

Проте мостова схема, у порівнянні з нульовою, має такі недоліки:

1) використовується у 2 рази більше вентилів, ніж у нульовій схемі;

2) більші втрати потужності у вентилях, оскільки у мостовій схемі струм навантаження послідовно протікає через два вентиля, а у нульовій – через один.

Переваги мостової схеми випрямлення зумовлюють її найбільш широке застосування. Нульова схема випрямлення найчастіше використовується для отримання низьких значень випрямленої напруги ( $U_{dc} < 10V$ ). В низьковольтних випрямлячах нульова схема забезпечує вищий  $ККД$ , ніж мостова схема, а підвищена зворотна напруга на вентилях тут не має суттєвого значення.

Напруга, випрямлена однофазними випрямлячами, має досить великі пульсації. Якщо навантаження випрямляча має активно-індуктивний або активно-ємнісний характер, пульсації струму (напруги) на навантаженні значно менші. Чисто активне навантаження потребує для зменшення пульсацій випрямленої



напруги (струму) згладжувального фільтра між випрямлячем і навантаженням. Оскільки згладжувальні фільтри, як правило, складаються з реактивних елементів (дроселів і конденсаторів), загальний характер навантаження випрямляча також буде або активно-індуктивним, або активно-ємнісним.

## ЛЕКЦІЯ 3

### РОБОТА ВИПРЯМЛЯЧІВ НА РІЗНІ ВИДИ НАВАНТАЖЕНЬ

Вид навантажень суттєво впливає на характер процесів, які відбуваються у випрямлячі, трансформаторі, а також на основні розрахункові співвідношення. Тому при проектуванні випрямляча обов'язково з'ясовується характер навантаження, яке житиметься від випрямляча.

#### 3.1 Активно-індуктивне навантаження

Якщо навантаженням випрямляча є електромагнітна обмотка реле або контактора, то таке навантаження має активно-індуктивний характер. А якщо навантаження активне, то для згладжування пульсацій струму послідовно з навантаженням під'єднують індуктивність (дросель). Розглянемо роботу однофазного мостового випрямляча на активно-індуктивне навантаження (рисунок 3.1, а).

Форма випрямленої напруги  $U_d$  на виході цього випрямляча буде такою ж, як і при активному навантаженні (рисунок 3.1,б). А струм у навантаженні змінюватиметься плавно, отже, буде згладженим внаслідок наявності індуктивності  $L_d$ . Згладжуюча дія індуктивності тим більша, чим  $\tau > T$ , де  $\tau = L_d/R_d$  – стала часу кола навантаження;  $T$  – період випрямленої напруги. Якщо виконується умова  $L_d/R_d \gg T$ , струм  $i_d$  практично постійний (ідеально згладжений). У цьому випадку струм, який протікає через вентиль, має форму прямокутних імпульсів (штрихова лінія

на рисунку 3.1, в, г, д). Напряга на активному опорі  $R_d$  повторює форму струму навантаження  $i_d$ , отже, також згладжена.

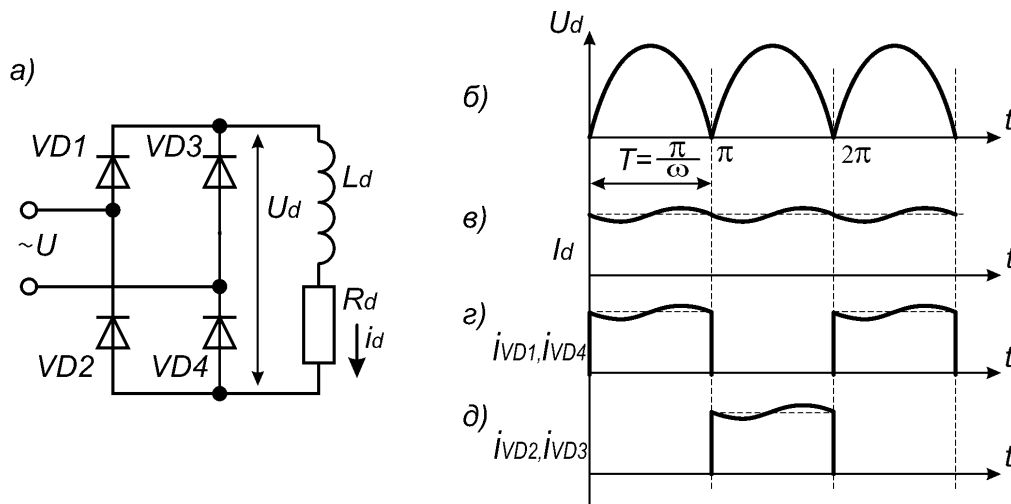


Рисунок 3.1

При роботі випрямляча на активно-індуктивне навантаження амплітудне значення струму вентиля менше відрізняється від середнього значення порівняно з чисто активним навантаженням. Такий режим роботи є більш сприятливим як для вентилів, так і для трансформатора з точки зору ККД і типової потужності. Отже, при підвищених потужностях випрямлячі, як правило, працюють на навантаження, що має активно-індуктивний характер.

Струм у вентилях (рисунок 3.1, г, д) має постійну складову  $I_d$  та  $I_{(d)m}$  залежно від відношення  $\frac{\omega L_d}{r}$ , де  $r = r_a + R_d$ ,  $r_a$  – активний опір обмоток трансформатора, які розташовані на одному стержні магнітопроводу.

Крива струму згладжуватиметься при зростанні відношення  $\frac{\omega L_d}{r}$ . Найбільші пульсації будуть при холостому ході; з підвищенням навантаження (зменшення величини  $r$ ) пульсації знижуються. При  $\frac{\omega L_d}{r} > 2$   $I_{(d)m} < 0.1 I_d$ , тому струм у вентилі практично має прямокутну форму.

### 3.2 Активно-ємнісне навантаження

Якщо паралельно з навантаженням  $r_d$  з'єднаний конденсатор  $C_d$ , воно має активно-ємнісний характер. Напруга на конденсаторі  $C_d$  у процесі роботи змінюється плавно. Отже, напруга на активному опорі навантаження  $R_d$  (рисунок 3.2, а) також буде згладжена (рисунок 3.2, б).

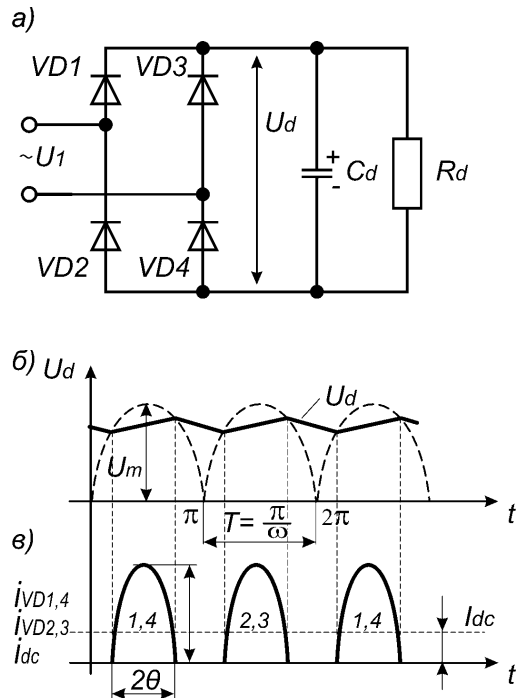


Рисунок 3.2

При цьому струм, який протікає через вентилі, має форму вкорочених імпульсів з досить великою амплітудою  $I_{VDm} = (3..8) I_{dc}$  (рисунок 3.2, в). При роботі випрямляча на ємнісне навантаження на конденсаторі  $C_d$  підтримується напруга, полярність якої вказана на рисунку 3.2, а, тому відповідна пара вентилів випрямляча відкрита тільки тоді, коли напруга живлення  $u(t)$  за абсолютною величиною перевищує напругу на ємності  $|U| > U_c = U_d$ , оскільки вентиль відкритий тільки тоді, коли напруга на його аноді більш позитивна, ніж на катоді. Половина інтервалу часу, протягом якого протікає струм у вентилі, називається кутом відсічки  $\theta$ . На відміну від випрямлячів, які працюють на активне і активно-

індуктивне навантаження, у даному випадку  $2\theta < \pi$ . Після закривання вентилів навантаження від'єднується від мережі живлення і струм у ньому підтримується за рахунок розряджання конденсатора  $Cd$ . Пульсації напруги на навантаженні тим менші, чим більше нерівність  $\tau > T$ , де  $\tau = Cd$  – стала часу кола навантаження. Якщо  $CdRd \gg T$ , напруга на навантаженні практично повністю згладжена.

З рисунка 3.2,б видно, що при активно-ємнісному навантаженні середнє значення напруги на навантаженні наближається до амплітудного значення напруги живлення.

$$U_{dc} \rightarrow U_m = \sqrt{2} U = 1,41U. \quad (3.1)$$

При активному й активно-індуктивному навантаженні  $U_{dc} \approx 0.9U$ .

У розглянутому випадку споживання енергії мережі живлення має імпульсний характер. Амплітудне значення струму, який протікає через вентиль, значно перевищує його середнє значення. Такий режим роботи не є сприятливим як для вентилів, так і для трансформатора. Тому такий вид навантаження використовується тільки при невеликих потужностях.

### 3.3 Навантаження з проти ЕРС

Деякі види споживачів електричної енергії, які живляться від випрямлячів, мають власну ЕРС, причому вона направлена назустріч випрямленій напрузі  $U_d$  (рисунок 3.3, а). До таких навантажень належать двигуни, акумулятори, ємнісні накопичувачі енергії та деякі інші види навантажень. Послідовно з такими навантаженнями, як правило, вмикають елементи для обмеження пульсацій струму (дросель  $L_d$  або резистор  $R_d$ ). Частково функцію обмеження пульсуючого струму можуть виконувати внутрішні параметри навантаження (активний опір та індуктивності обмоток двигуна або внутрішній опір акумулятора).

Якщо для обмеження пульсуючого струму використовувати резистор  $R_d$  (ключ  $S$  на рисунку 3.3, а замкнутий), струм  $i_d$  у навантаженні має переривчастий (імпульсний) характер (рисунок 3.3, в) і може бути описаний виразом

$$i_d(t) = \frac{U_d(t) - E_d}{R_d}. \quad (3.2)$$

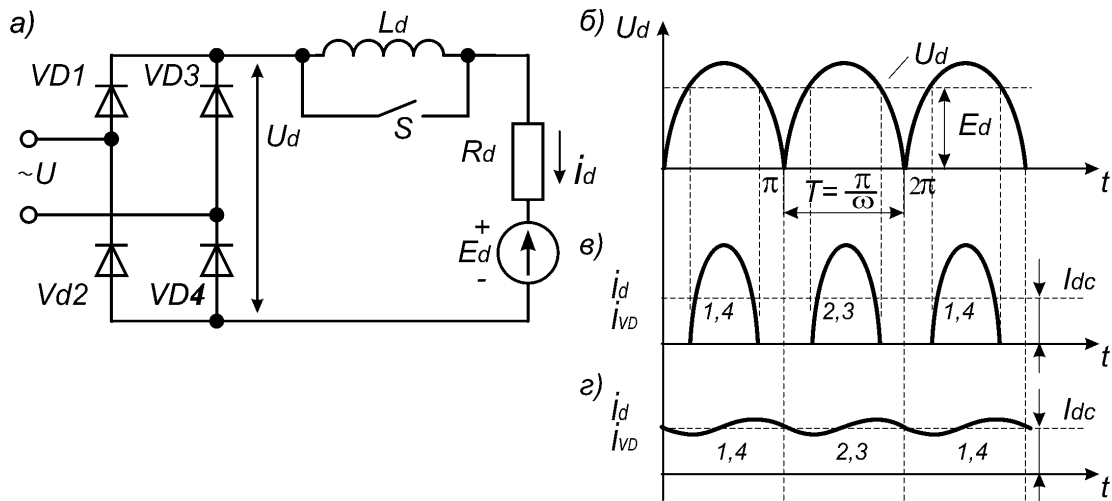


Рисунок 3.3

Видно, що такий режим роботи випрямляча подібний до роботи на ємнісне навантаження з дуже великою ємністю конденсатора  $C_d$ , послідовно з яким з'єднаний обмежувальний резистор  $R_d$ . Із збільшенням проти ЕРС  $E_d$  пульсації струму  $i_d$  збільшуються, оскільки зменшується час  $2\theta$  роботи вентилів. У даному режимі роботи амплітудне значення струму вентилів значно перевищує середнє значення, що призводить до збільшення теплових втрат у вентилях і обмотках трансформатора.

Якщо послідовно з навантаженням ввімкнути індуктивність  $L_d$  (ключ  $S$  на рисунку 3.3,а розімкнений), тривалість роботи вентилів зростає, а пульсації струму  $i_d$  зменшуються. Коли виконані умови

- 1)  $\tau = L_d/R_d > T$ ;
- 2)  $U_{dc} > E_d$ ,

струм у колі навантаження має безперервний характер (рисунок 3.3, г).

Очевидно, що цей режим подібний до режиму роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження. Справді, якщо струм у колі навантаження досить добре згладжений, згідно з теоремою про компенсацію, спад напруги на активному опорі можна змінити відповідною еквівалентністю ЕРС. Таким чином, розрахунок випрямлячів, які працюють на навантаження з проти ЕРС і обмежувачем дроселем у колі навантаження при безперервному струмі у навантаженні, аналогічний розрахунку випрямлячів, які працюють на активно-індуктивне навантаження. Якщо струм у колі навантаження переривчастий, аналіз процесів у навантаженні здійснюється за допомогою методу накладання.

## ЛЕКЦІЯ 4

### ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

#### 4.1 Основні поняття про згладжувальні фільтри

Напруга на виході випрямлячів пульсуюча, а для нормальної роботи більшості споживачів постійного струму постійна напруга повинна мати малі пульсації. Тому практично завжди між випрямлячем і навантаженням ставлять згладжувальний фільтр для згладжування пульсації випрямленої напруги до рівня, який потребує пристрій, що живиться цим випрямлячем. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги характеризує відносний вміст змінної складової у випрямленій напрузі. У загальному випадку він залежить від схеми випрямляча і числа фаз мережі живлення і визначається виразом:

$$K_n = \frac{U_{\sim m}}{U_{dc}} = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (4.1)$$

де  $U_{\sim m}$  – амплітуда першої гармоніки пульсації (змінна складова);

$U_{dc}$  – середнє значення випрямленої напруги (постійна складова);

$m$  – кратність пульсацій випрямленої напруги.

На виході фільтра коефіцієнт пульсацій стає значно меншим, ніж на його вході. Для оцінки згладжувальної дії фільтра вводять такий параметр, як коефіцієнт згладжування.

$$K_{32} = \frac{K_{nbx}}{K_{nbux}}, \quad (4.2)$$

який показує, у скільки разів зменшується коефіцієнт пульсацій на виході фільтра  $K_{n.bux}$  порівняно з коефіцієнтом пульсацій на його вході  $K_{n.bx}$ . Якщо розкрити поданий вище вираз, одержимо ще два параметри, які характеризують згладжувальні фільтри:

$$K_{32} = \frac{K_{nbx}}{K_{nbux}} = \frac{U \sim bx}{U_{dbx}} \div \frac{U \sim bux}{U_{dbux}} = \frac{U \sim bx}{U \sim bux} \cdot \frac{U_{dbux}}{U_{dbx}} = K\phi \cdot \lambda. \quad (4.3)$$

Параметр  $K\phi = \frac{U \sim bx}{U \sim bux}$  – називається коефіцієнтом фільтрації

і показує, у скільки разів зменшується змінна складова напруги на виході фільтра.  $U \sim bux$  порівняно із змінною складовою напруги на його вході  $U \sim bx$ .

Параметр  $\lambda = \frac{U_{dbux}}{U_{dbx}}$  – називається коефіцієнтом передачі

постійної складової і показує, яка частина постійної складової вхідної напруги  $U_{d \text{ вх}}$  надходить на вихід фільтра  $U_{d \text{ вих}}$ .

Величина коефіцієнтів передачі  $\lambda$  для фільтрів випрямлячів великої потужності дорівнює  $\lambda \approx 0,99$ , малої потужності  $\lambda \approx 0,91 \dots 0,95$ , для фільтрів без втрат  $\lambda=1$ . Якщо фільтр побудований на реактивних елементах (індуктивностях і ємностях),  $U_{d \text{ вх}} \approx U_{d \text{ вих}}$  і  $\lambda \approx 1$ . Отже, для таких фільтрів  $K_{32} \approx K\phi$ . Коефіцієнт передачі  $\lambda$  характеризує коефіцієнт корисної дії фільтра. ККД підвищується, коли  $\lambda \rightarrow 1$ .

Якщо знехтувати втратами в фільтрі, тобто при  $\lambda \approx 1$ , коефіцієнт фільтрації фільтра можна визначити через допустимий

коефіцієнт пульсацій споживача і кількість пульсацій на виході випрямляча

$$K\phi = \frac{K_i bx}{K_j bx} = \frac{2}{(m^2 - 1)Kn_{bux}}. \quad (4.4)$$

При виборі згладжувального фільтра також необхідно ураховувати умови, при яких працює фільтр, з тим щоб не спотворювався режим роботи споживача і не погіршувався режим роботи випрямляча.

Щоб не спотворювався режим роботи споживача, необхідно передбачити малий вихідний опір фільтра, який визначається виразом

$$Z_{bux}\phi = \frac{U_{\sim bux}}{I_{\sim bux}} = r_{bux} + \gamma X_{bux}. \quad (4.5)$$

Щоб суттєво не погіршувався режим роботи випрямляча як у сталих, так і у перехідних режимах, необхідно правильно вибирати схему фільтра і параметри його елементів.

Наприклад, у потужних випрямних установках не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною вхідною ланкою, тому що вони погіршують форму струмів у вентилях та обмотках трансформатора, що призводить до збільшення втрат у них і підвищення встановленої потужності, а також до погіршення гармонічного складу струму мережі живлення.

Згладжувальні фільтри повинні мати необхідний коефіцієнт згладжування, високий ККД і задовольняти такі вимоги:

- 1) невеликі габарити, вага і вартість;
- 2) висока надійність;
- 3) не вносити у роботу навантаження помітних спотворень;
- 4) відсутність різких змін струму і перенапруги при перехідних процесах.

Найширше застосування знайшли згладжувальні фільтри, побудовані на реактивних елементах.



## 4.2 Згладжувальні фільтри на реактивних елементах (пасивні фільтри)

У таких фільтрах використовується властивість реактивних елементів накопичувати електромагнітну енергію, коли її надлишок, і повертати накопичену енергію, коли її не вистачає.

### 4.2.1 Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр застосовують для випрямлячів середньої та великої потужності, тому що він дозволяє забезпечити безперервність струму у полі навантаження та сприятливий режим роботи випрямляча. Фактично, це дросель, який вмикають послідовно з навантаженням (рисунок 4.1).

