

Лекція 2. ВИПРЯМЛЯЧІ

2.1. Загальні відомості та класифікація

Випрямлячі – це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Склад випрямляча показано на узагальненій структурній схемі, наведеній на рис. 2.1.

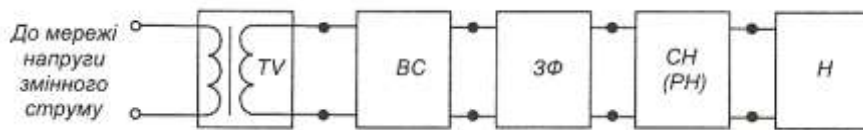


Рис. 2.1 – Структурна схема випрямляча

На схемі позначено: *TV* – трансформатор напруги; *ВС* – вентильна схема; *ЗФ* – згладжуючий фільтр; *СН (РН)* – стабілізатор напруги (регулятор напруги); *Н* – навантаження.

Як правило, випрямляч підмикається до розподільної мережі напруги змінного струму.

Трансформатор призначений для перетворення величини напруги мережі до значення, необхідного для роботи випрямляча. Він також забезпечує електричну (гальванічну) розв'язку мережі і навантаження.

Вентильна схема перетворює змінну напругу у випрямлену – пульсуючу однополярну. Вона може виконуватись на напівпровідникових ключах.

Згладжуючий фільтр перетворює випрямлену напругу у постійну. Фільтри виконуються на реактивних елементах, що мають властивість накопичувати електричну енергію: конденсаторах, дроселях. Такі фільтри називаються пасивними.

Для живлення радіоелектронних пристроїв часто використовують активні фільтри, що будуються на транзисторах, операційних підсилювачах та реактивних елементах.

Стабілізатор напруги підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або навантаження у заданих межах.

За необхідністю регулювання напруги на навантаженні за необхідним законом і у заданих межах використовують регулятори напруги. Зазначимо, що стабілізатор також являє собою різновид регулятора, у якого забезпечується автоматичне регулювання за ознакою постійності значення напруги на навантаженні.

Регулятор (стабілізатор) може бути увімкнено і зі сторони змінної напруги (до трансформатора).

Параметри вузлів випрямляча та їх елементів, режими їх роботи повинні бути узгоджені із заданими умовами роботи навантаження. Навантаження також вважають елементом випрямляча, бо зміни його опору в процесі роботи впливають на режим роботи всього пристрою.

Згладжуючий фільтр, стабілізатор (регулятор), а іноді й трансформатор можуть не входити до складу випрямляча, коли у них немає необхідності.

Крім вказаних вузлів, випрямляч може мати вузли і елементи захисту від короткого замикання, перевантаження, зниження напруги мережі та ін. (запобіжник, автоматичний вимикач, електронний пристрій захисту, елементи і вузли індикації наявності і значення напруги і струму, а також вузли діагностики працездатності).

Випрямлячі класифікують за числом фаз – однофазні та багатофазні (останні – найчастіше трифазні). За потужністю випрямлячі бувають малої потужності (до 100Вт), середньої (до 10кВт) і великої (понад 10кВт).

Є некеровані випрямлячі та керовані. Перші будуються на некерованих вентилях – на діодах, другі – на керованих – наприклад, на тиристорах.

За принципом дії випрямлячі поділяються на однокатні та двокатні.

Однокатними називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі і лише у одному напрямку.

Важливим параметром випрямляча є кратність пульсацій випрямленої напруги m – відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до частоти мережі. У однокатних випрямлячів він відповідає числу фаз мережі.

Двокатними (двопівперіодними) називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм за період напруги мережі протікає двічі і у різних напрямках. Кратність пульсацій у двокатних випрямлячів дорівнює подвоєному числу фаз.