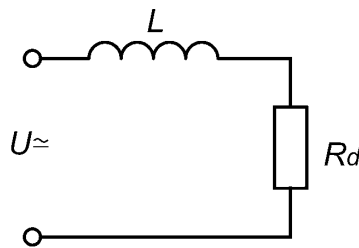


Рисунок 4.1

Ппульсуючу напругу на виході випрямляча можна подати, як суму постійної і змінної складових. Завданням фільтра є передавання у навантаження (по можливості без втрат) постійної складової і затримання змінної складової випрямленої напруги. Оскільки активний опір дроселя  $L$  для постійного струму  $r \rightarrow 0$ , постійна складова випрямленої напруги практично повністю передається у навантаження  $R_d$ . Опір дроселя для змінного струму  $X_L = \omega L$ , де  $\omega = 2\pi fn$ ,  $fn$  – частота пульсацій випрямленої напруги. Для затримування дроселем змінної складової випрямленої напруги необхідно, щоб виконувалась умова  $X_L \gg R_d$ . На виході випрямляча частота першої гармоніки пульсації, яка має максимальну амплітуду, дорівнює  $m\omega_m$ . Отже, індуктивність дроселя фільтра треба вибирати за умовою

$mw_M L \gg Rd$ , де  $w_M$  — кругова частота мережі живлення,  $m$  — кратність пульсацій випрямленої напруги.

У багатьох практичних випадках достатнім є виконання умови  $L > 5Rd/mw_M$ . З цього виразу можна зробити висновок, що індуктивний фільтр краще використовувати при великих струмах у навантаженні (малих  $Rd$ ). У цьому разі дросель має меншу індуктивність. Треба визнати, що згладжувальна дія індуктивності пов'язана з її здатністю накопичувати енергію, а потім віддавати її у навантаження. Оскільки енергія, яка накопичується в індуктивності  $W_L = LI^2/2$ , можна зробити висновок, що індуктивний фільтр використовується більш ефективно при великих струмах у навантаженні.

Величину індуктивності фільтра можна визначити через допустимий коефіцієнт пульсацій споживача і кількість пульсацій на виході випрямляча

$$L \approx \frac{Rd}{mw_M} K_{CT} = \frac{2Rd}{mw_M (m^2 - 1) K_{\dot{I} \text{ бух}}}, \quad (4.6)$$

де  $W_M$  — кругова частота мережі живлення.

Для випрямлячів з двократною частотою пульсацій випрямленої напруги  $m=2$  (однофазні мостова і з нульовим виводом)

$$L \approx \frac{Rd}{3w_M K_{\dot{I} \text{ бух}}}. \quad (4.7)$$

#### 4.2.2 Ємнісний фільтр

Для малопотужних випрямлячів найпростішим фільтром є конденсатор, з'єднаний паралельно з навантаженням  $Rd$  (рисунок 4.2).

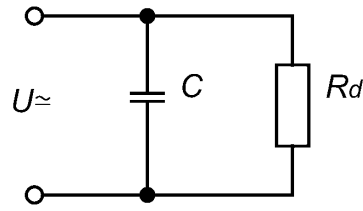


Рисунок 4.2

У ємнісному фільтрі повинна виконуватися умова

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \ll R_d \cdot \quad (4.8)$$

Якщо опір навантаження значно більший, ніж ємнісний опір конденсатора для основної гармоніки, то можна вважати, що змінна складова струму вентиля дорівнює струму конденсатора. А постійна складова – струму навантаження. Тобто змінна складова випрямленого струму протікатиме не через навантаження  $R_d$ , а через конденсатор  $C$ . Постійна складова цього струму замикатиметься через навантаження  $R_d$ , оскільки конденсатор не пропускає постійного струму. Для вибору ємності фільтра часто буває достатнім виконання умови.

$$\frac{1}{\omega C} < \frac{R_d}{S} \quad \text{або} \quad C > \frac{5}{\omega R_d} \cdot \quad (4.9)$$

Для двопівперіодних випрямлячів (однофазні мостова та з нульовим виводом)

$$I'_{(1)M} = \frac{1}{\pi} \int_{-Q}^{+Q} i_a \cos 2\nu \cdot d\nu = \frac{E_{2m}}{\pi r} \frac{2}{3} \sin^3 Q, \quad (4.10)$$

де  $r = r_a + 2r_{np}$ ;

$r_a$  – активний опір обмоток трансформатора, які розташовані на одному стержні магнітопроводу;

$r_{np}$  – активний опір вентилів у прямому вмиканні.

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin Q - Q \cos Q). \quad (4.11)$$

Тоді

$$\frac{I'_{(1)m}}{I_d} = \frac{\sin^3 Q}{3(\sin Q - Q \cos Q)}. \quad (4.12)$$

Для більшості режимів  $I'_{(1)m} \approx I_d$ , отже,

$$U_{(1)m} = \frac{I_d}{2w_M C}, \quad (4.13)$$

тому при заданому коефіцієнті пульсацій з основної гармоніки для двопівперіодних випрямлячів вираз, який дозволяє визначити ємність згладжувального конденсатора, має вигляд

$$C = \frac{1}{2w_M R_d \cdot K_I \hat{\delta}}. \quad (4.14)$$

Ємнісний фільтр найчастіше використовують при малих струмах у навантаженні (великий опір  $R_d$ ). У цьому разі необхідна менша ємність конденсатора  $C$ . Енергія, яка накопичується в конденсаторі, дорівнює

$$W_c = \frac{CU^2}{2}. \quad (4.15)$$

Отже, ємнісний фільтр ефективніший при підвищених значеннях випрямленої напруги.

### 4.2.3 Індуктивно-ємнісний фільтр ( $\Gamma$ -подібний LC-фільтр)

Згладжування пульсацій випрямленої напруги більш ефективно здійснюється за допомогою фільтрів, які складені з  $\Gamma$ - або  $\Pi$ -подібних ланок. У якості елементів цих ланок звичайно використовуються конденсатор і дросель.

$\Gamma$ -подібний LC-фільтр (рисунок 4.3) поєднує в собі перевагу індуктивного і ємнісного фільтра. Він має добрі згладжувальні

властивості і може працювати у широкому діапазоні зміни струму навантаження.

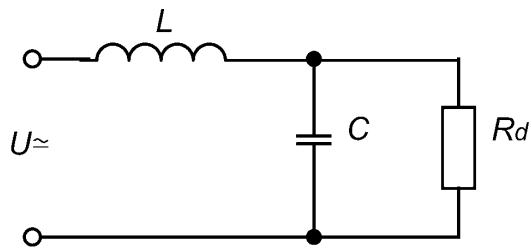


Рисунок 4.3

Дросель  $L$  і конденсатор  $C$  вибирають за тими самими умовами, що і в розглянутих вище фільтрах. Тому в  $LC$ -фільтрі повинна, як мінімум, виконуватися умова

$$X_L \geq 25X_C. \quad (4.16)$$

При цьому практично вся змінна складова випрямленої напруги спадатиме на дроселі фільтра  $L$ .

Коефіцієнт фільтрації  $\Gamma$ -подібного фільтра визначається з виразу

$$K\phi = \frac{U \sim bx}{U \sim bux} = 1 + X_L \left( \frac{1}{X_C} + \frac{1}{Rd} \right). \quad (4.17)$$

Параметри елементів  $\Gamma$ -подібного фільтра вибирають таким чином, щоб послідовно ввімкнені з джерелом елементи мали великий опір для змінної складової струму і малий опір для постійної складової. А елементи фільтра, ввімкнені паралельно споживачу, повинні мати малий опір для змінної складової струму і великий опір для постійної складової.

На практиці  $\frac{1}{X_C} \gg \frac{1}{Rd}$ , тому

$$K\phi \cong 1 + \frac{X_L}{X_C} \quad (4.18)$$

і для індуктивно-ємнісного фільтра

$$K\phi \cong \left| 1 - m^2 \omega_m^2 LC \right|. \quad (4.19)$$

Коефіцієнт фільтрації індуктивно-ємнісного фільтра залежить від величини  $LC$ , яка визначається виразом

$$LC \cong \frac{10 \left| K\phi + 1 \right|}{m^2 k^2}, \quad (4.20)$$

де ємність конденсатора буде виражена в мкФ; індуктивність дроселя – в Гн;

$K$  – коефіцієнт, який ураховує частоту мережі  $f_M$ ,  $K = \frac{f_M}{50}$ .

Індуктивність дроселя  $\Gamma$ -подібного фільтра визначають з умови безперервності струму у ньому, тобто

$$I \sim_{bx} < I_d. \quad (4.21)$$

Амплітуда основної гармоніки струму у дроселі при  $X_L \gg X_C$  визначається виразом

$$I \sim_{bx} \cong \frac{U \sim_{bx}}{m \omega_M L}. \quad (4.22)$$

Постійна складова струму у дроселі без урахування витрат у фільтрі

$$I_d \cong \frac{U_d}{R_d}. \quad (4.23)$$

Підставивши значення  $I \sim_{bx}$  та  $I_d$  із (4.22) і (4.23) в (4.21), визначимо індуктивність дроселя  $\Gamma$ -подібного фільтра.

$$L > \frac{U \sim bx \cdot Rd}{Udmw_M} = \frac{2}{(m^2 - 1)} \frac{Rd}{mw_M} = \frac{Rd}{a}, \quad (4.24)$$

де  $a$  — коефіцієнт, який залежить від схеми випрямляча і частоти мережі живлення,  $a = \frac{(m^2 - 1)mw_M}{2}$ .

#### 4.2.4 Г-подібний RC-фільтр

У випрямлячах малої потужності часто замість дроселя  $L$  ставлять резистор  $R\phi$  (рисунок 4.4). Це дозволяє значно зменшити габарити фільтра і його вартість.

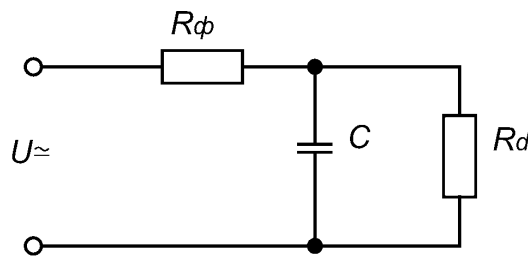


Рисунок 4.4

Однак у такому фільтрі на резисторі  $R\phi$ , крім змінної складової випрямленої напруги, буде також спадати частина постійної складової випрямленої напруги. Тому коефіцієнт передачі таких фільтрів

$$\lambda = \frac{Udbux}{Udbx} < 1 \quad (4.25)$$

і ККД у них нижчий.

Коефіцієнт фільтрації такого фільтра дорівнює

$$K\phi = 1 + jw_M m R\phi C, \quad (4.26)$$

звідки

$$R\phi C \cong \frac{k\phi}{mw_M}. \quad (4.27)$$

Коефіцієнт передачі постійної напруги зі входу на вихід фільтра

$$\lambda = \frac{U_{dbux}}{U_{dbx}} = \frac{Rd}{Rd + R\phi}. \quad (4.28)$$

Коефіцієнт згладжування

$$K_{CF} = \lambda K\phi = m\omega_M \frac{R\phi Rd}{R\phi + Rd}. \quad (4.29)$$

Величину опору  $R\phi$  вибирають за умови

$$\frac{U_{dbx}}{U_{dbux}} = \frac{Rd + R\phi}{Rd} = (1.05 \div 1.3). \quad (4.30)$$

Ці вирази при заданому коефіцієнті згладжування дозволяють розрахувати параметри резистора ємнісного  $\Gamma$ -подібного фільтра.

#### 4.2.5 Багатоланкові фільтри

Розглянуті вище фільтри називають простими. Для одержання дуже великих значень коефіцієнта згладжування використовують багатоланкові згладжувальні фільтри, які є послідовним з'єднанням кількох простих фільтрів. Елементи окремих ланок в цих фільтрах підбирають таким чином, щоб кожна наступна ланка не впливала на роботу попередньої. Наприклад, у багатоланковому  $\Gamma$ -подібному  $LC$ -фільтрі, який застосовується у випрямлячах великої потужності (рисунок 4.5), необхідно, щоб опір дроселя наступної ланки значно перевищував опір конденсатора попередньої ланки, а опір навантаження  $Rd$  був значно більший за опір шунтуючого конденсатора для основної гармоніки пульсацій.



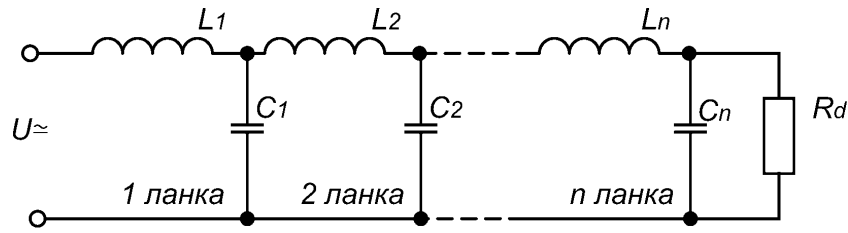


Рисунок 4.5.

Тоді коефіцієнт фільтрації багатоланкового фільтра визначається як добуток коефіцієнтів фільтрації окремих ланок.

$$K\phi = K\phi^{(1)} \cdot K\phi^{(2)} \cdot \dots \cdot K\phi^{(n)}. \quad (4.31)$$

Звичайно  $L_1 = L_2 = L_n = L$ ,  $C_1 = C_2 = C_n = C$ ,

тоді

$$K\phi = [K\phi^{(1)}]^n, \quad (4.32)$$

де  $n$  — кількість ланок.

Найпростішим багатоланковим фільтром є  $\Pi$ -подібний фільтр (рисунок 4.6), який застосовується для споживачів малої потужності. Першою ланкою в цьому фільтрі є конденсатор, а другою ланкою —  $\Gamma$ -подібний  $LC$  — або  $RC$ -фільтр.

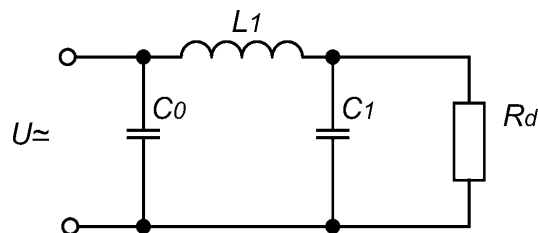


Рисунок 4.6

При розрахунку  $\Pi$ -подібного фільтра задаються коефіцієнтом пульсацій на виході першої ланки у межах  $0,02 \leq K\phi_{вих} \leq 0,1$ , щоб не було великої ємності  $C_0$  і не було спотворень форми випрямленого струму.

Визначивши коефіцієнт фільтрації другої ланки і задавшись ємністю  $C_1=C_0$ , підраховують індуктивність дроселя, перевіривши при цьому виконання умови (4.24).

У багатоланкових фільтрах кількість ланок вибирають таким чином, щоб забезпечити найменшу вартість фільтра, так економічно вигідно при  $K\phi > 50$  застосовувати дволанкові, а при  $K\phi > 220$  – триланкові фільтри.

Згладжувальні фільтри суттєво впливають на процеси, які відбуваються в перетворювачах. Якщо першим реактивним елементом фільтра, вміщеного між випрямлячем і навантаженням, є конденсатор, то загальний характер навантаження випрямляча активно-ємнісний, а якщо дросель, то навантаження активно-індуктивне. Від цього залежить методика розрахунку випрямляча.

### **4.3 Згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах (активні фільтри)**

Згладжувальні фільтри на реактивних елементах мають широке застосування, проте їх недоліком вважають інтенсивні перехідні процеси, які суттєво впливають на режим роботи джерела живлення і навантаження. Дроселі згладжувальних фільтрів мають великі габарити і масу. Індуктивність дроселів залежить від струму в навантаженні. Отже, із зміною струму в навантаженні змінюється коефіцієнт згладжування фільтра. Під час роботи дроселя у навколишньому просторі виникає магнітне поле, яке створює завади для пристроїв, які живляться від випрямляча.

Багатьох таких недоліків позбавлені згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах. Розглядаючи вихідні характеристики транзистора (рисунок 4.7), можна помітити, що під час роботи в активному режимі транзистор відповідає вимогам, які ставляться до елементів фільтра, з'єданого послідовно з навантаженням.

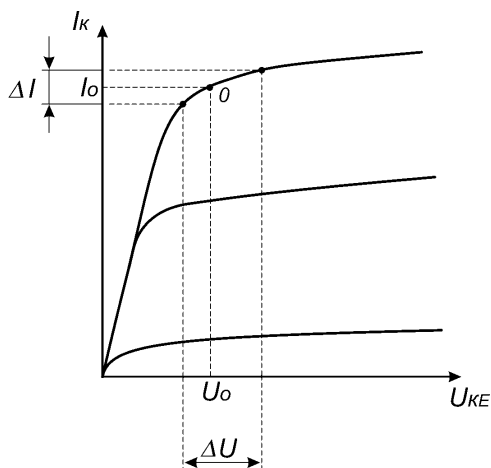


Рисунок 4.7

Справді, якщо вибрати робочу точку  $O$  поблизу перегину характеристики, то опір транзистора постійному струму  $r = U_0/I_0$  буде значно менший за опір транзистора змінному струму  $r_{\sim} = \Delta U/\Delta I$ .

Розглянемо схему транзисторного згладжувального фільтра, що має широке застосування (рисунок 4.8).

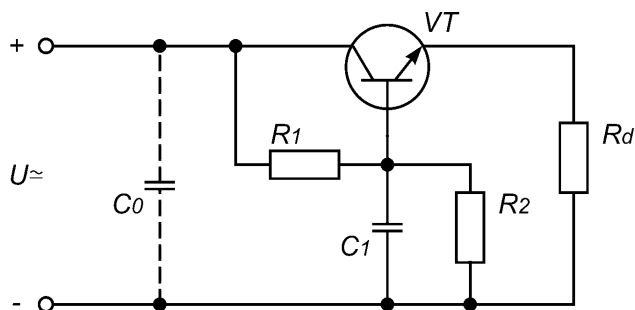


Рисунок 4.8

Такий фільтр фактично є емітерним повторювачем на транзисторі  $VT$ . На вхід емітерного повторювача подається напруга, згладжена за допомогою  $RC$ -фільтра ( $R1, C1$ ). Відомо, що хороша фільтрація і досить високий ККД у  $RC$ -фільтрів тільки тоді, коли його навантаження має великий опір. У цій схемі навантаженням  $RC$ -фільтра є досить великий вхідний опір емітерного повторювача. У навантаженні можна забезпечити

протікання досить великих струмів, якщо ввімкнути його на виході емітерного повторювача, опір якого невеликий. Пульсація напруги на навантаженні буде практично такою ж, як на конденсаторі  $C1$ , оскільки коефіцієнт підсилення напруги емітерного повторювача  $K_{nU} \approx 1$ . Таким чином, у схемі використовується здатність транзистора підсилювати струм. Пульсації згладжуються за допомогою  $RC$ -фільтра, а транзистор  $VT$  є елементом узгодження високоомного  $RC$ -фільтра і низькоомного навантаження. Резистор  $R2$  призначений для вибору робочої точки на вихідній характеристиці транзистора  $VT$ . Як правило, його опір значно менший, ніж вхідний опір транзистора. Тому розраховуючи  $RC$ -фільтр, можна вважати, що його навантаженням є резистор  $R2$ . Для зменшення габаритів і маси  $RC$ -фільтра треба збільшувати вхідний опір емітерного повторювача. Цього можна досягти, вибравши транзистор  $VT$  з більш високим значенням коефіцієнта передачі базового струму  $\beta$  або використавши складений транзистор.

Активні згладжувальні фільтри використовують у тих випадках, коли треба одержати хороше згладжування пульсацій при невеликих габаритах фільтра і відсутності полів розсіювання. Однак ККД таких фільтрів менший, ніж у  $LC$ -фільтрі. Це пов'язано з тим, що згладжувальна дія індуктивності у  $LC$ -фільтрі ґрунтується на її здатності накопичувати енергію, а потім віддавати енергію у навантаження. Транзистор не має такої властивості, а є лише керованим активним опором. Тому, коли пульсації напруги на вхід фільтра дуже великі, їх доцільно попередньо зменшити за допомогою фільтра на реактивних елементах (наприклад, ємнісного фільтра  $C_0$  на рисунку 4.8).

## ЛЕКЦІЯ 5

### БАГАТОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Споживачі постійного струму середньої й великої потужності, як правило, живляться від мережі трифазного змінного струму через трифазні випрямлячі. При цьому

рівномірно завантажуються всі фази мережі, випрямлена напруга має більш високу якість, оскільки зменшуються пульсації випрямленої напруги і збільшується їх частота, завдяки чому полегшується згладжування пульсацій випрямленої напруги.

### 5.1 Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора (трифазна нульова схема)

Ця схема живиться від мережі через трифазний трансформатор  $TV$ , вторинні обмотки якого з'єднані зіркою (рисунок 5.1, а).

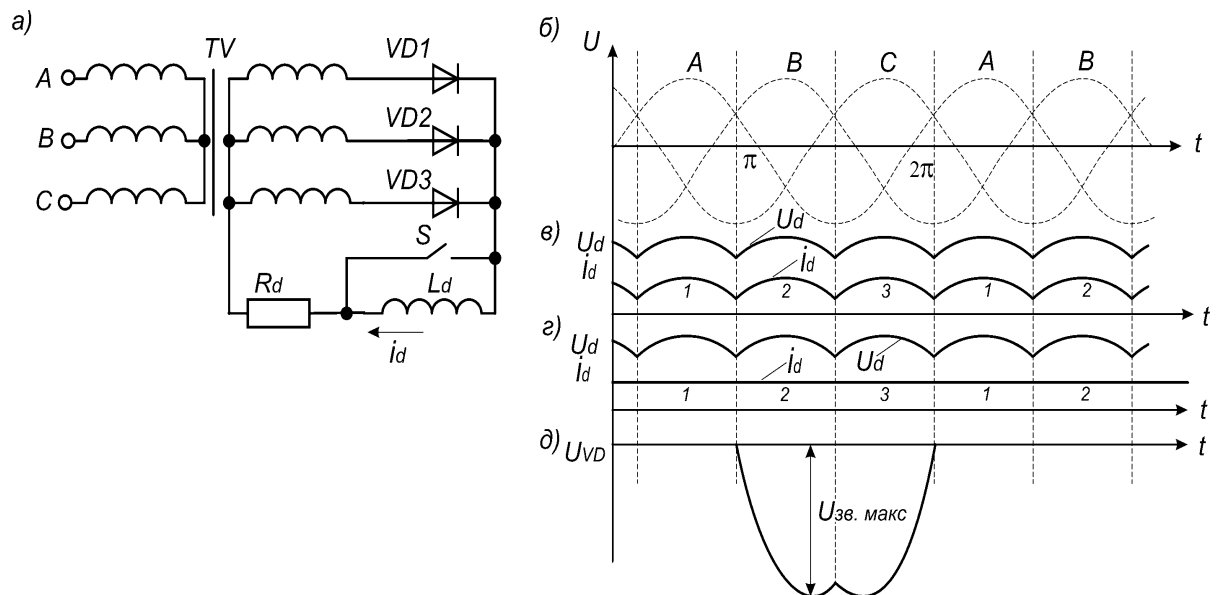


Рисунок 5.1

Аноди вентилів під'єднують до фаз вторинної обмотки. Катоди вентилів з'єднані у спільну точку, яка є позитивним полюсом випрямляча. Навантаження під'єднують між позитивним полюсом випрямляча і нульовою точкою вторинних обмоток трансформатора. У цій схемі катоди усіх вентилів мають однаковий потенціал. Отже, струм пропускатиме той з вентилів, на аноді якого в даний момент часу найбільша позитивна напруга (рисунок 5.1, б). Очевидно, що кожен з вентилів працюватиме  $1/3$  частину періоду напруги мережі живлення.

Отже, середнє значення струму кожного вентиля буде в 3 рази меншим за середній струм навантаження  $I_{dc}$

$$I_{VD_c} = \frac{I_{dc}}{3}. \quad (5.1)$$

Багатофазні випрямлячі використовуються для одержання великих потужностей. Тому їх навантаження найчастіше має активно-індуктивний характер. Випрямлена напруга  $U_d$  містить три пульсації за період напруги мережі ( $m=3$ ), отже коефіцієнт пульсації випрямленої напруги

$$Kn = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{1}{4} = 0.25 = 25\%. \quad (5.2)$$

Частота пульсацій випрямленої напруги  $f_n = m \cdot f_m = 150 \text{ Гц}$ . Порівняно невеликий коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги і підвищена частота значно полегшують згладжування пульсацій струму. У зв'язку з цим при активно-індуктивному навантаженні струм навантаження буде практично згладженим. На рисунку 5.1,в показані струм і напруга при активному навантаженні, а на рисунку 5.1,г – при активно-індуктивному.

Середнє значення випрямленої напруги трифазної нульової схеми

$$U_{dc} = 1.17 E_2, \quad (5.3)$$

де  $E_2$  – діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Отже, для того щоб одержати на навантаженні випрямлену напругу  $U_{dc}$ , діюче значення ЕРС вторинної обмотки  $E_2$  має бути  $E_2 = 0,85 U_{dc}$ . До закритих вентилів прикладається зворотна напруга, яка дорівнює різниці напруг у фазах, до яких під'єднаний даний вентиль, що в даний момент часу пропускає струм (рисунок 5.1, д). Отже, до закритого вентиля прикладається

лінійна напруга, і максимальна зворотна напруга на вентилях дорівнює амплітуді лінійної напруги.

$$U_{VDm} = E_{2m} \sqrt{3} = E_2 \sqrt{2} \sqrt{3} = \sqrt{6} E_2 \approx 2.1 U_{dc}. \quad (5.4)$$

Головним недоліком розглянутої схеми є те, що у вторинних обмотках трансформатора  $TV$  струм протікає тільки в одному напрямі, внаслідок чого відбувається вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Щоб не досягалось насичення осердя, необхідно завищувати типову потужність трансформатора. Через такий недолік трифазна нульова схема має обмежене застосування.

## 5.2 Трифазна мостова схема

У трифазній мостовій схемі випрямляча (рисунок 5.2) у катодній групі вентилів ( $VD1, VD3, VD5$ ), спільна точка катодів якої є позитивним полюсом випрямляча, відкритий той з вентилів, на аноді якого у даний момент часу найбільш позитивна напруга. В анодній групі вентилів ( $VD2, VD4, VD6$ ), спільна точка анодів якої є негативним полюсом випрямляча, відкритий той з вентилів, на катоді якого у даний момент часу найбільш негативна напруга. Таким чином, у будь-який момент часу у схемі пропускають струм два вентиля: один – з катодної, а інший – з анодної групи (рисунок 5.2, в, г). Випрямлена напруга, струм навантаження, а також струм через вентиль при роботі випрямляча на активне навантаження показані на рисунку 5.2, в, а при роботі на активно-індуктивне навантаження – на рисунку 5.2, г. З рисунку 5.2 видно, що кожен з вентилів працює  $1/3$  частину періоду напруги мережі живлення.

Отже, середнє значення струму вентиля у 3 рази менше за середнє значення струму навантаження:

$$i_{VDc} = \frac{i_{dc}}{3}. \quad (5.5)$$

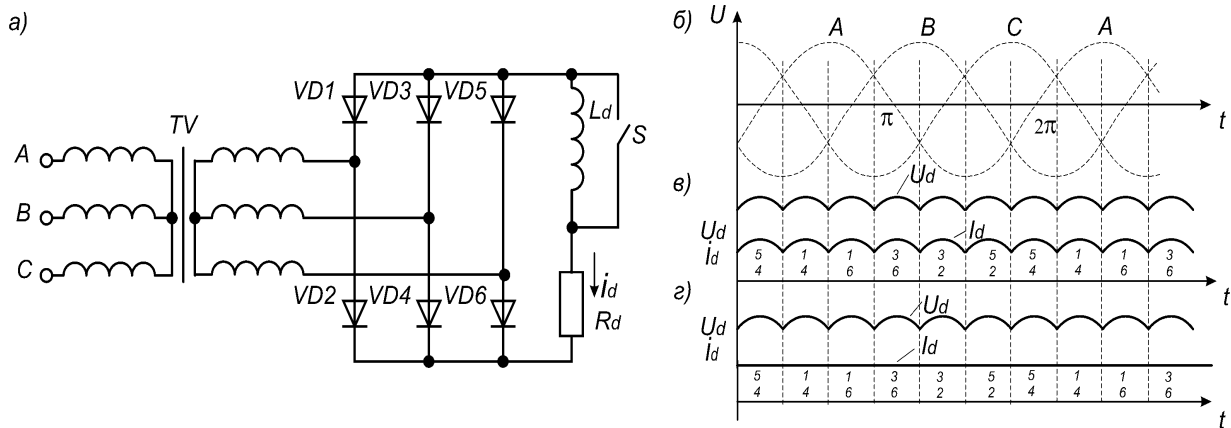


Рисунок 5.2

Кратність пульсацій випрямленої напруги  $m=6$ . Отже, коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$Kn = \frac{2}{(m^2 - 1)} = \frac{2}{35} = 0.057 \approx 6\% . \quad (5.6)$$

Частота пульсацій  $fn = m \cdot fm = 300 \text{Гц}$ . У зв'язку з тим, що пульсації випрямленої напруги дуже малі, у багатьох випадках трифазна мостова схема використовується без додаткової згладжувальної індуктивності  $Ld$  (рисунок 5.2,в). При наявності індуктивності  $Ld$  струм у навантаженні  $id$  практично згладжений (рисунок 5.2,г). У розглянутій схемі середнє значення випрямленої напруги

$$U_{dc} = 2.34 E_2, \quad (5.7)$$

або в 2 рази більше, ніж у нульовій схемі.

Відповідно  $E_2 = 0,425 U_{dc}$ . Отже, для одержання того самого значення  $U_{dc}$  необхідна у 2 рази менша напруга на вторинних обмотках трансформатора, ніж у нульовій схемі. Зворотна напруга на вентилях має таку саму форму, як і у нульовій схемі. Амплітуда зворотної напруги на вентилі у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі:

$$U_{vdn} = 1.045 U_{dc} . \quad (5.8)$$



Отже, у трифазній мостовій схемі добре використовуються вентиля і трансформатор, вона дає малі пульсації випрямленої напруги, відсутнє вимушене підмагнічування трансформатора, оскільки струм у вторинних обмотках протікає два рази за період у протилежних напрямках. Завдяки своїм позитивним властивостям трифазна мостова схема має найширше застосування. Недоліком схеми є необхідність досить великої кількості вентилів (6), а також те, що струм навантаження протікає через два послідовно ввімкнених вентиля. Це призводить до зниження ККД при низьких значеннях випрямленої напруги.

Трифазна схема з нульовим виводом є найпростішою, вона містить найменшу кількість вентилів (3) і має більш високий ККД, ніж мостова, оскільки струм навантаження завжди протікає тільки через один послідовно ввімкнений вентиль.

У трифазній мостовій схемі до вентилів прикладається зворотна напруга у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі. Необхідна у 2 рази менша напруга на вторинних обмотках трансформатора. Відсутнє вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Із мережі живлення споживається синусоїдальний струм. Габаритна потужність трансформатора мінімальна. Схема може бути реалізована і без трансформатора.

## **ЛЕКЦІЯ 6**

### **6.1 Явище комутації у випрямлячах**

Розглядаючи процеси у випрямлячах, слід враховувати такі параметри, як індуктивність розсіювання в обмотках трансформатора та індуктивність фаз мережі живлення. У випрямлячах невеликої потужності вплив цих параметрів на роботу схеми незначний і їх, як правило, не враховують.

У випрямлячах середньої та великої потужності ці параметри суттєво впливають на процеси у схемі і їх треба враховувати.

Розглянемо вплив індуктивностей розсіювання (індуктивностей фаз) на процеси у випрямлячі на прикладі трифазної схеми з нульовим виводом. Введемо замість них

еквівалентні індуктивності  $L_s$ , які приведені до вторинних обмоток трансформатора (рисунок 6.1, а). Вважатимемо, що індуктивності  $L_s$  у всіх фазах однакові.

Якби не було індуктивностей  $L_s$ , то в момент часу, який відповідає точці  $v_1$  (рисунок 6.1, б) працюючий до цього часу вентиль  $VD3$  вимкнувся б, а замість нього ввімкнувся б вентиль  $VD1$ . Однак внаслідок того, що струм в індуктивностях  $L_s$  не може миттєво змінитися, протягом деякого інтервалу часу  $\gamma$  одночасно працюватимуть два вентиля:  $VD3$  і  $VD1$ , причому у вентилі  $VD3$  струм спадатиме, а у  $VD1$  — наростатиме.

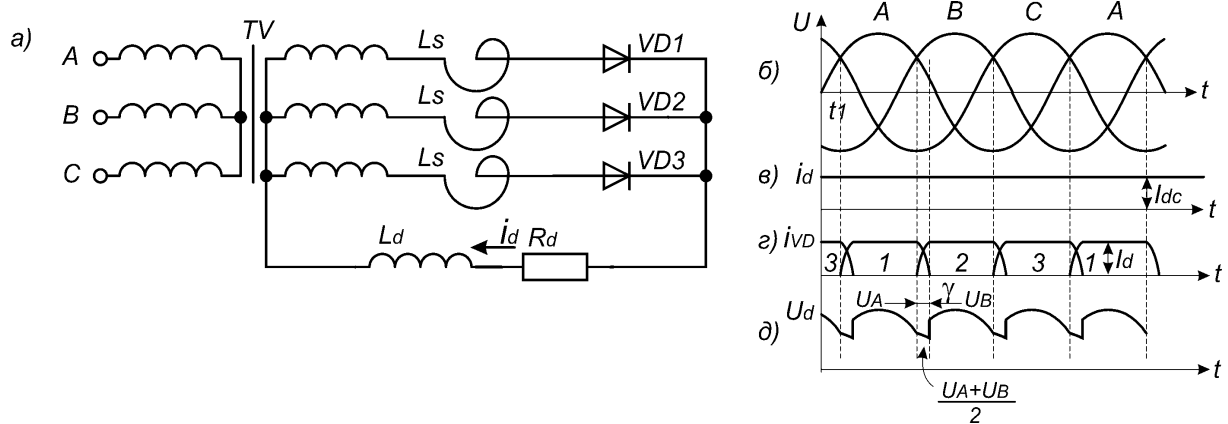


Рисунок 6.1

Якщо струм у навантаженні добре згладжений ( $i_d = I_{dc}$ , рисунок 6.1, в), сума струмів вентилів буде сталою  $i_{VD3} + i_{VD1} = I_d$  (рисунок 6.1, г). Інтервал часу одночасної роботи вентилів називається **інтервалом комутації**. Явище комутації пов'язане з тим, що у процесі роботи в індуктивностях  $L_s$  накопичується енергія, для запасання і розсіювання якої потрібен певний час. Оскільки енергія, що запасується індуктивністю  $W_L = \frac{LI^2}{2}$ , тривалість інтервалу комутації буде тим більшою, чим більші індуктивність розсіювання фаз  $L_s$  і струм навантаження  $I_d$ . У зв'язку з тим, що на інтервалі комутації навантаження отримує енергію від двох фаз, випрямлена напруга на навантаженні  $U_d$  визначатиметься півсумою напруг фаз, до яких під'єднані вентиля, що пропускають струм (рисунок 6.1, д). Внаслідок цього

у випрямленій напрузі  $U_d$  з'являються “вирізані” ділянки (на рисунку 6.1, д заштриховані).

Отже, середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  при наявності комутації буде меншим. При чому із збільшенням струму навантаження  $I_d$  середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  зменшується. Наявність у випрямленій напрузі “вирізаних” ділянок призводить до збільшення коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги.

Розглянуте явище має місце у всіх випрямлячах, однак помітно проявляється у випрямлячах середньої і великої потужності, де його обов'язково треба враховувати.

## 6.2 Навантажувальна (зовнішня) характеристика випрямлячів

Навантажувальна характеристика – це залежність середнього значення випрямленої напруги від струму навантаження  $U_{dc} = f(I_{dc})$ . У випрямлячах, як і в інших пристроях електроживлення, навантажувальна характеристика спадає, тобто із збільшенням середнього значення струму навантаження  $I_{dc}$  випрямлена напруга  $U_{dc}$  зменшується. Це пов'язано з тим, що із збільшенням струму навантаження збільшується спад напруги на активних опорах елементів схеми випрямляча (вентиліях, обмотках трансформатора, з'єднувальних проводах), а також збільшуються втрати напруги, пов'язані з явищем комутації. Навантажувальну характеристику випрямлячів можна описати таким виразом:

$$U_{dc} = U_{dc\ m} - I_{dc} \cdot r - I_{dc} \cdot x = U_{dc\ m} - I_{dc} (r + x), \quad (6.1)$$

де  $U_{dc\ m}$  — середнє значення випрямленої напруги у режимі холостого ходу ( $I_{dc}=0$ );

$r$  — еквівалентний активний опір, який враховує опір вентилів, обмоток трансформатора і з'єднувальних проводів, які ввімкнені послідовно з навантаженням;

$x$  — еквівалентний опір, що враховує зменшення напруги на навантаженні, пов'язане з явищем комутації ( $x = m \cdot \omega \cdot L_s / 2\pi$ ).

Типовий графік навантажувальної характеристики випрямляча наведений на рисунку 6.2.

Сума опорів  $r+x=r_i$  часто називається внутрішнім опором випрямляча. У випрямлячах малої потужності звичайно  $r \gg x$ . Тому параметр  $x$ , як правило, не враховують.

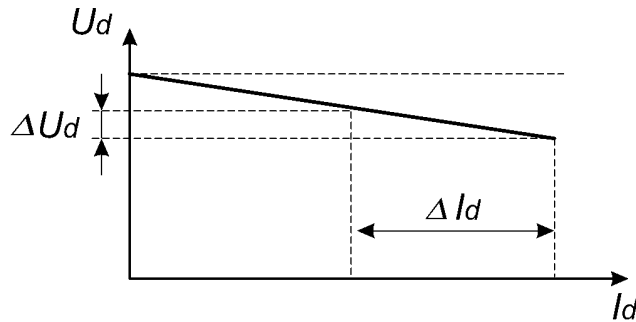


Рисунок 6.2

У випрямлячах великої потужності  $x \gg r$ , тому параметр  $r$  можна не враховувати.

У випрямлячах середньої потужності параметри  $x$  і  $r$  мають один порядок, і треба враховувати обидва параметри. Слід пам'ятати, що параметр  $r$  враховує спад напруги, пов'язаний з втратами потужності у випрямлячі, а параметр  $x$  лише характеризує зменшення випрямленої напруги, пов'язане зі спадом напруги на індуктивностях розсіювання на інтервалах комутації. Еквівалентний внутрішній опір випрямляча  $r_i$  можна визначити з експериментально знятої навантажувальної характеристики  $r_i = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$  (рисунок 6.2).

## ЛЕКЦІЯ 7

### КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Дуже часто виникає потреба не тільки випрямляти змінну напругу, а й забезпечити плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  (наприклад, для регулювання швидкості двигунів, струму заряджання акумуляторів і т. ін.).