Робота випрямляча фактично полягає у тому, що навантаження за допомогою ключів так підмикається до джерела енергії напруги змінного струму, щоб за час кожного півперіоду його

напруги (позитивного і негативного) струм у навантаженні протікав у одному напрямку. Виходячи з цього, найважливішим вузлом випрямляча є вентильна схема – схема випрямлення.

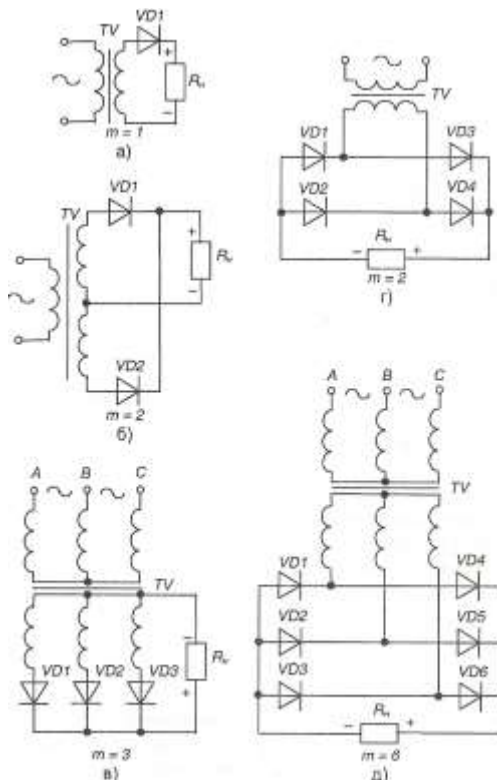


Рис. 2.2 – Випрямлячі: а–в – однотактні (з нульовим виводом); г, д – двотактні (мостові);
а) однофазна однопівперіодна; б) однофазна двопівперіодна з нульовим виводом;
в) трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича); г) однофазна мостова;
д) трифазна мостова (схема Ларіонова)

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рис. 2.2 (виходячи з того, що у якості вентилів тут використано діоди – маємо некеровані випрямлячі).

При розрахунку випрямляча відомі параметри навантаження та мережі живлення. Невідомими є параметри елементів вузлів, що до нього входять.

Теорія випрямлячів зводиться до розробки аналітичних виразів, що зв'язують відомі параметри напруги мережі живлення і навантаження з невідомими параметрами, які характеризують роботу вентильної схеми. На підставі цього робиться вибір типу вентилів для конкретної схеми випрямляча та розрахунок його вузлів.

2.2. Експлуатаційні характеристики випрямлячів

1) Основними експлуатаційними характеристиками є середня напруга на навантаженні U_d (див. рис. 2.3) та його середній струм I_d . Опір навантаження становить: $R_n = \frac{U_d}{I_d}$, а його потужність: $P_d = U_d I_d$.

2) Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги: $K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d}$, де $U_{m(1)}$ - амплітудне значення основної гармоніки випрямленої напруги при розвиненні останньої у ряд Фур'є.

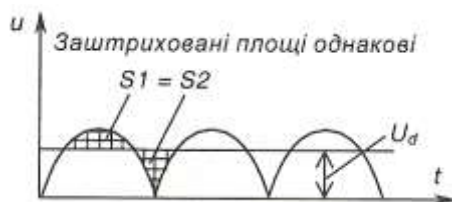


Рис. 2.3 - Ілюстрація середнього напруги при розвиненні останньої у ряд Фур'є

- 3) Зовнішня (навантажувальна) характеристика: $U_d = f(I_d)$.
- 4) Регульовальна характеристика: $U_d = f(\alpha)$, де α - кут керування тиристорів (лише для керованих випрямлячів).
- 5) Середнє значення струму через вентиль I_a .
- 6) Амплітудне значення струму через вентиль I_{am} .
- 7) Амплітудне значення зворотної напруги, що прикладається до вентилі U_{om} .
- 8) Коефіцієнт корисної дії η .
- 9) Надійність.