Середнє значення випрямленої напруги випрямлячів, які побудовані на діодах, залежить від напруги на вторинній обмотці трансформатора. У зв'язку з цим регулювання напруги на навантаженні можливе лише зміною напруги на вторинній обмотці (наприклад, за допомогою автотрансформатора), що не завжди зручно.

Якщо в випрямлячі замість діодів використовувати керовані вентиля-тиристори, момент вмикання яких змінювати за допомогою спеціальної системи керування, одержимо керований випрямляч, який, крім випрямлення змінної напруги, одночасно забезпечує можливість регулювання середнього значення випрямленої напруги.

### 7.1 Однофазна мостова схема

В однофазній мостовій схемі можна усі чотири діоди замінити тиристорами, однак це не є принципово необхідним. Оскільки у мостовій схемі послідовно з навантаженням завжди ввімкнені два вентиля, досить, щоб хоч один із них був керованим. Розглянемо роботу мостового випрямляча, у якого в якості вентилів у катодній групі використовуються тиристори (рисунок 7.1, а).

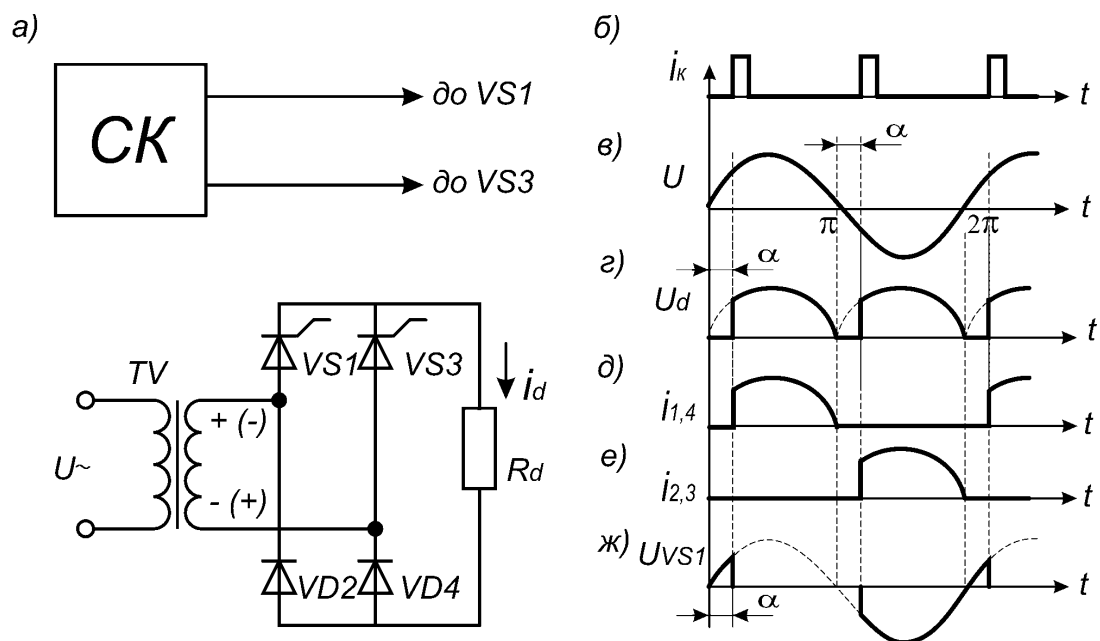


Рисунок 7.1

При позитивній полярності напруги живлення (вказана без дужок), поки на тиристорі від системи керування СК не поданий керуючий сигнал  $I_k$ , вони будуть закриті, і напруга на навантаженні дорівнюватиме нулю. У момент часу  $\nu = \alpha$  від системи керування на тиристор  $VS1$  подається керуючий сигнал. Тиристор відкривається і до навантаження прикладається частина півперіоду синусоїди вхідної напруги (рисунок 7.1,г). У момент часу  $U = \pi$  напруга в мережі змінює полярність, і під дією зворотної напруги тиристор  $VS1$  закривається. Напруга на навантаженні  $U_d$  знову дорівнює нулю. У момент часу  $U = \pi + \alpha$  від системи керування надходить імпульс для відкривання тиристора  $VS3$  і до навантаження знову прикладена частина півперіоду синусоїди вхідної напруги. Зміщуючи момент подавання імпульсу керування відносно моменту проходження через нуль напруги мережі живлення, подають на навантаження більшу або меншу частину півперіоду напруги живлення, чим регулюється середнє значення випрямленої напруги. Інтервал (електричний кут) затримки відкривання вентиля  $\alpha$ , який відраховується відносно моменту природного відкривання вентиля, називається **кутом керування**.

Середнє значення випрямленої напруги залежить від кута керування  $\alpha$ :

$$U_{dc\alpha} = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) . \quad (7.1)$$

Якщо кут керування  $\alpha = 0$ , керований випрямляч працює аналогічно некерованому і середнє значення випрямленої напруги

$$U_{dc\alpha} = U_{dc0} = \frac{2E_{2m}}{\pi} . \quad (7.2)$$

З урахуванням цього залежність середнього значення випрямленої напруги від кута керування, яка називається

регулювальною характеристикою випрямляча, може бути описана так:

$$U_{dc\alpha} = U_{dco} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (7.3)$$

Графік регулювальної характеристики подано на рисунку 7.2.

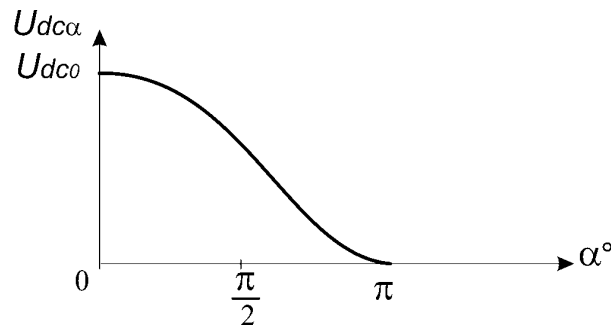


Рисунок 7.2

З графіка видно, що із зміною кута керування  $\alpha$  від  $0$  до  $\pi$  середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc\alpha}$  плавно змінюється від максимального значення  $U_{dco}$  до нуля. Таким чином, основна перевага керованого випрямляча – це можливість плавного регулювання середнього значення випрямленої напруги на навантаженні. Однак, коли використовуються керовані випрямлячі, виникають такі ускладнення:

1) треба вводити додатковий пристрій – систему керування. У силовій частині схеми діоди треба замінити тиристорами, що ускладнює схему і збільшує її вартість;

2) збільшується коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, особливо при великих кутах керування, внаслідок чого для згладжування пульсацій треба використовувати досить громіздкі фільтри;

3) при регулюванні збільшується фазовий зсув першої гармоніки струму, який споживається від мережі, відносно напруги мережі, що призводить до зниження коефіцієнта потужності із збільшенням кута керування  $\alpha$ .

## 7.2 Трифазні керовані випрямлячі

Їх будова аналогічна трифазним некерованим випрямлячам, у яких замість діодів – ввімкнені керовані вентиля — тиристори. Система керування трифазного випрямляча складніша, ніж однофазного, оскільки для керування кожним тиристором треба мати окремий канал. Розглянемо будову керованого випрямляча на прикладі трифазної нульової схеми (рисунок 7.3, а).

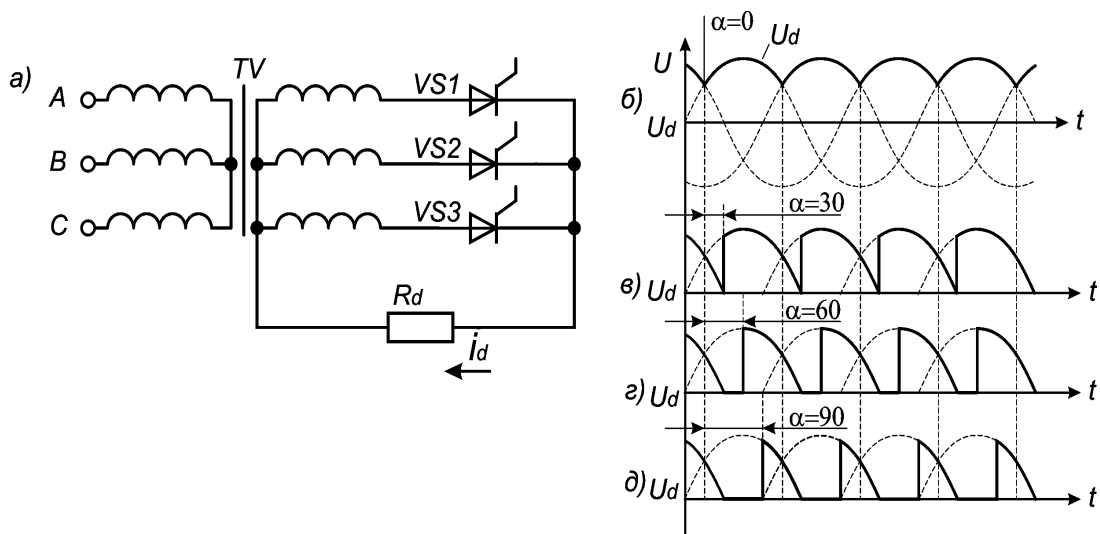


Рисунок 7.3

У керованих випрямлячах кут керування  $\alpha$  відраховується від моменту природного відкривання вентилів. Для однофазних випрямлячів цей момент збігається з моментом проходження напруги мережі через нуль. Для трифазних випрямлячів моментом природного відкривання вентилів є момент рівності напруг на сусідніх фазах (рисунок 7.3,б). При куті керування  $\alpha=0$  робота керованого випрямляча не відрізняється від роботи некерованого випрямляча (рисунок 7.3,б). При кутах керування  $\alpha=(0^\circ \dots 30^\circ)$  випрямлена напруга  $U_d$  і струм  $I_d$  навіть при чисто активному навантаженні є безперервним (рисунок 7.3,в).

При цьому середнє значення випрямленої напруги

$$U_{dc\alpha} = U_{dc0} \cdot \cos\alpha . \quad (7.4)$$



Кожен вентиль пропускає струм протягом 1/3 частини періоду напруги мережі. При кутах керування  $\alpha > 30^\circ$  випрямлена напруга і струм мають переривчастий характер (рисунок 7.3, г, д). При цьому тривалість протікання струму через вентиля стає меншою від 1/3 частини періоду напруги мережі, а середнє значення випрямленої напруги можна визначити із виразу

$$\text{Для } \alpha > 30^\circ \quad U_{dc\alpha} = \frac{U_{dco}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(30^\circ + \alpha)]. \quad (7.5)$$

При роботі цієї схеми на активне навантаження максимальний кут керування  $\alpha_{max} = 150^\circ$ . При цьому куті керування середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc\alpha} = 0$ .

У трифазній мостовій схемі, побудованій на тиристорах, як і в некерованому випрямлячі одночасно працюють два тиристири, один з катодної, а інший з анодної групи. При кутах керування  $\alpha = (0^\circ \dots 60^\circ)$  випрямлена напруга і струм безперервні. Якщо кут керування  $\alpha > 60^\circ$ , напруга і струм у навантаженні мають переривчастий характер. При максимальному куті керування  $\alpha_{max} = 120^\circ$ , середнє значення напруги на навантаженні  $U_{dc\alpha} = 0$ . При вмиканні випрямляча, а також при його роботі у режимі переривчастого струму на тиристор треба подавати “довгі” імпульси керування, тривалість яких більше  $60^\circ$ , або два “коротких” імпульси, які йдуть один за одним через  $60^\circ$ , оскільки у схемі одночасно працюють два вентиля. Тому в момент вмикання або при переривчастих струмах кожного разу необхідно забезпечувати одночасне вмикання двох вентилів. Оскільки випрямляч складається з шести керованих вентилів-тиристорів, система керування повинна мати 6 вихідних каналів і буде досить складна.

### **7.3 Робота керованих випрямлячів на активно-індуктивне навантаження**

Керовані випрямлячі найчастіше використовуються для живлення споживачів постійного струму середньої і великої потужності. Вони дозволяють регулювати напругу на

навантаженні за заданим законом або ж підтримувати її на заданому рівні (стабілізувати) при змінах напруги мережі живлення. Такі випрямлячі, як правило, працюють на навантаження, яке має активно-індуктивний характер. Розглянемо роботу керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження на прикладі однофазної нульової схеми (рисунок 7.4, а)

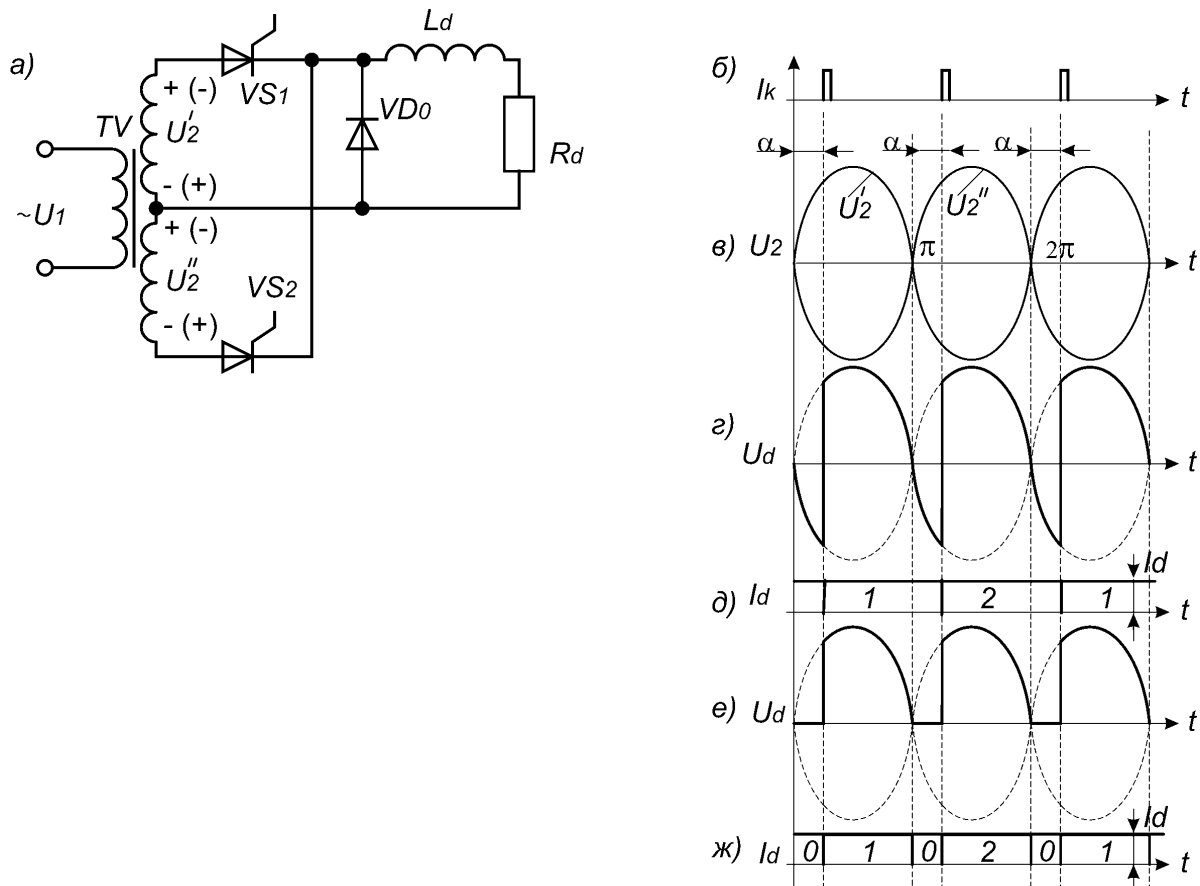


Рисунок 7.4

Вважатимемо, що індуктивність навантаження  $L_d$  досить велика і струм навантаження  $i_d$  добре згладжений (рисунок 7.4, д).

При позитивному півперіоді напруги живлення (полярність вказана без дужок) у момент часу  $\nu = \alpha$  відкривається тиристор  $VS_1$ . У момент часу  $\nu = \pi$  цей тиристор повинен закритися, оскільки полярність напруги в мережі змінюється на протилежну. Однак до цього моменту часу в індуктивності  $L_d$  накопичений запас енергії, і струм у ній не може миттєво припинитися. Тому

струм навантаження протікатиме в тому самому напрямі, замикаючись по колу  $Ld - Rd - U2' - VS1 - Ld$ . Цей струм підтримує тиристор  $VS1$  у відкритому стані. В результаті у випрямленій напрузі  $Ud$  з'являються ділянки з негативною напругою (рисунок 7.4,г). У момент часу  $v = \pi + \alpha$ , коли відкривається тиристор  $VS2$ , до тиристора  $VS1$  прикладена зворотна напруга, яка дорівнює сумі напруг  $U2'+U2''$ . При цьому тиристор  $VS1$  закривається, а струм навантаження переходить у тиристор  $VS2$ . Для розглянутого випадку регульовальна характеристика випрямляча може бути описана виразом

$$Udc\alpha = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = Udco \cdot \cos \alpha. \quad (7.6)$$

Із формули (7.6) випливає, що вже при  $\alpha=90^\circ$  середнє значення випрямленої напруги  $Udc\alpha=0$ . Це пов'язано з тим, що при  $\alpha=90^\circ$  площі позитивних і негативних ділянок випрямленої напруги  $Ud$  стають однаковими. Якщо в схему ввести додатковий “нульовий” вентиль  $VD0$ , негативні ділянки у випрямленій напрузі ліквідуються (рисунок 7.4,е), і регульовальна характеристика буде такою самою, як і при чисто активному навантаженні (рисунок 7.5).

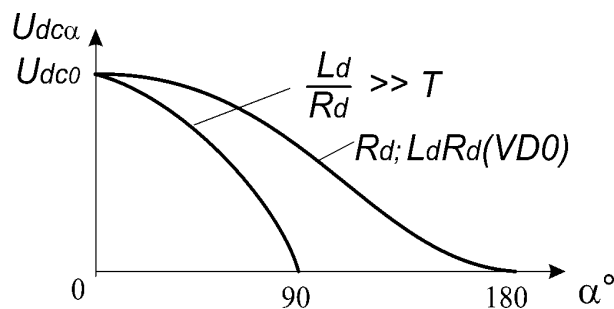


Рисунок 7.5

Це пов'язано з тим, що у момент часу  $v = \pi$ , коли напруга у мережі змінює полярність, відкривається вентиль  $VD0$ , і тиристор  $VS1$  закривається. При цьому струм навантаження замикатиметься по колу  $Ld - Rd - VD0 - Ld$ . Аналогічні режими

роботи мають місце і в багатофазних керованих випрямлячах, які працюють на активно-індуктивне навантаження.

Випрямлячі з “нульовим” вентилем характеризуються більш широким діапазоном зміни кута керування  $\alpha$ . У зв'язку з цим їх регульовальна характеристика є більш плавною. Крім того, такі випрямлячі мають вищий коефіцієнт потужності. Проте при відсутності “нульового” вентиля перетворювач може працювати в особливому режимі – режимі інвертора, веденого мережею.