Знаючи експлуатаційні характеристики різних схем випрямлячів і вимоги з боку навантаження, обирають конкретну схему. На основі параметрів 5-7 вибирають вентилі.

Розрізняють такі режими роботи випрямлячів:

- 1) на активне навантаження (R);
- 2) на активно-індуктивне навантаження (RL);
- 3) на активно-ємнісне навантаження (RC);
- 4) на протиелектрорушійну силу - проти-е.р.с. (E) - наприклад, коли випрямляч використовують для заряду акумуляторної батареї.

Як видно з рис. 2.2, найпростішим є однопівперіодний випрямляч, робота якого полягає у тому, що протягом одного півперіоду напруги мережі навантаження підімкнене діодним ключем до вторинної обмотки трансформатора, а протягом другого півперіоду відімкнене від неї. Показники якості вихідної напруги та інші у цього випрямляча вкрай низькі. Тому його застосовують дуже рідко.

Більш детально розглянемо схеми інших випрямлячів.

2.3. Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

Схема однофазного випрямляча з нульовим виводом зображена на рис. 2.4.

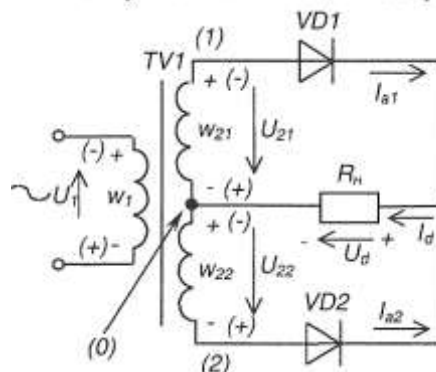


Рис. 2.4 - Однофазний випрямляч з нульовим виводом

Очевидно, що він являє собою два однопівперіодних випрямлячі, підімкнені до навантаження паралельно. Вторинна обмотка його трансформатора має вивід від її середини - нульовий вивід (0). Тобто вона складається з двох півобмоток, кількості витків яких однакові: $w_{21} = w_{22} = w_2$. Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові:

$$|u_{21}| = |u_{22}|,$$

але протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n = w_1 / w_2$, де w_1 , w_2 - кількість витків первинної та половини вторинної обмоток відповідно.

Схема працює так. За позитивної полярності напруги на обмотці w_{21} (на рис. 2.4 вказана без дужок) у провідному стані знаходиться діод VD1 і через нього тече струм $I_{a1} = \frac{u_{21}}{R_H}$ (прямим спадом напруги на діоді нехтуємо - вважаємо його за ідеальний).

На навантаженні з'являється позитивна півхвиля напруги. Діод VD2 при цьому закритий зворотною напругою $u_{36} = 2u_2 (|u_2| = |u_{21}| = |u_{22}|)$ - зі схеми видно, що при цьому анодом він підімкнений до точки (2), а катодом через діод VD1 (замкнений ключ) до точки (1).

За негативної півхвилі напруги (на рис.2.4 - у дужках) у провідному стані знаходиться діод VD2. Через нього тече струм $I_{a2} = \frac{u_{22}}{R_H}$, діод VD1 закритий подвійною зворотною напругою $2u_2$.

Таким чином, за час періоду напруги мережі струм через навантаження протікає у одному напрямку і безперервно. Досягається це в два прийоми (такти), у один з яких навантаження першим діодним ключем підмикається до першої півобмотки трансформатора, у другий другим діодним ключем до другої півобмотки. Роботу цього випрямляча ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 2.5. Зверніть увагу: тут і надалі показані залежності напруг і струмів не власне від часу t , а від кутової величини $\vartheta = \omega t = 2\pi f_m t$. Як побачимо далі, математичні залежності, що описують процеси у випрямлячах, також за аргумент мають ϑ . Це зроблено для того, щоб співвідношення величин були однаковими за будь-якої частоти мережі f_m .

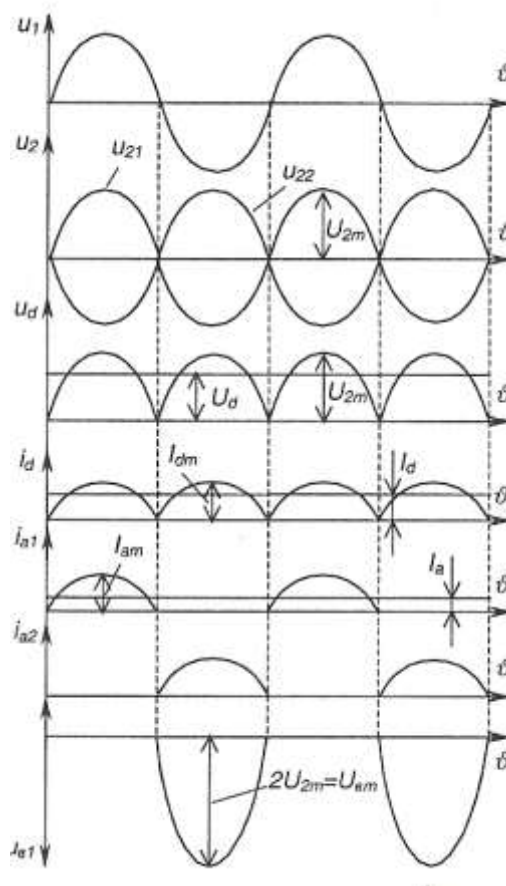


Рис. 2.5 - Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з нульовим виводом

При розрахунку випрямляча вихідними даними є:

$$I_d, U_d, U_1 \text{ (напруга мережі)}, R_n = \frac{U_d}{I_d}, P_d = U_d I_d, f_m.$$

Треба визначити:

- 1) параметри схеми, необхідні для вибору діодів: I_a, I_{am}, U_{am} ;
- 2) параметри, необхідні для вибору (розрахунку) трансформатора U_2, I_1 (струм первинної обмотки), I_2 (струм вторинної обмотки), n, S_T (габаритна потужність трансформатора);
- 3) параметри, необхідні для розрахунку фільтра.

Зробимо припущення:

- 1) діод ідеальний: його опір у відкритому стані $R_{np} = 0$, у закритому $R_{36} = \infty$;
- 2) опір обмоток трансформатора дорівнює нулю.

Тоді матимемо такі формули для розрахунку:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2; \quad \vartheta = \omega t = 2\pi f_m t; \quad (2.1)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (2.2)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (2.3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad I_{am} = I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d; \quad (2.4)$$

$$U_{em} = 2\sqrt{2} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = \pi U_d. \quad (2.5)$$

Знаючи значення I_a , I_{am} , U_{em} , обирають тип діода, параметри якого повинні перевищувати отримані розрахункові.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_d \frac{\pi}{2} \right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d \pi}{2\sqrt{2}} = I_d \frac{\pi}{4}; \quad (2.6)$$

$$I_1 = \frac{I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}}}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n}. \quad (2.7)$$

Габаритна потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}. \quad (2.8)$$

де S_1 - потужність первинної обмотки трансформатора;

S_2 - потужність вторинної обмотки трансформатора.

$$S_1 = I_1 U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_2 n = 1,11 I_d 1,11 U_d = 1,23 I_d U_d = 1,23 P_d; \quad (2.9)$$

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 I_d \frac{\pi}{4} 1,11 U_d = 1,74 I_d U_d = 1,74 P_d; \quad (2.10)$$

$$S_T = \frac{1,23 P_d + 1,74 P_d}{2} = 1,48 P_d = 1,74 I_d U_d. \quad (2.11)$$

Бачимо, що S_T перевищує P_d у півтора рази. Це, в основному, тому, що півобмотки трансформатора працюють безперервно, а по черзі через кожні півперіоду.