## ЛЕКЦІЯ 8

### 8.1 Інвертори, ведені мережею

Інвертування – процес зворотний випрямленню, а інвертор – це пристрій для перетворення енергії джерела постійного струму в енергію змінного струму. Схема інвертора, веденого мережею, така сама, як і схема керованого випрямляча, що працює на активно-індуктивне навантаження. При кутах керування  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$  перетворювач працює у режимі керованого випрямляча, і енергія з мережі змінного струму передається у навантаження – споживач постійного струму. При кутах керування  $\alpha > 90^\circ$ , згідно з регульовальною характеристикою  $U_{dc\alpha} = U_{dc0} \cos\alpha$ , середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc\alpha} < 0$ . При цьому напрям протікання струму навантаження  $i_d$  не повинен змінюватися. Оскільки середні значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  і струму  $I_{dc}$  мають протилежні знаки, мережа змінного струму виступає не як джерело, а як споживач електричної енергії. Якщо в такому режимі, як навантаження, використовувати джерело постійного струму, напрям потоку енергії зміниться і вона передаватиметься з навантаження (джерела постійного струму) у мережу змінного струму.

Розглянемо принцип роботи інвертора, веденого мережею, на прикладі двофазного перетворювача, який працює на двигун постійного струму (рисунок 8.1, а).

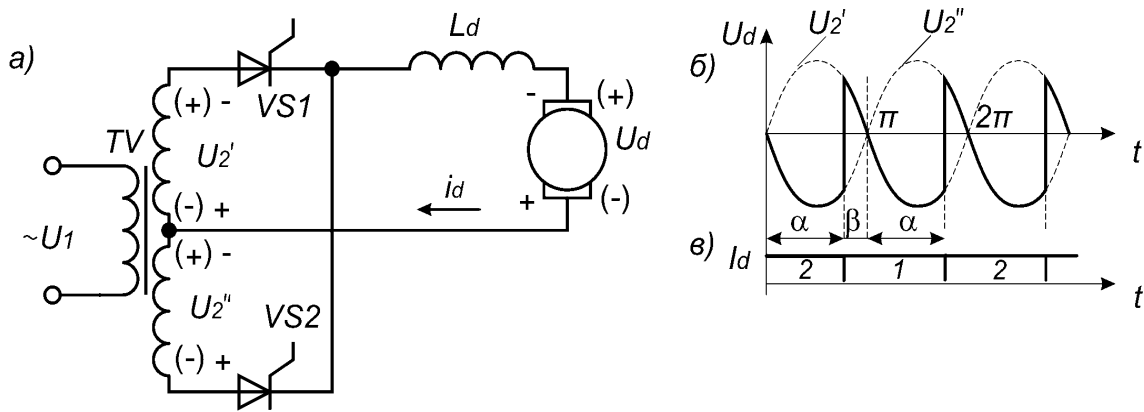


Рисунок 8.1

Коли електрична машина працює в режимі двигуна, полярність напруги  $U_d$  на її клеммах має бути такою, як вказано у дужках. Для цього перетворювач повинен працювати в режимі керованого випрямляча при кутах керування  $\alpha < 90^\circ$ . Під час гальмування двигун починає працювати як генератор. Полярність напруги на його клеммах змінюється на протилежну (вказана без дужок). Для того щоб кінетична енергія навантаження двигуна не втрачалась, перетворювач переводять у режим інвертора, веденою мережею, збільшуючи кут керування до  $\alpha > 90^\circ$ .

Наприклад, у момент часу  $\nu = \alpha$  відкривається тиристор  $VS1$  (рисунок 8.1, б). При цьому тиристор  $VS2$ , який працював раніше, закривається і струм навантаження  $i_d$  переходить у вторинну обмотку  $U2'$ . Починаючи з моменту часу  $\nu = \pi$ , полярність напруги  $U2'$  буде такою, як вказано без дужок. Струм навантаження не змінює свого напрямку. Отже, в інтервалі  $\pi \dots \pi + \alpha$  струм протікає назустріч  $U2'$ . При цьому енергія від двигуна постійного струму через трансформатор  $TV$  передається у мережу змінного струму. Аналогічно працює тиристор  $VS2$ .

Таким чином, роль тиристорів при інвертуванні струму зводиться до ролі ключів, які по чергово замикають коло джерела постійного струму на одну із вторинних обмоток, а саме на ту, де напруга негативна. Дросель  $L_d$  забезпечує режим безперервного протікання струму в колі навантаження. Для нормальної роботи схеми кут керування  $\alpha$  повинен бути менше  $\pi$ . Це необхідно для того, щоб тиристор, який працював до цього, встигнув відновити

свої вентиляльні властивості (на інтервалі  $\alpha \dots \pi$  до тиристора, який закрався, буде прикладена зворотна напруга). Крім того, черговий тиристор може бути ввімкнений тоді, коли між анодом і катодом прикладена позитивна напруга. Ця умова також виконується тільки при кутах керування  $\alpha < \pi$ . Таким чином, тиристори повинні вмикатися з деяким випередженням відносно напруги мережі. Кут  $\beta = \pi - \alpha$  – називається **кутом випередження**.

Якщо потужність перетворювача досить велика, помітний час триватиме інтервал комутації вентилів  $\gamma$  (рисунок 8.2, а).

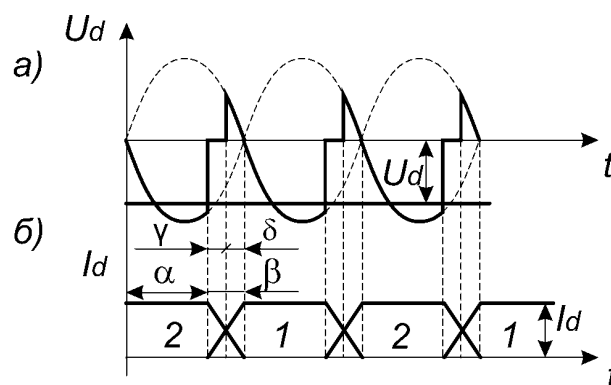


Рисунок 8.2

У цьому разі кут випередження повинен бути достатнім, щоб відбулася комутація і тиристор, який вимкнувся, відновив свої вентиляльні властивості:

$$\beta \geq \gamma + \omega t_g, \quad (8.1)$$

де  $t_g$  – час вимикання тиристора.

Якщо ця умова не буде виконана, у момент часу  $v = \pi$  тиристор VS2 не встигне відновити вентиляльні властивості. При  $v = \pi$  на ньому з'являється позитивна напруга і він повторно вмикається, а тиристор VS1 – вимикається. До навантаження буде прикладена позитивна напруга (полярність вказана у дужках). При цьому струм навантаження зростатиме й процес інвертування зривається. Такий режим є аварійним і називається **перевертанням інвертора**.

Співвідношення між струмами і напругами для інвертора, введеного мережею, можна одержати із співвідношень для аналогічної схеми керованого випрямляча, в яких замість  $\alpha$  підставити значення  $(\pi - \beta)$ .

Вираз для розрахунку струму інвертора має вигляд:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}}{X_a} E_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (8.2)$$

Середнє значення вхідної напруги інвертора (власне проти ЕРС) складається із напруги холостого ходу та прирощення напруги за період комутації:

$$U_{d\beta} = U_{d\beta_0} + \Delta U_x. \quad (8.3)$$

Напруга холостого ходу визначається виразом

$$U_{d\beta_0} = \sqrt{2} E_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \cos \beta. \quad (8.4)$$

Прирощення напруги, яке обумовлене явищем комутації дорівнює

$$\Delta U_x = \sqrt{2} E_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \left[ \frac{\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta}{2} \right] \quad (8.5)$$

або у функції вхідного струму

$$\Delta U_x = \frac{m X_a}{2\pi} I_{d\beta}. \quad (8.6)$$

Із виразів (8.4) і (8.6) одержуємо рівняння **вхідної характеристики інвертора**.

$$U_{d\beta} = \sqrt{2}E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta + \frac{mXa}{2\pi} \cdot I_{d\beta} = U_{d\beta_0} + \frac{mXa}{2\pi} I_{d\beta}. \quad (8.7)$$

З цього виразу видно, що на відміну від зовнішньої характеристики випрямляча, де друга складова визначає її спад із зростанням струму, у інвертора друга складова визначає підйом вхідної характеристики. Підвищення вхідної напруги  $U_{d\beta}$  з ростом вхідного струму  $I_{d\beta}$  пояснюється доданням комутаційної площадки до синусоїдальної вхідної напруги холостого ходу.

Розглянемо сімейство вхідних характеристик інвертора (рисунок 8.3).

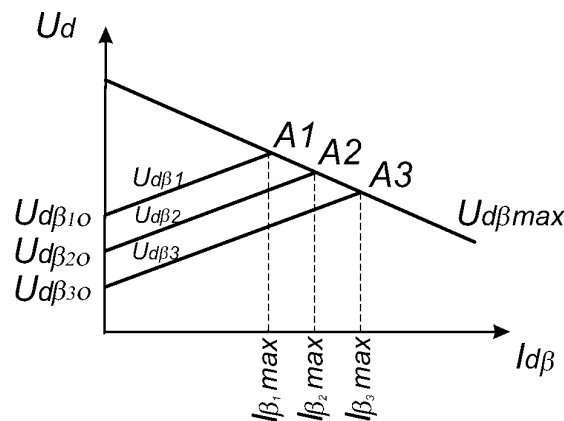


Рисунок 8.3

Початкові точки на осі ординат відповідають напрузі холостого ходу. Верхнє обмеження характеристик визначається величинами струмів, при яких післякомутаційний кут  $\delta$  при заданому куті  $\beta$  стає  $\delta_{min}$ , тобто кут, який достатній для надійного відновлення запираючих властивостей тиристора.

$$\delta_{min} \geq 3\delta_o = 3\omega \cdot t_g. \quad (8.8)$$



Точки А1, А2, А3 на вхідних характеристиках відповідають граничним струмам навантаження  $I_{d\beta max}$  і граничним напругам  $U_{d\beta max}$ , і визначають обмежувальну характеристику інвертора.

Характерні особливості інверторного режиму такі:

1) інвертор може бути побудований тільки на керованих вентилях, оскільки більшу частину неробочого інтервалу до них прикладається позитивна напруга;

2) кут керування повинен перевищувати  $90^\circ$ ;

3) полярність напруги на стороні постійного струму протилежна полярності випрямлячів;

4) у всьому діапазоні зміни струму навантаження і вхідної напруги повинна виконуватися умова:

$$\beta > \gamma + \delta_{\min} .$$

Таким чином, крім того, що мережа змінного струму є навантаженням перетворювача, вона одночасно виконує функцію комутації (вимикання) тиристорів. При цьому частота роботи перетворювача визначається частотою мережі. Тому розглянуті інвертори називаються інверторами, веденими мережею. Вони можуть бути виконані і на основі трифазної мостової схеми. В розрахунках (8.2) – (8.7) треба брати  $m = 6$ . Кут випередження відраховується від точки природного вмикання вентилів.

## ЛЕКЦІЯ 9

### РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Якщо послідовно з навантаженням, яке живиться від мережі змінного струму, ввімкнути який-небудь ключ змінного струму і забезпечити відповідне керування, одержимо регулятор змінної напруги. Такі регулятори дозволяють регулювати діюче значення напруги на навантаженні. Одним із способів регулювання змінної напруги є фазове регулювання, при якому змінюється час замкненого стану ключа змінного струму в межах півперіоду напруги мережі живлення.

## 9.1 Фазові регулятори

Фазове регулювання змінної напруги здійснюється трьома способами:

1) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимикання його у момент природного вимкнення (рисунок 9.1, а);

2) вмикання силового ключа у момент природного ввімкнення і вимикання з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рисунок 9.1, б);

3) вмикання силового ключа із запізненням відповідно моменту природного ввімкнення і вимикання з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рисунок 9.1, в).

Характерною особливістю усіх способів фазового регулювання змінної напруги є те, що частота змінної напруги на навантаженні  $U_d$  збігається з частотою напруги мережі живлення  $U_{мер}$ .

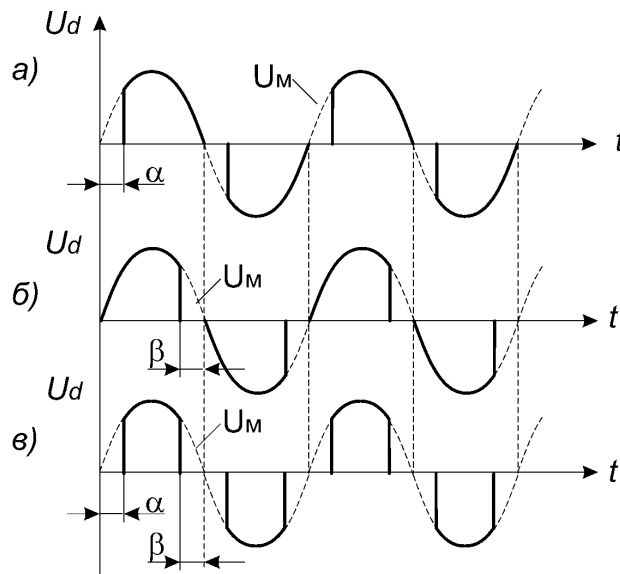


Рисунок 9.1

Найпростіший перший спосіб регулювання (рисунок 9.1, а) з вимиканням ключа в момент природного вимкнення. Для його реалізації можна використовувати ключі змінного струму на базі тиристорів або симісторів, природне вимкнення яких

відбувається при зміні полярності прикладеної напруги. Для реалізації двох інших способів треба використовувати повністю керовані ключі змінного струму на базі транзисторів або двоопераційних тиристорів. При використанні звичайних тиристорів необхідні вузли примусової комутації.

Залежність діючого значення напруги на навантаженні  $U_d$  від кута керування  $\alpha(\beta)$  називається **регулювальною характеристикою**.

На рисунку 9.2 наведені графіки регулювальних характеристик для трьох способів регулювання у відносних одиницях. Для третього способу регулювання припускається, що кут запізнення  $\alpha$  дорівнює куту випередження  $\beta$ .

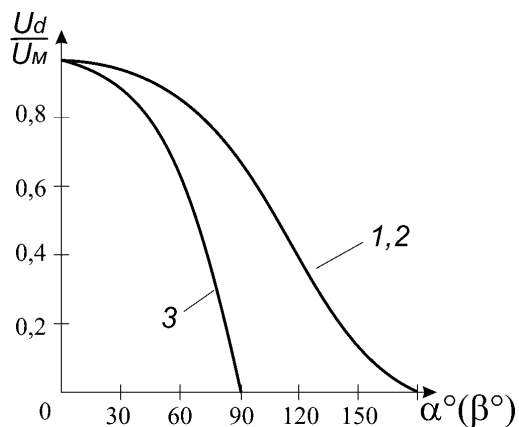


Рисунок 9.2

При фазовому методі регулювання форма струму, який споживається від мережі, відрізняється від синусоїдальної. Змінний несинусоїдальний струм можна подати у вигляді суми гармонічних складових. У навантаження корисна (активна) потужність передається тільки першою гармонікою струму. Для оцінки ступеня спотворення струму, який споживається від мережі, вводять такий параметр, як коефіцієнт спотворень  $\nu$ , що дорівнює відношенню діючого значення першої гармоніки до діючого значення струму, який споживається від мережі

$$\nu = \frac{I_{(1)}}{I}. \quad (9.1)$$

Якщо перша гармоніка струму, що споживається від мережі  $I_{(1)}$ , має фазовий зсув  $\varphi_{(1)}$  відносно напруги живлення, активна потужність, яка споживається від мережі, дорівнюватиме

$$P = U \cdot I_{(1)} \cos \varphi_{(1)}, \quad (9.2)$$

а повна потужність, яка споживається від мережі,

$$S = U \cdot I. \quad (9.3)$$

Для оцінки ефективності споживання активної потужності із мережі даним навантаженням вводять такий параметр, як коефіцієнт потужності, що дорівнює відношенню активної потужності до повної:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U \cdot I_{(1)} \cdot \cos \varphi_{(1)}}{U \cdot I} = \nu \cdot \cos \varphi_{(1)}. \quad (9.4)$$

Таким чином, чим більший ступінь спотворення струму, який споживається із мережі, і чим більший фазовий зсув першої гармоніки струму відносно напруги живлення, тим менший коефіцієнт потужності  $\chi$ .

Незалежно від того, яка активна потужність  $P$  споживається від мережі, установлена потужність обладнання (трансформатори, товщина провідників, міцність ізоляції) визначається повною потужністю  $S$ , яка споживається від мережі. Якщо порівняти коефіцієнт потужності для трьох способів фазового регулювання (рисунок 9.1), то виявиться, що незалежно від способу він дорівнює відношенню діючого значення напруги на навантаження  $U_d$  до діючого значення напруги мережі  $U_{мер}$ .

$$\chi = \frac{U_d}{U_{мер}}. \quad (9.5)$$

Розглянемо більш докладно роботу фазового регулятора змінної напруги, який реалізує перший спосіб регулювання. Як

силовий ключ змінного струму в регуляторі використовується зустрічно-паралельно ввімкнені тиристори  $VS1$  і  $VS2$  (рисунок 9.3, а).

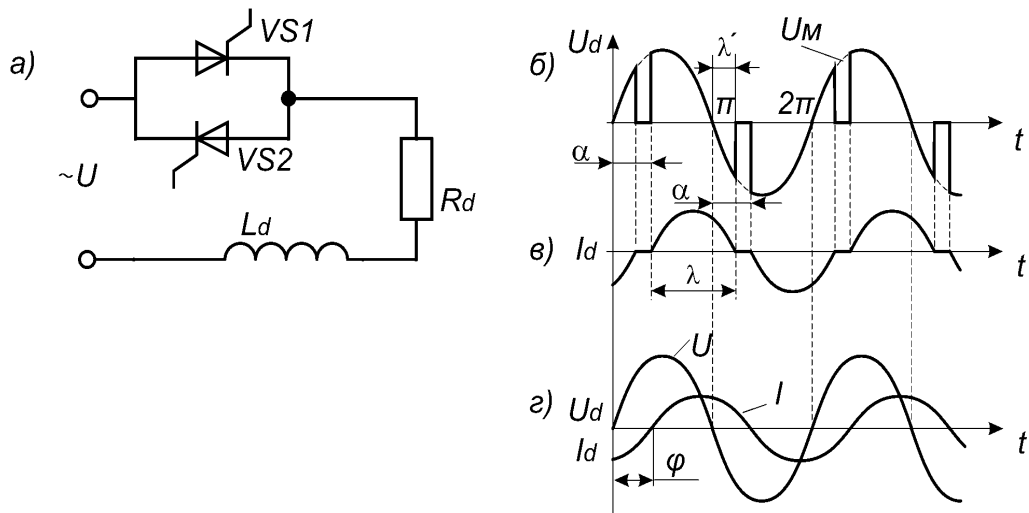


Рисунок 9.3

При роботі цього регулятора на чисто активне навантаження  $R_d$  форма струму в ньому збігається з формою прикладеної напруги (рисунок 9.1,а). Якщо навантаження є активно-індуктивним, струм в ньому змінюватиметься більш плавно. Тому тривалість  $\lambda$  протікання струму через тиристор буде більшою, ніж при чисто активному навантаженні ( $\lambda > \pi - \alpha$ , рисунок 9.3, в). У момент  $v = \alpha$  відкривається тиристор  $VS1$  і до навантаження прикладається частина півперіоду напруги мережі  $U_{мер}$ . Струм у навантаженні починає зростати. У момент  $v = \pi$  полярність напруги у мережі змінюється на протилежну. Однак за рахунок енергії, яка накопичена в індуктивності навантаження  $L_d$ , струм протягом деякого інтервалу часу  $\lambda'$  продовжує протікати у тому самому напрямі через тиристор  $VS1$ . На інтервалі часу  $v = \alpha \dots v = \pi + \lambda'$  напруга на навантаженні повторює напругу мережі. У момент  $v = \pi + \lambda'$  струм у навантаженні спадає до нуля і тиристор  $VS1$  закривається. На інтервалі від  $\pi + \lambda'$  до  $\pi + \alpha$  обидва тиристори закриті і напруга на навантаженні дорівнює нулю. У момент  $v = \pi + \alpha$  відкривається тиристор  $VS2$  і процеси повторюються.

Очевидно, що на інтервалі  $\alpha \dots \pi$ , коли струм і напруга на навантаженні позитивні, енергія надходить із мережі у навантаження. На інтервалі  $\pi \dots \pi + \lambda'$ , коли напрям струму і напруги в навантаженні протилежні, енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження  $Ld$ , частково повертається у мережу. Із зміною кута керування  $\alpha$  змінюватиметься діюче значення напруги на навантаженні. Однак на відміну від чисто активного навантаження ця напруга залежатиме не тільки від кута керування  $\alpha$ , а й від сталої часу кола навантаження  $\tau_d = Ld/Rd$ . Чим більше  $\tau_d$ , тим більшими будуть тривалість інтервалу  $\lambda'$  і діюче значення напруги на навантаженні  $U_d$ . Із зменшенням кута керування  $\alpha$  пауза у протіканні струму навантаження скорочується і при деякому критичному значенні кута керування  $\alpha_{crit}$  пауза зникає. Можна показати, що

$$\alpha_{crit} = \varphi = \arctg\left(\frac{\omega_M Ld}{Rd}\right), \quad (9.6)$$

де  $\omega_M$  — частота напруги мережі живлення.

У цьому випадку напруга і струм у навантаженні є чисто синусоїдальними, причому струм запізнюється відносно напруги на кут  $\varphi$  (рисунок 9.3,д). Тривалість протікання струму через кожний тиристор  $\lambda = \pi$ . Отже, навантаження весь час під'єднане до мережі. При подальшому зменшенні кута керування ( $\alpha < \varphi$ ) за умови, що тривалість імпульсів керування тиристорами буде більшою за  $\varphi - \alpha$ , струм і напруга на навантаженні не змінюються, оскільки навантаження весь час приєднане до мережі. Таким чином, регулювання напруги на навантаженні можливе тільки при кутах керування  $\varphi < \alpha < \pi$ . Так, наприклад, при чисто індуктивному навантаженні ( $\varphi = \pi/2$ ) діапазон зміни кута керування  $\alpha$  становить  $\pi/2 < \alpha < \pi$ . Регулювальні характеристики розглянутого фазового регулятора в залежності від характеру навантаження подані на рисунку 9.4.

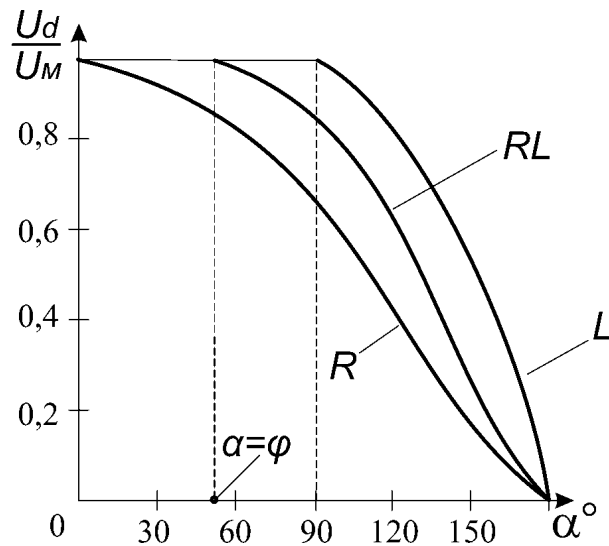


Рисунок 9.4

## 9.2 Фазоступінчасте регулювання змінної напруги

Широко відомий спосіб ступінчастого регулювання змінної напруги за допомогою трансформатора з відпайками і групи перемикачів. Під'єднуючи навантаження до різних відпайок вторинної обмотки трансформатора, можна змінювати діюче значення напруги на навантаженні. Перевага такого способу регулювання полягає у відсутності спотворень напруги і струму у навантаженні. Недоліком є дискретність регулювання. Для одержання більшої кількості рівнів регулювання необхідно збільшувати кількість відпайок у трансформаторі, а також кількість перемикачів. Якщо як перемикачі використовувати керовані ключі змінного струму, ступінчастий спосіб регулювання можна поєднати з фазовим. Фазоступінчастий спосіб регулювання полягає в тому, що за допомогою ключів змінного струму (наприклад, симісторів) навантаження під'єднується до відповідної відпайки трансформатора в момент проходження напруги мережі через нуль. Потім з деяким запізненням на кут керування  $\alpha$  навантаження під'єднується до іншої відпайки, яка перебуває під більш високою напругою. Змінюючи кут керування  $\alpha$ , можна забезпечити певне регулювання діючого значення напруги на навантаженні в межах

кожного ступеня. На рисунку 9.5,а дано схему, яка забезпечує двоступінчасте фазове регулювання змінної напруги.

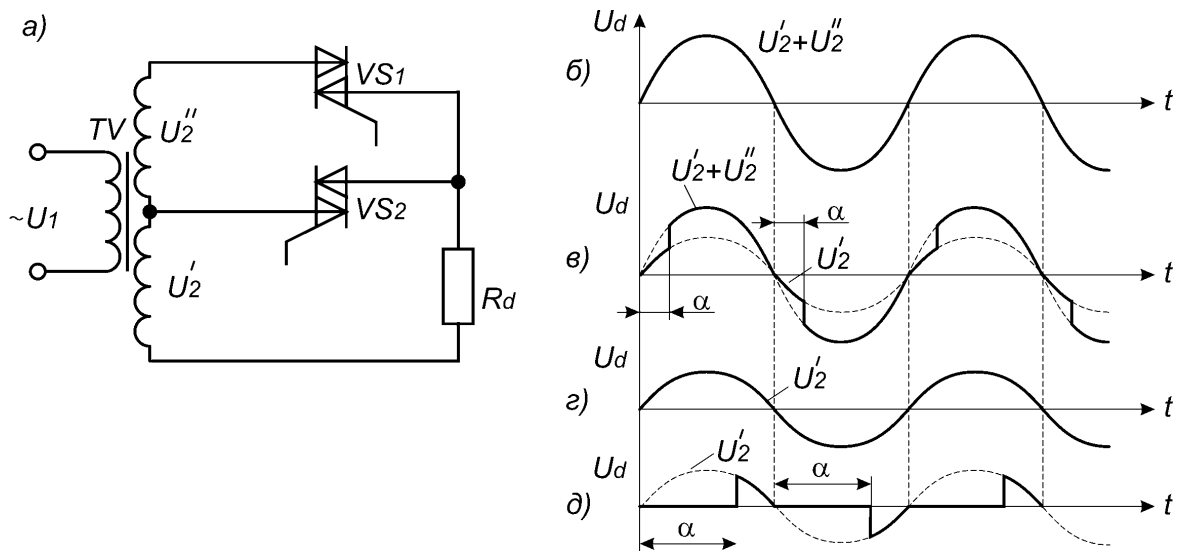


Рисунок 9.5

На рисунку 9.5, б – д показана форма напруги на навантаженні у різних режимах роботи. При вмиканні симістора  $VS1$  у момент проходження напруги мережі через нуль одержуємо максимальну напругу на навантаженні  $U_d = U_2' + U_2''$  (рисунок 9.5,б). Якщо в момент проходження напруги мережі через нуль вмикати симістор  $VS2$ , а потім із запізненням на кут керування  $\alpha$  симістор  $VS1$ , забезпечується плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні у діапазоні від  $U_2'$  до  $U_2' + U_2''$  (рисунок 9.5, в, г). Якщо у момент проходження через нуль напруги мережі симістори не вмикати, а потім із затримкою на кут керування  $\alpha$  ввімкнути симістор  $VS2$ , можна регулювати діюче значення напруги на навантаженні від  $0$  до  $U_2'$  (рисунок 9.5, г, д).

Фазоступінчастий метод регулювання, на відміну від ступінчастого, дозволяє плавно регулювати діюче значення напруги на навантаженні у широкому діапазоні і порівняно з фазовим методом регулювання він забезпечує менші спотворення напруги і струму у навантаженні. Внаслідок цього підвищується коефіцієнт потужності. Недоліком фазоступінчастого методу регулювання є складніша конструкція трансформатора, а також



необхідність застосовувати велику кількість керованих ключів і ускладнення системи керування. Зазначені переваги і недоліки визначають можливі галузі застосування подібних регуляторів.

## ЛЕКЦІЯ 10

### 10.1 Безпосередні перетворювачі частоти

Перетворювачі частоти призначені для перетворення енергії змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти. У безпосередніх перетворювачах частоти вихідна напруга формується з відрізків синусоїд вхідної напруги за рахунок відповідного алгоритму роботи силових керованих ключів. Ці ключі встановлені між мережею живлення і навантаженням і через них безпосередньо зв'язані навантаження і мережа живлення. Залежно від того, який тип силових керованих ключів використовується, безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ) ділять на два класи:

- 1) БПЧ з природною комутацією;
- 2) БПЧ з штучною комутацією.

У БПЧ з природною комутацією керовані ключі побудовані на базі тиристорів або симісторів, які працюють у режимі з природною комутацією. Такі перетворювачі дозволяють одержати частоту змінного струму на навантаженні  $f_d$ , яка завжди тільки менша частоти мережі живлення  $f_{мер}$ .

У БПЧ з штучною комутацією керовані ключі побудовані на базі повністю керованих приладів (транзисторів, двоопераційних тиристорів або одноопераційних тиристорів з вузлами примусової комутації). БПЧ з штучною комутацією дозволяють одержати на навантаженні частоту змінного струму як більшу, так і меншу за частоту мережі живлення, що значно розширює їх застосування. Залежно від числа фаз мережі живлення і навантаження БПЧ ділять на:

- 1) однофазно-однофазні;
- 2) трифазно-однофазні;
- 3) трифазно-трифазні.

На рисунку 10.1, а подано функціональну схему однофазно-однофазного, а на рисунку 10.1, б – трифазно-однофазного БПЧ.

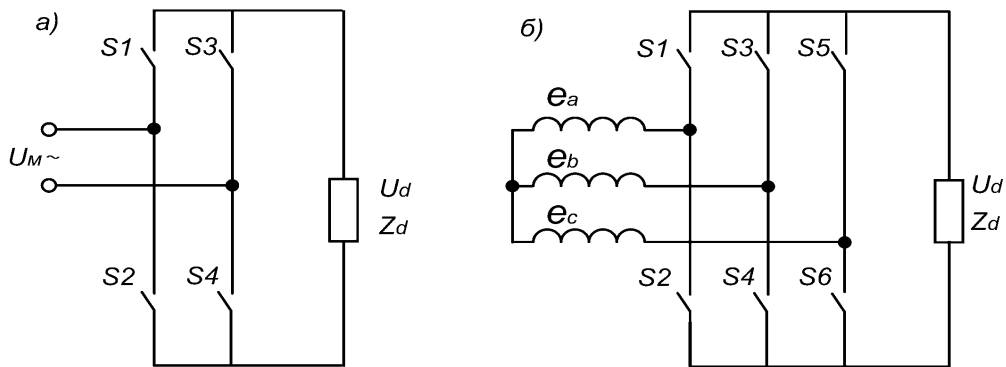


Рисунок 10.1

Форма вихідної напруги на навантаженні, а також її частота залежать від алгоритму роботи керованих ключів  $S$ .

На рисунку 10.2 наведено можливу форму вихідної напруги  $U_d$  однофазно-однофазного БПЧ та алгоритм роботи керованих ключів. Змінюючи кути вмикання керованих ключів, а також тривалість їх замкненого стану, можна регулювати як частоту одержуваної змінної напруги, так і її діюче значення.

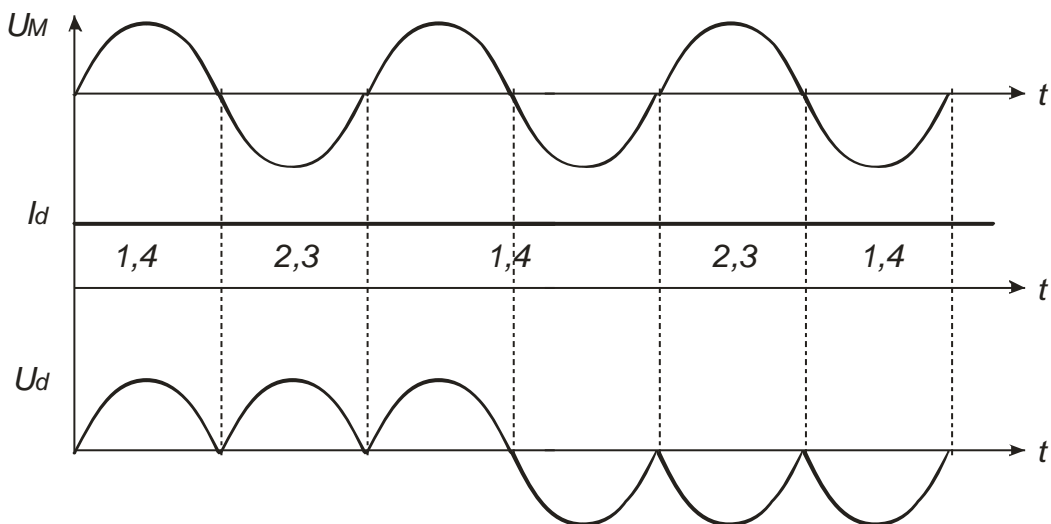


Рисунок 10.2

Принцип перетворення трифазної напруги частоти  $f_2$  (де  $f_2 < f_1$ ) в БПЧ з природною комутацією розглянемо на прикладі тиристорного БПЧ з нульовою точкою (рисунок 10.3), який працює на активне навантаження.

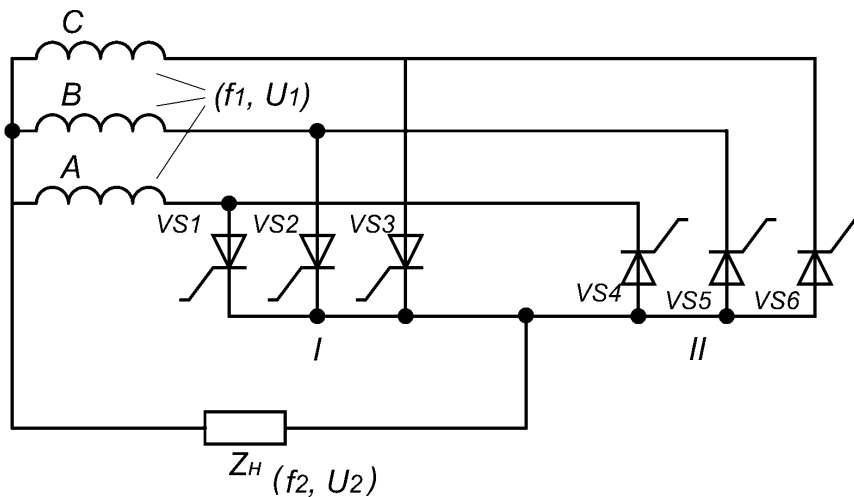


Рисунок 10.3

Такий БПЧ складається з двох нульових трифазних схем випрямлення, перша з яких приєднана до фаз вторинної обмотки трансформатора живлення анодами (I), а друга – катодами (II).

Роботу схеми будемо розглядати для тимчасового сталого режиму при допущенні, що тиристори і трансформатор - ідеальні елементи.

В даному БПЧ вимикання тиристорів відбувається під дією вхідної напруги, тобто маємо природну їх комутацію.

В розглянутій схемі БПЧ ми маємо на вторинній обмотці трансформатора систему трифазної напруги живлення з параметрами  $U_{1\phi}, f_1$ .

Позитивний напівперіод вихідної однофазної напруги  $U_2$  і частотою  $f_2$  формується в цій схемі БПЧ з позитивних напівхвиль фазної напруги живлення  $U_{1\phi}$  при подачі відпираючих імпульсів на тиристори  $VS1-VS3$  анодної групи схеми випрямлення; негативний напівперіод – при подачі відпираючих імпульсів на тиристори  $VS4-VS6$  катодної групи схеми випрямлення (рисунок 10.4).

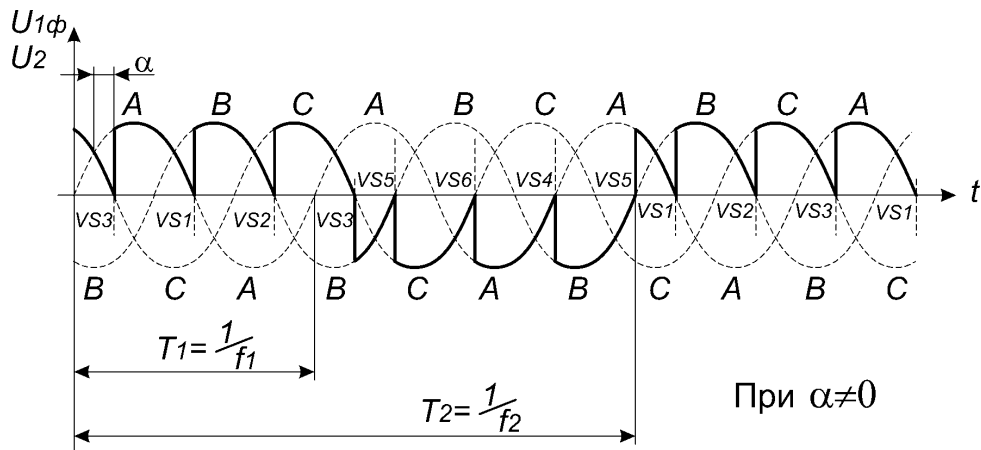


Рисунок 10.4

Таким чином, коли відкривати по чергові тиристори I групи ( $VS3, VS1, VS2, VS3$ ) і II групи ( $VS5, VS6, VS4, VS5$ ), отримуємо на виході БПЧ змінну однофазну напругу частотою  $f_2 < f_1$ , величина якої визначається із виразу:

$$U_2 = \frac{3\sqrt{2}U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{3}}{\pi} \cos \alpha, \quad (10.1)$$

де  $\alpha$  — кут регулювання.

Значення частоти  $f_2$  вихідної однофазної напруги  $U_2$  визначається виразом

$$f_2 = \frac{3f_1}{2n + 3}, \quad (10.2)$$

де  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  — число на одиницю менше, ніж кількість напівхвиль вхідної напруги  $U_{1\phi}$  в напівперіоді вихідної напруги  $U_2$ .

Так, в розглядуваному прикладі  $f_2 = \frac{3}{7} f_1$ , тому що напівхвилі  $U_2$  формуються на відрізку часу, який займає три напівхвилі  $U_{1\phi}$  (А,В,С) позитивний напівперіод, (С,А,В) – негативний. Із виразу (10.2) видно, що розглянутий спосіб регулювання частоти напруги на виході дозволяє змінювати її тільки дискретно.