За величинами S_T , I_1 , I_2 , n , U_2 вибирається стандартний трансформатор або розраховується спеціальний.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67, \quad (2.12)$$

де $U_{m(1)} = \frac{2U_d}{m^2 - 1}$, бо згідно з розвиненням у ряду Фур'є, амплітуда i -ї гармоніки становить:

$$U_{m(i)} = \frac{2U_d}{(m_i)^2 - 1}. \quad (2.13)$$

Знаючи K_n , можна розрахувати згладжуючий фільтр.

2.4. Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

Мостовий однофазний випрямляч складається з трансформатора, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямних діодів, з'єднаних у мостову схему. Схема випрямляча зображена на рис. 2.6.

Діоди VD1, VD3 складають катодну групу, VD2, VD4 - анодну (за назвою з'єднаних між собою електродів). При цьому в одну діагональ моста (діагональ постійного струму) увімкнене навантаження, а до другої діагоналі (діагоналі змінного струму) підімкнена вторинна обмотка трансформатора. У провідному стані завжди знаходяться два діоди - один із анодної і один із катодної груп.

За полярності, вказаної без дужок, це діоди VD1, VD4, а діоди VD2, VD3 при цьому закриті. За полярності, вказаної у дужках навпаки. Через навантаження струм завжди тече у одному напрямку.

Часові діаграми роботи випрямляча зображені на рис. 2.7.

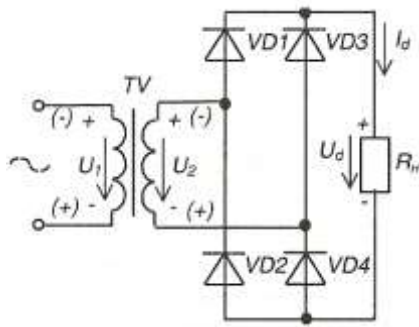


Рис. 2.6 - Однофазний мостовий випрямляч

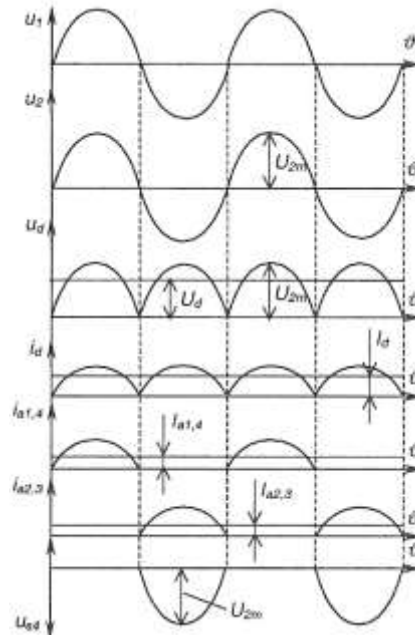


Рис. 2.7 - Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

Для цієї схеми придатні практично усі розрахункові співвідношення однофазного випрямляча з нульовим виводом за винятком:

$$U_{em} = \frac{\pi}{2} U_d; I_2 = 1,11 I_d; S_T = 1,23 P_d. \quad (2.14)$$

Аналізуючи схеми обох вищерозглянутих випрямлячів, можна зазначити деякі переваги мостового випрямляча, порівняно з випрямлячем з нульовим виводом. Зокрема те, що за однакових U_d зворотна максимальна напруга на діоді у два рази нижча, краще використовується трансформатор, простіша його конструкція.

Недоліком мостової схеми є подвійна кількість випрямних діодів, що, як правило, несуттєво завдяки незначним габаритам діодів та їх відносно низькій вартості.

Тільки при випрямленні малих напруг (до 10В) важливим є те, що у мостовій схемі струм завжди протікає через два діоди, а у схемі з нульовим виводом через один. Тому тут падіння на ключах (до одного вольт на одному діоді) у два рази менше: маємо більший к.к.д.