Для отримання плавного регулювання частоти вихідної напруги в розглянутому БПЧ необхідно при формуванні кривої вихідної однофазної напруги вводити регулюючу паузу між вмиканням тиристорів в I-й та II-й групах (рисунок 10.5). Тоді вихідна частота  $f_2$  визначається виразом

$$f_2 = \frac{3\pi \cdot f_1}{\pi(2n+3) + 3 \cdot \varphi_{\Pi}} \quad (10.3)$$

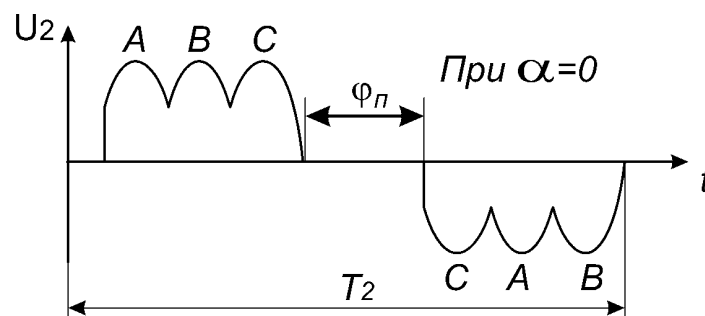


Рисунок 10.5

При роботі БПЧ з природною комутацією на  $RL$  – навантаження, енергія, яка накопичується в магнітному полі навантаження, може бути повернена у мережу. Для цього тиристори I і II груп переводяться в інверторний режим: тиристори I групи при негативній на них напрузі, а тиристори II групи – при позитивній на них напрузі. Як відомо, переведення схеми випрямлення із випрямленого режиму в інверторний здійснюється при підвищенні кута регулювання  $\alpha$  до значень, більших  $\pi/2$ .

БПЧ трифазної напруги з частотою  $f_1$  в однофазну частоту  $f_2 < f_1$  може бути виконаний і за мостовою схемою (рисунок 10.6).

Мостовий БПЧ з природною комутацією має два трифазних тиристорних мости: I ( $VS1—VS6$ ) і II ( $VS7—VS12$ ), які ввімкнені зустрічно-паралельно через зрівнювальний реактор  $ЗР$ .

$ЗР$  призначений для обмеження зрівнювального струму, який виникає у внутрішньому контурі БПЧ. Зрівнювальний струм виникає внаслідок того, що при узгодженні керування обома мостами миттєві значення ЕРС кожного з мостів не рівні між собою, хоча їх середні напруги рівні.

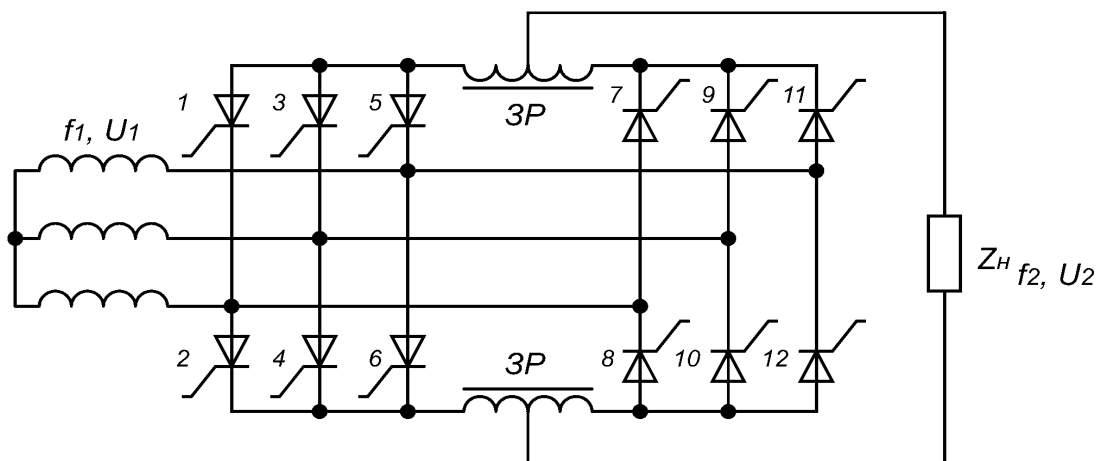


Рисунок 10.6

При активному навантаженні протягом одного напівперіоду вихідної частоти відкриті тиристори I моста, а протягом другого – II моста. При цьому напруга на навантаженні в два рази більша, ніж у БПЧ з нульовою точкою, тобто дорівнює

$$U_2 = \frac{6\sqrt{2}U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{3}}{\pi} \cos \alpha. \quad (10.4)$$

Слід також зазначити, що коли змінювати кути відмикання тиристорів в мостовому БПЧ за визначеним законом з частотою  $f_2$ , то на виході БПЧ можна отримати напругу, яка змінюється за будь-яким законом. Так, для отримання вихідної напруги за формою, близькою до синусоїдальної, і амплітудою, яка приблизно дорівнює лінійній напрузі живлення, кути

регулювання мостів повинні змінюватися за лінійним законом. Однак і у цьому випадку, крива вихідної напруги має як основну гармоніку з частотою  $f_2$ , так і пульсуючу напругу зубчастої форми з частотою  $f_1$ , амплітуда якої зменшується з підвищенням відношення частот  $f_1/f_2$ .

БПЧ з трифазним виходом побудовані на основі трьох однофазних, аналогічних розглянутим. Необхідний фазовий зсув 120 ел. град. між фазами вихідної напруги забезпечують за допомогою відповідної побудови системи керування.

Одним з основних недоліків БПЧ з природною комутацією є низький коефіцієнт потужності  $\chi$ , який залежить не тільки від  $\cos\varphi$  навантаження, але й від діапазону регулювання вихідної напруги і визначається таким виразом:

$$\chi = \nu \cos \varphi_{(1)} \quad (10.5)$$

де  $\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1}$  – коефіцієнт спотворень струму, який споживається;

$\cos\varphi$  – коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму мережі живлення відносно напруги живлення  $U_1$ .

Так, для однофазних БПЧ –  $\chi=0,7$ , для трифазних –  $\chi=0,83$ . Підвищити коефіцієнт потужності БПЧ з природною комутацією можна за допомогою компенсуючих конденсаторів, які встановлюють на первинній стороні БПЧ.

Як правило, БПЧ з природною комутацією застосовуються у тих випадках, коли потрібна низька частота вихідної напруги, тобто коли перетворювач частоти на базі інверторів має значні габарити. Перспективне застосування БПЧ з природною комутацією в автономних системах з синхронним генератором підвищеної частоти (400 – 2000) Гц при живленні асинхронного двигуна. З розробкою повністю керованих тиристорів (двоопераційних тиристорів) і силових транзисторів, а також ключових елементів на їх основі стало можливим створення нового класу БПЧ, а саме БПЧ зі штучною комутацією.

Перспективною областю застосування таких БПЧ є можливість використання їх у якості регулюючих джерел реактивної потужності. БПЧ зі штучною комутацією, в яких керовані ключі можуть бути вимкнені у будь-які моменти часу, мають вищий коефіцієнт потужності.

За своєю топологією БПЧ зі штучною комутацією практично не відрізняються від БПЧ з природною комутацією. Однак в таких перетворювачах можна одержати на виході напругу з частотою не тільки менше вхідної, але й більше.

БПЧ дозволяють одержати на навантаженні вихідну напругу з регульованою частотою. Нижня межа регулювання частоти близька до нуля, а верхня межа БПЧ з природною комутацією –  $f_m/fd \geq 2$ .

При  $f_m/fd < 2$  крива вихідної напруги буде дуже спотвореною. Отже, для промислової мережі змінного струму, частота якого 50Гц, діапазон регулювання частоти вихідної напруги 0—(20...25)Гц.

Для збільшення верхньої межі регулювання частоти БПЧ з природною комутацією доцільно жити від мережі з підвищеною частотою. Так, при частоті напруги мережі живлення 400 Гц діапазон регулювання частоти змінної напруги на навантаженні становить 0 - (150...180) Гц.

## **ЛЕКЦІЯ 11**

### **СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ, ВЕДЕНИХ МЕРЕЖЕЮ**

Для забезпечення роботи силової частини перетворювального пристрою необхідно відповідно до заданого алгоритму роботи забезпечити формування сигналів керування і подачу їх на керуючі електроди вентилів силового кола. Цю функцію виконує система керування перетворювача. Незважаючи на те, що перетворювачі, ведені мережею, мають різне функціональне призначення (керовані випрямлячі, ведені мережею інвертори, регулятори змінного струму, безпосередні



перетворювачі частоти), принцип будови їх систем керування значною мірою аналогічний, що зумовлено такими факторами:

1 Задавальним генератором системи керування є мережа живлення змінного струму.

2 Керуюча дія на силову схему полягає у затримці моменту відкривання силових ключів відносно моменту їх природного відкривання (фазовий зсув імпульсів керування відносно напруги мережі живлення).

3 Як правило, використовується природне вимикання силових ключів (тиристорів). У зв'язку з цим немає необхідності формувати спеціальні імпульси для вимкнення силових ключів.

4 З цієї ж причини тривалість імпульсів керування, як правило, значно менша за тривалість замкненого стану силових ключів. За рахунок цього зростає економічність системи керування і спрощується реалізація її вихідних каскадів.

### **11.1 Призначення та основні вимоги, які ставляться до систем керування**

Системи керування перетворювальними пристроями призначені для формування та генерування імпульсів керування визначеної форми і тривалості, розподілу їх за фазами і зміни моменту їх подачі на керуючі електроди вентилів перетворювача.

У напівпровідникових перетворювальних пристроях знаходять застосування повністю керовані вентилялі (транзистори і двоопераційні тиристори) та неповністю керовані вентилялі (одноопераційні, ті, що комбіновано вимикаються, і симетричні тиристори).

Оскільки після вмикання тиристора коло керування впливає на його стан і він вимикається тільки тоді, коли його анодний струм стає меншим, ніж струм затримування, для керування тиристором достатні короткі імпульси. Тому тепер імпульсний спосіб керування через свою простоту і економічність знайшов найбільш широке застосування в перетворювальній техніці.

Вимоги, які ставляться до систем керування напівпровідникового перетворювача, визначаються типом вентиля, який застосовано в перетворювачі, режимом роботи

перетворювача (випрямний, інверторний, реверсивний, неререверсивний) та видом навантаження, на яке працює перетворювач.

### ***11.1.1 Основні вимоги до систем керування***

1 Достатня для надійного відкривання вентиля амплітуда напруги і струму імпульсу керування (за довідковими даними на вентиль).

2 Крутизна фронту імпульсу керування. В напівпровідникових системах керування крутизну переднього фронту імпульсу слід вибирати до 10 В/мкс.

3 Широкий діапазон регулювання. Діапазон регулювання визначається типом перетворювача, режимом його роботи і характером навантаження.

4 Симетрія імпульсів керування за фазами. Внаслідок несиметрії імпульсів керування вентиля багатозафазного перетворювача проводять струм різний час, що призводить до спотворення форм кривих анодних струмів і нерівності середніх значень струмів вентилів. Для найбільш розповсюджених систем керування асиметрія імпульсів не повинна перевищувати  $1,5^{\circ} \dots 2,5^{\circ}$ .

5 Для тиристорів тривалість імпульсу керування повинна бути такою, щоб за час його дії анодний струм тиристора досяг струму затримування. Недостатня тривалість імпульсу призводить до порушення роботи вентиляльного перетворювача.

Для транзисторів необхідно мати двополярний сигнал керування прямокутної форми тривалості, яка дорівнює часу відкритого та закритого стану транзистора.

6 Швидкодія системи керування. Система керування не повинна впливати на швидкодію вентиляльного перетворювача, який регулюється. Максимальне запізнення системи автоматичного регулювання не повинно перевищувати для перетворювачів:

- з вихідною частотою 50 Гц:
  - трифазні — 3,3мс;
  - однофазні — 20 мс;

- з вихідною частотою 400 Гц:  
     трифазні — 420 мкс;  
     однофазні — 2,5 мс.

Системи керування, в яких сигнал керування має форму імпульсу, а фаза цього імпульсу може регулюватися, називаються імпульсно-фазовими.

## 11.2 Структурна схема системи керування

Структурна схема системи керування перетворювачів, ведених мережею, у загальному випадку має вигляд, наведений на рисунку 11.1.

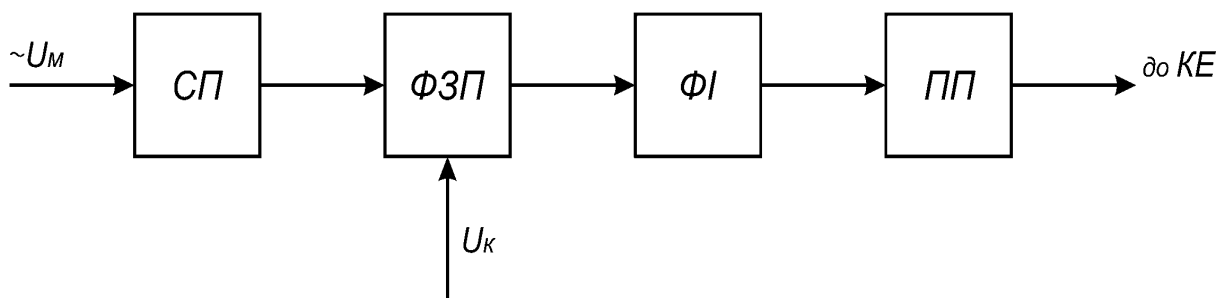


Рисунок 11.1

Змінна напруга  $U_M$ , частота якої дорівнює частоті напруги мережі живлення, подається на синхронізуючий пристрій (СП), який формує опорну напругу відповідної форми, синхронізовану з мережею живлення. Ця напруга подається на один із входів фазозміщуючого пристрою (ФЗП). На інший із входів фазозміщуючого пристрою (ФЗП). На інший вхід цього пристрою подається керуюча напруга  $U_k$ . На виході ФЗП формується сигнал, фазовий зсув якого відносно напруги мережі живлення залежить від величини сигналу керування  $U_k$ . Формувач імпульсів (ФІ) забезпечує одержання імпульсів керування необхідної форми і тривалості. Сформовані імпульси керування подаються на підсилювач потужності (ПП). Після підсилення вони надходять на керуючі електроди силових ключів

перетворювача. Таким чином, система керування виконує інформаційні функції:

1) перетворення керуючого сигналу у тривалість імпульсу (формування фазового зсуву);

2) формування параметрів одержаного сигналу (форми, амплітуди, тривалості імпульсу), необхідних для оптимального керування силовими ключами.

Підсилювач потужності ПП забезпечує підсилення потужності імпульсів керування до значень, достатніх для надійного вмикання силових напівпровідникових приладів, а також електричну розв'язку силової частини і системи керування. Крім вказаних функцій, система керування може також виконувати і деякі інші: вмикання і вимикання перетворювача, захист від аварійних режимів, формування перехідного процесу та ін. Ці функції також є інформаційними, оскільки зводяться до визначення моментів часу, в які треба подавати імпульси керування (під час вмикання і плавного запуску), або моментів припинення подавання імпульсів (під час вимикання або спрацьовування захисту).

### **11.3 Системи імпульсно-фазового керування**

У залежності від кількості каналів, в яких виробляються імпульси керування, системи керування підрозділяються на одно- і багатоканальні, а у залежності принципу зміни фази імпульсу керування – на горизонтальні, вертикальні, дискретні і цифрові.

Основним недоліком багатоканальних систем є те, що в них важко одержати високу симетрію імпульсів керування у каналах. Відмінність кутів керування  $\alpha$ , які формуються різними каналами, досягає кількох градусів. Це пов'язано з тим, що внаслідок розбіжності параметрів елементів, які використовуються в різних каналах, неможливо забезпечити їх абсолютну ідентичність.

Для забезпечення високої симетрії імпульсів керування використовують одноканальні системи керування. В них фазовий зсув імпульсів керування всіх тиристорів забезпечується у спільному фазозміщуючому пристрої, після чого імпульси

розподіляються у відповідні канали. Одноканальні системи керування забезпечують високу симетрію імпульсів керування, але вони складніші, ніж багатоканальні і мають меншу швидкодію. Такі системи керування можуть бути побудовані як на базі аналогових, так і цифрових пристроїв інформаційної електроніки.

Для керування складними багатофункціональними перетворювачами, які забезпечують різні режими роботи і закони регулювання, системи керування можуть бути побудовані на базі мікропроцесорів та мікро-ЕОМ. Такі системи керування дозволяють зміною керуючої програми реалізувати різні алгоритми керування і регулювання, здійснити контроль і діагностику стану елементів силової схеми, забезпечити захист споживачів від аномальних режимів і сигналізацію про стан елементів перетворювача і навантаження.

### ***11.3.1 Горизонтальний метод керування***

При горизонтальному методі керування формування імпульсу керування здійснюється в момент переходу синусоїдальної напруги через нуль, а зміна його фази забезпечується зміною фази синусоїдальної напруги, тобто зміщення його по горизонталі.

На рисунку 11.2, а наведена структурна схема одного каналу багатоканальної системи керування, в якій використовується горизонтальний метод керування. Розглянемо принцип роботи такої системи керування. Генератор змінної напруги (ГЗН) виробляє синусоїдальну напругу, яка знаходиться в визначеному фазовому співвідношенні з анодною напругою вентиля даного каналу (рисунок 11.2, б).

Звичайно при  $m \geq 3$  у якості змінної напруги приймають напругу відповідної фази мережі (для трифазної мостової схеми вона зсунута на  $90^\circ$  відносно анодної напруги вентиля). З виходу мостового фазообертального пристрою (МФП) зсунута за фазою напруга надходить до формувача імпульсів (ФІ), де в момент переходу синусоїди через нуль формується імпульс керування, який потім підсилюється підсилювачем потужності (ПП). Кут

зсуву фаз регулюється зміною напруги керування  $U_k$ . ГЗН та МФП складають фазозсувний пристрій (ФЗП).

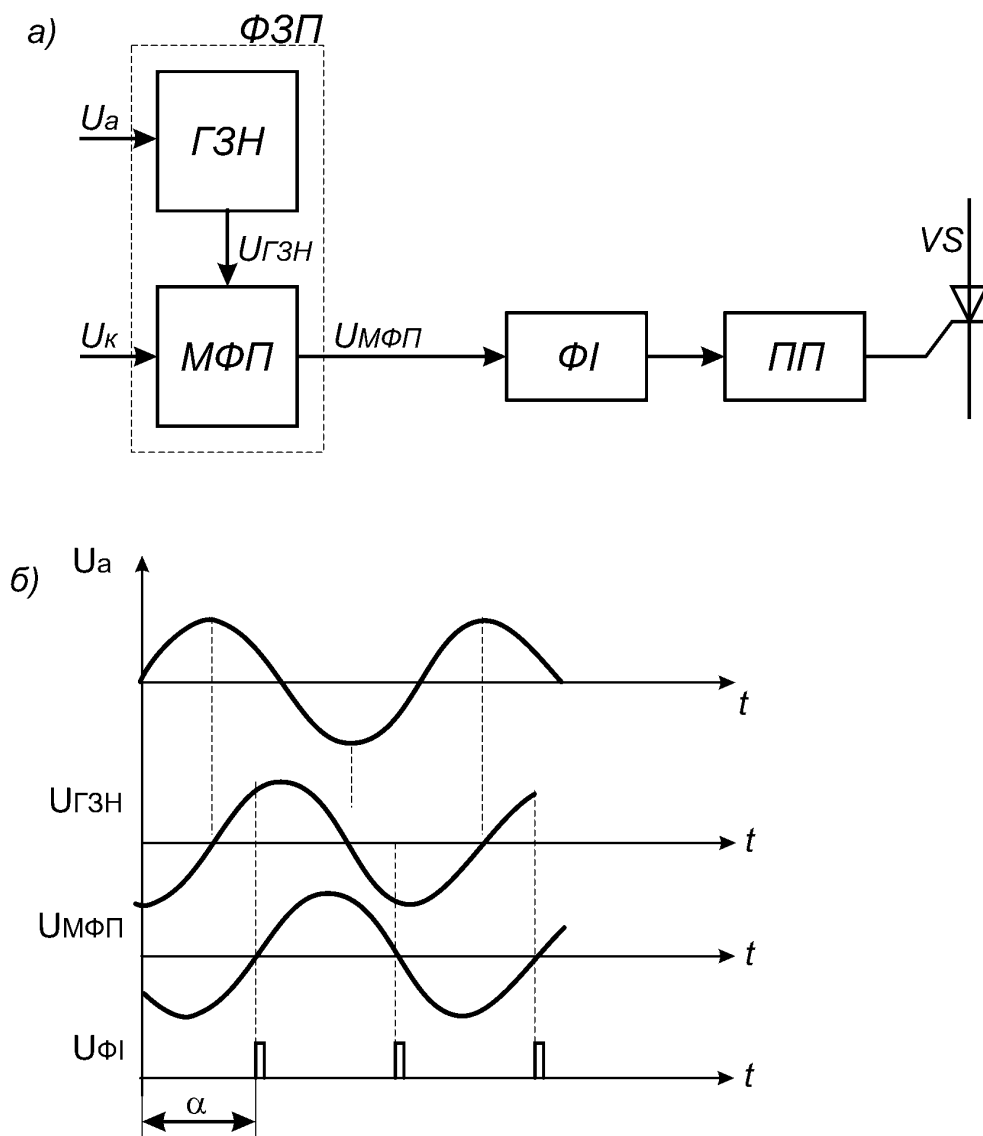


Рисунок 11.2

Горизонтальний метод керування не знайшов широкого розповсюдження, оскільки мостові фазообертачі чутливі до зміни форми і частоти напруги, яка подається, а застосування у якості регульовального активного опору – транзисторів призводить до порушення симетрії імпульсів, які формуються. Цей недолік можна усунути, якщо застосувати спільний регулюючий опір для усіх каналів.

### 11.3.2 Вертикальний метод керування

При вертикальному методі керування формування імпульсу керування здійснюється в результаті порівняння на нелінійному елементі величини змінної (синусоїдальної, пилкоподібної або трикутної) і постійної напруги. В момент, коли ці напруги стають рівними і їх різниця змінює знак, відбувається формування імпульсу. Фазу імпульсу можна регулювати, якщо змінювати величину постійної напруги. У якості нелінійного елемента звичайно застосовують транзистор. Таким чином, фазозсувний пристрій при вертикальному методі керування складається із генератора змінної напруги та вузла порівняння.

На рисунку 11.3,а наведена структурна схема одноканальної системи керування однофазним мостовим випрямлячем. Схема працює так. Генератор змінної напруги (ГЗН) запускається при надходженні із синхронізатора (С) напруги в момент появи на тиристорах прямої напруги, тобто в точках природної комутації (рисунок 11.3, б). З виходу ГЗН напруга пилкоподібної форми надходить до вузла порівняння ВП, де зрівнюється з напругою керування  $U_k$ . У момент порівняння пилкоподібної напруги і напруги керування вузол порівняння виробляє імпульс, який через розподільник імпульсів (РІ) надходить до формувача імпульсів (ФІ1) або (ФІ2) і через підсилювачі потужності (ПП1, ПП2) на тиристори випрямляча.

Одноканальна система керування може бути виконана і для трифазного випрямляча. В одноканальних багатofазних системах керування вузол порівняння, який входить у склад ФЗП, працює з частотою в  $m$  разів більшою, ніж в багатоканальних системах, що потребує у подальшому розподілу імпульсів керування по каналах.

У наш час значного поширення набули системи керування з індивідуальними фазозсувними пристроями, оскільки вони прості у побудові і універсальні.

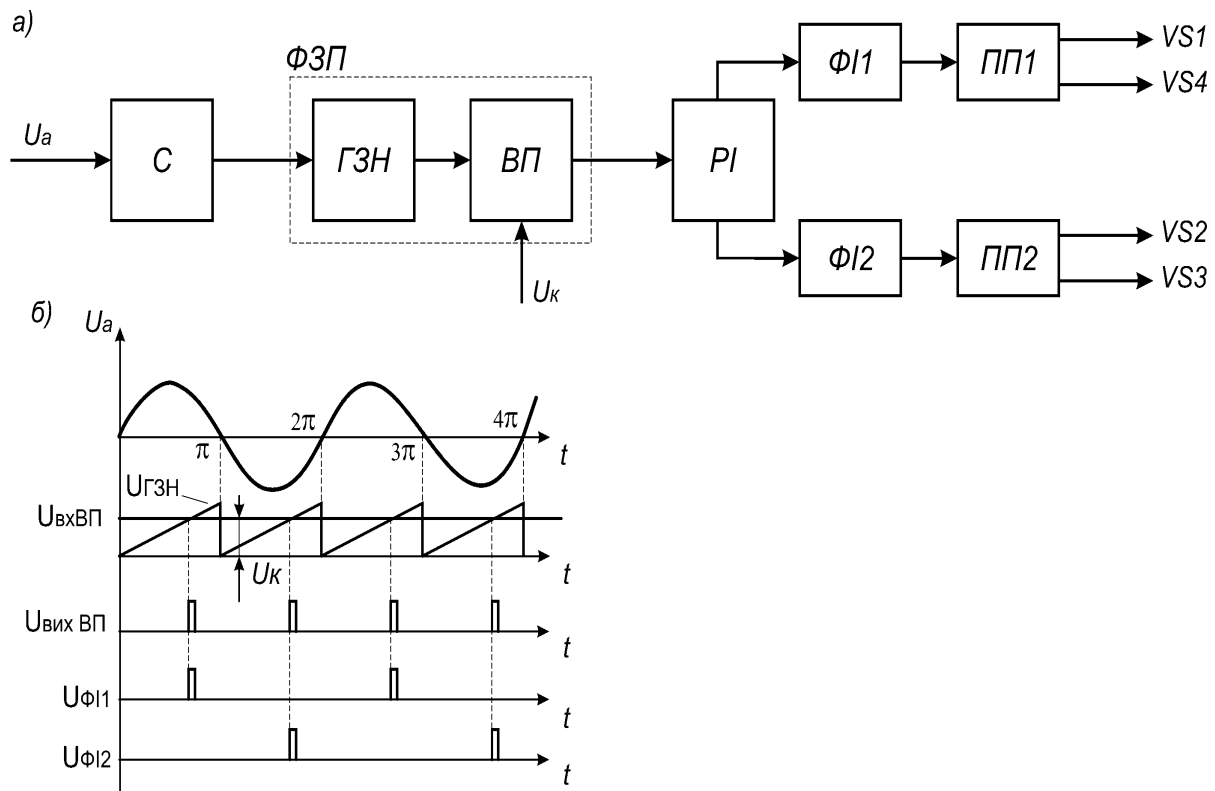


Рисунок 11.3

На рисунку 11.4 зображена структурна схема шестиканальної системи керування трифазним мостовим випрямлячем. Схема складається із синхронізатора, шести фазозсувних пристроїв (ФЗП1 – ФЗП6), шести формувачів імпульсів (ФІ1 – ФІ6), шести підсилювачів потужності (ПП1 – ПП6), блока живлення (БЖ).

Необхідний фазовий зсув імпульсів керування відносно анодної напруги тиристорів здійснюється за допомогою блока синхронізації і фазозсувного пристрою.

У зв'язку з тим, що в системі керування, яка побудована за вертикальним методом, формування імпульсів відбувається в момент порівняння змінної і постійної напруги, будь-яке спотворення форми кривої мережі живлення буде призводити до погіршення роботи системи. Цей недолік можна усунути, якщо застосувати в якості змінної напруги напругу пилкоподібної або трикутної форми.



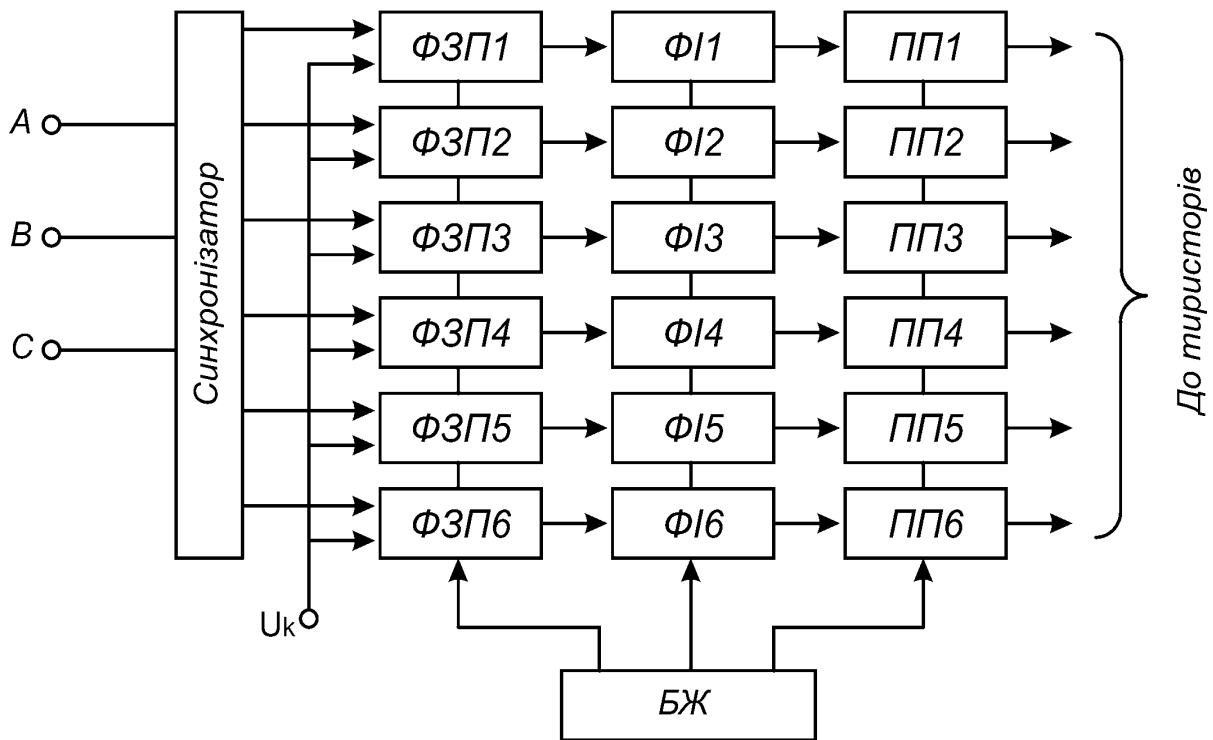


Рисунок 11.4

### 11.3.3 Дискретний метод керування

У зв'язку з тим, що при роботі керованого випрямляча вентилі вмикаються з частотою, яка перевищує частоту мережі живлення в  $t$  разів, необхідну послідовність імпульсів керування з даною частотою можна виробляти в автономному імпульсному генераторі і потім розподіляти імпульси по відповідних вентилях. Система керування, яка здійснює ці операції, одержала назву дискретної (рисунок 11.5).

Розглянемо структурну схему дискретної системи керування. Задавальний генератор (ЗГ) виробляє імпульси, які розподіляються за фазами вентильного перетворювача (ВП) за допомогою розподільвача імпульсів (РІ). При відсутності відхилення вихідної напруги ВП від заданої на вході підсилювача (П) немає сигналу неузгодження і задавальний генератор ЗГ виробляє імпульси, частота яких в  $t$  разів вища, ніж частота мережі живлення. Якщо сигнал зворотного зв'язку відрізняється від задавальної напруги  $U_z$ , то підсилений різницевий сигнал

впливає на фазу імпульсів задавального генератора таким чином, що вихідна напруга вентильного перетворювача повертається до заданої величини. Фільтр (Ф) в колі зворотного зв'язку призначений для згладжування вихідної напруги перетворювача ВП і виділення постійної складової. Роль синхронізатора фаз імпульсів керування в дискретній системі керування виконує коло зворотного зв'язку.

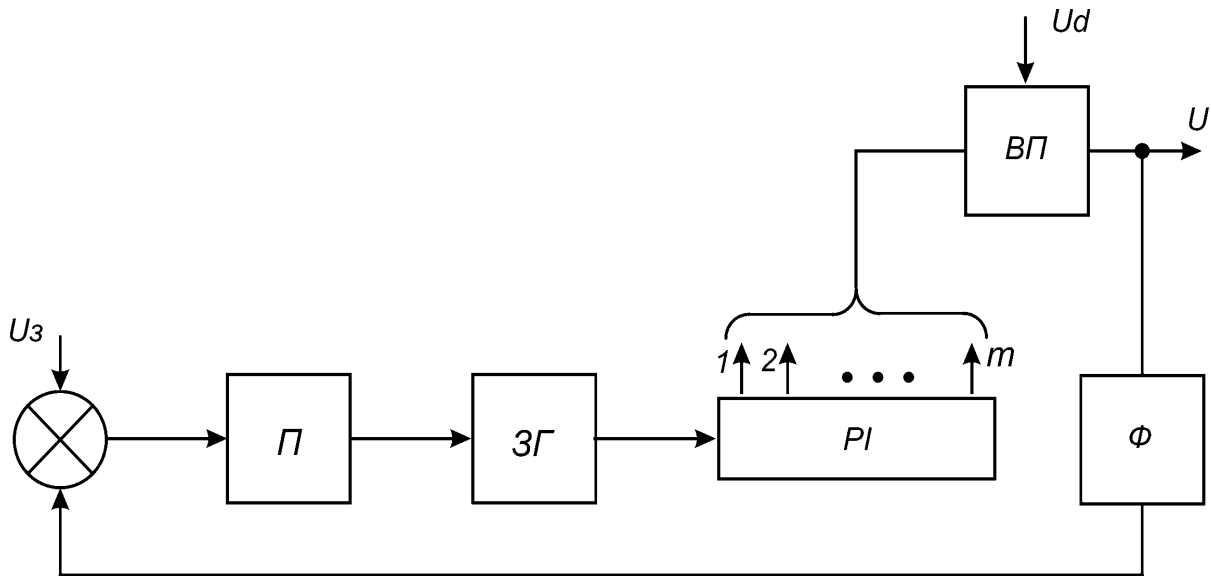


Рисунок 11.5

Якщо вентильний перетворювач ВП є загальною ланкою автоматичного регулювання, то для забезпечення високої точності та якості роботи можна перейти від системи з аналоговими величинами до систем з величинами, які подані у цифровому коді.

### **11.3.4 Цифрова система керування**

Цифрова система керування виробляє в цифровій формі код фази імпульсів керування і перетворює його у фазу імпульсів.

Цифрові коди фази імпульсів керування зберігаються в запам'ятовуючому пристрої цифрової системи керування вентильного перетворювача, звідки вони надходять до

перетворювача цифровий код – фаза. Одна із схем такого перетворювача зображена на рисунку 11.6.

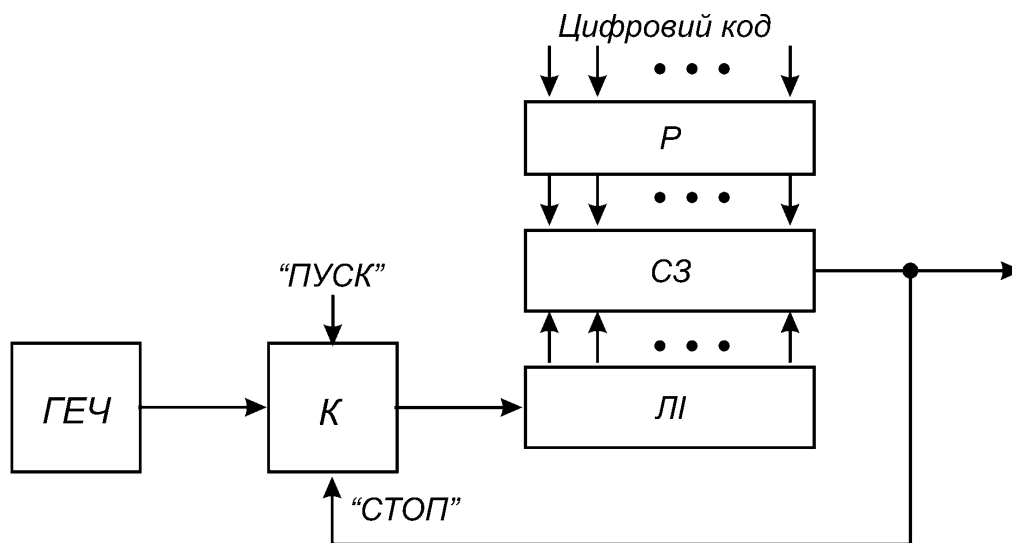


Рисунок 11.6

Принцип роботи схеми такий. Цифровий код фази імпульсів керування, який надходить від запам'ятовуючого пристрою, записується у регістрі (Р). В момент часу, коли на аноді відповідного вентиля з'явиться позитивна анодна напруга ( $\alpha = 0$ ), відкривається ключова система (К) по виходу "пуск" і лічильник імпульсів (ЛІ) починає рахувати імпульси, які надходять від генератора еталонної частоти (ГЕЧ). Кількість імпульсів в лічильнику ЛІ рахується в тому ж коді, в якому подана цифра в регістрі Р. При рівності числа лічильника з числом, яке записано в регістрі, схема збігу (СЗ) видає імпульс, фаза якого (відносно моменту часу  $\alpha = 0$ ) буде пропорційна числу, яке записано в регістрі Р, а отже, і числу імпульсів, що пораховані лічильником ЛІ. Вихідний імпульс схеми збігу СЗ закриває ключову схему К по входу "стоп", і рахування імпульсів припиняється. При цьому лічильник імпульсів ЛІ устанавлюється у вихідний стан і схема готова до наступного циклу перетворення.

Перетворювач цифровий код-фаза дозволяє записувати в регістрі Р поточне значення фази безперервно (паралельним кодом).

Незважаючи на складність цифрових систем керування, вони знайшли широке застосування завдяки високій точності та швидкодії, що дозволило якісно поліпшити роботу вентиляльних перетворювачів.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Засорин С.Н., Мицкевич В.А., Кучма К.Т. Электронная и преобразовательная техника: Учеб. для вузов. – М.: Транспорт, 1981.
- 2 Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 1982.
- 3 Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Промышленная электроника. – К.: Высшая школа, 1983.
- 4 Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Техника, 1985.
- 5 Либерман Ф.Я. Электроника на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт, 1987.
- 6 Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков М.А. Полупроводниковые приборы: Учеб. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
- 7 Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техника, 1990.
- 8 Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993.

В.С.Нікулін

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ,  
ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ

*Конспект лекцій*  
з дисципліни  
«ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»

Частина 4

Відповідальний за випуск Нікулів В.С.

Редактор Буранова Н.В.

Підписано до друку 17.04.08 р.

Формат паперу 60x84 1/16 . Папір писальний.

Умовн.-друк.арк. 4,5. Обл.-вид.арк. 4,75.

Замовлення № Тираж 150. Ціна

Видавництво УкрДАЗТу, свідоцтво ДК № 2874 від. 12.06.2007 р.

Друкарня УкрДАЗТу,  
61050 , Харків - 50, пл. Фейєрбаха, 7