Часто, наприклад, для живлення операційних підсилювачів необхідно мати два джерела напруги рівної за значенням, але з протилежною полярністю. У цьому випадку доцільно використовувати випрямну схему, зображену на рис. 2.8 - двополярний випрямляч. Він являє собою два однофазних випрямляча з нульовим виводом, вихідні напруги яких увімкнено послідовно (VD1, VD3 - діоди одного випрямляча, а VD2, VD4 - другого).

Якщо у схемі мостового випрямляча (див. рис. 2.6) замінити діоди VD3 і VD4 на конденсатори, як це показано на рис. 2.9, отримаємо подвоювач напруги. З рисунку видно, що при різних полярностях напруги на вторинній обмотці трансформатора маємо два шляхи протікання струмів: один із них (I_{C1}) заряджає конденсатор C1, а другий (I_{C2}) - конденсатор C2. Оскільки вихідна

напруга U_d знімається з послідовно увімкнених конденсаторів, то маємо (для режиму неробочого ходу):

$$U_d = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2. \quad (2.15)$$

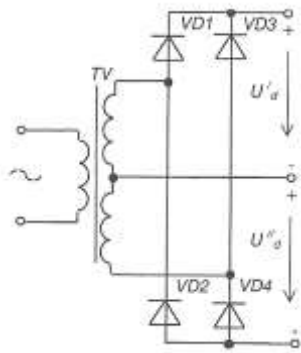


Рис. 2.8 – Двополярний випрямляч

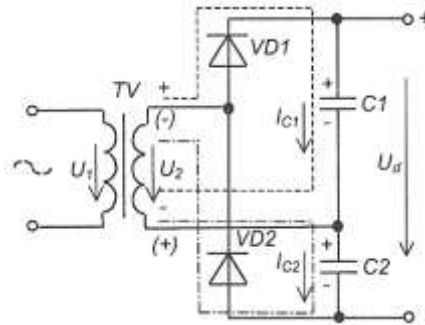


Рис. 2.9 – Подвоювач напруги

Зазначимо, що схеми, де половину елементів складають вентиля, а половину інші елементи, називають півмостовими.

2.5. Трифазні випрямлячі

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

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

До мережі трифазні випрямлячі підмикаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються зіркою або трикутником.

Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

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

2.5.1.Схема Міткевича

Однопівперіодна трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рис. 2.10.

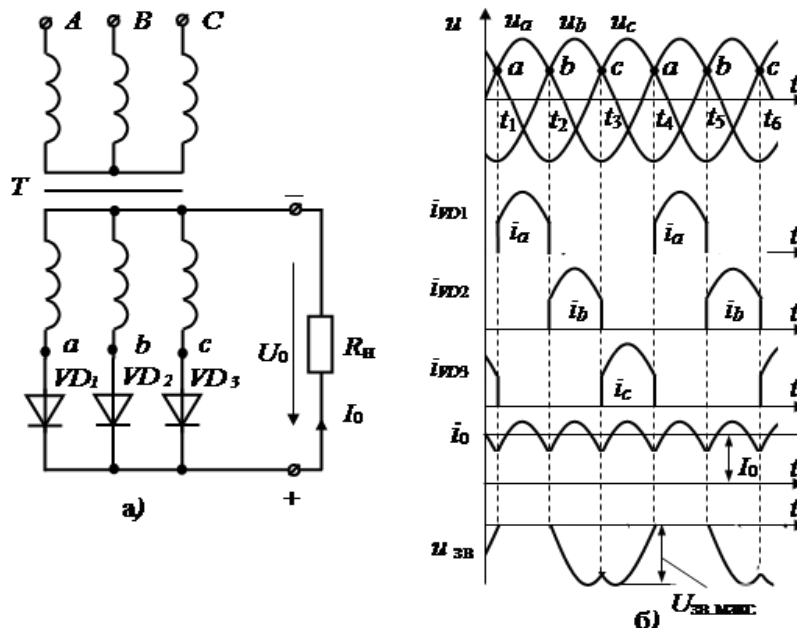


Рис. 2.10 – Трифазна схема з нульовим виводом а), та часові діаграми її роботи б).

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV, випрямних діодів VD1 -VD3 та навантаження R_H , що вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямляча, увімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як зіркою, так і трикутником (забезпечуючи, наприклад, підмикавання до мережі з фазною напругою 220В чи 127В), а вторинні - лише зіркою. Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого у даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис.2.10,б. Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі $\vartheta_1 - \vartheta_2$ найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази а, тому у провідному стані тут знаходиться діод VD1. Зате на інтервалі $\vartheta_2 - \vartheta_3$ він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_a , а катод - потенціал фази, що знаходиться у провідному стані u_b або u_c .

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

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi}, \quad (2.16)$$

де $U_{2\phi}$ - фазна напруга вторинної обмотки трансформатора.

Тоді:
$$U_{2\phi} = 0,85 U_d. \quad (2.17)$$

Максимальна зворотна напруга на діоді:

$$U_{em} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (2.18)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (2.19)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85 U_d}, \quad (2.20)$$

де $U_{1\phi}$ - фазна напруга первинної обмотки трансформатора.

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

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (2.21)$$

Частота пульсації випрямленої напруги у три рази перевищує частоту мережі.

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

$$S_T = 1,48 P_d. \quad (2.22)$$

2.5.2. Схема Ларіонова

Трифазна мостова (двотактна) схема (схема Ларіонова) зображена на рис. 2.11.

У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як зіркою, так і трикутником. Можливість вмикавання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні вторинних обмоток у зірку. Тут шість випрямних діодів, увімкнених у трифазну мостову схему, утворюють дві групи: анодну - VD1, VD2, VD3 та катодну - VD4, VD5, VD6.

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, підімкнених до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один із таких мостів на схемі обведено штрих пунктирною лінією.

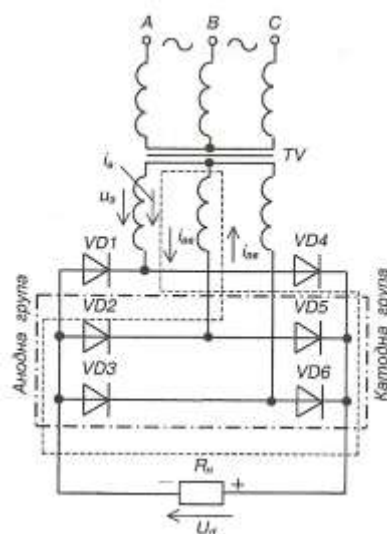


Рис. 2.11 - Трифазна мостова схема (схема Ларіонова)

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази із найбільш позитивною на даний момент напругою до фази із найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм i_{d6} у момент часу, що відповідає ϑ_1 показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 2.12. На діаграмі u_d також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

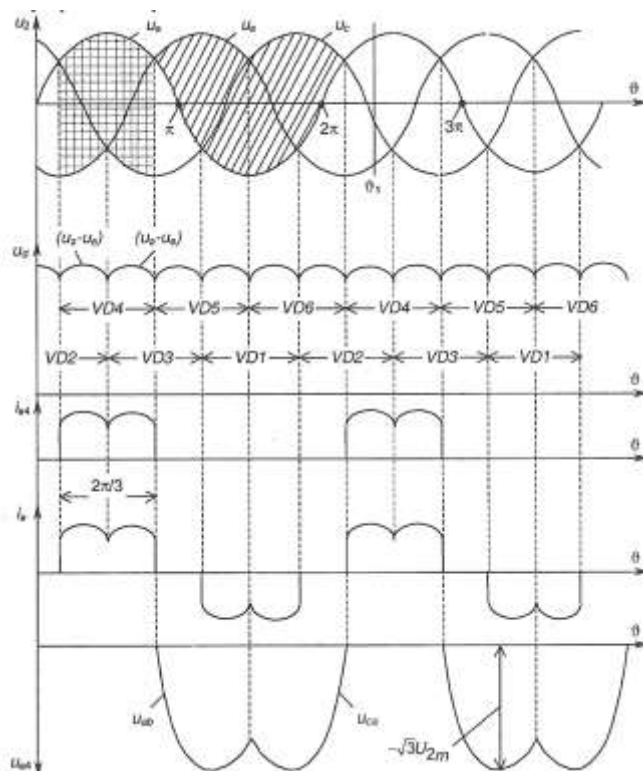


Рис. 2.12 – Часові діаграми роботи схеми Ларіонова

Основні розрахункові співвідношення можна отримати із часової діаграми випрямленої напруги, наведеної на рис. 2.13.

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2\phi} \cos 9d9 = 2,34U_{2\phi}; \quad (2.23)$$

$$U_{2\phi} = 0,425U_d; \quad (2.24)$$

$$U_{em} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2\phi}; \quad (2.25)$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (2.26)$$

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} \approx 0,057 \text{ (для } m = 6 \text{)} \quad (2.27)$$

Встановлена потужність трансформатора:

$$S_T = 1,05P_d. \quad (2.28)$$

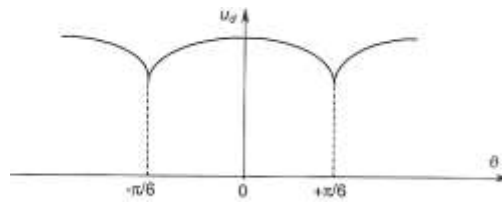


Рис. 2.13 - Розрахункова часова діаграма випрямленої напруги схеми Ларіонова

Час протікання струму через кожен із діодів відповідає $2\pi/3$. Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів. Струм навантаження у даній схемі викликаний лінійною напругою. У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму i_a на рис. 2.13).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- 1) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- 2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж 6%), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- 3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова у два рази більша, але, як було зазначено раніше, на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який у схемі Міткевича повинен бути приблизно на 40% потужнішим.

2.6. Керовані випрямлячі

2.6.1. Методи регулювання напруги постійного струму

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди, і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати значення напруги на навантаженні.

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

2.6.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

Роботу фазо-імпульсного регулятора постійної напруги розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого зображена на рис. 2.14, де позначено VS1, VS2 - тиристори, СК - схема керування, що забезпечує подачу на тиристори керуючих імпульсів із регульованою затримкою. Інтервал (електричний кут) затримки відкривання

вентиля α , який відраховується відносно моменту природнього відкриття вентиля, називається кутом керування.

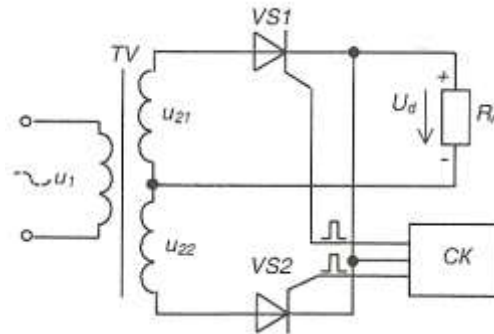


Рис. 2.14 - Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

На рис. 2.15 наведені часові діаграми роботи випрямляча. При позитивній полярності напруги живлення, поки на тиристори від системи керування СК не поданий керуючий сигнал вони будуть закриті, і напруга на навантаженні дорівнюватиме нулю. У момент часу $\vartheta = \alpha$, від системи керування СК на тиристор VS1 подається керуючий сигнал. Тиристор відкривається і до навантаження прикладається протягом частини півперіоду синусоїди вхідна напруга. У момент часу $\theta = \pi$ напруга в мережі змінює полярність, і під дією зворотної напруги тиристор VS1 закривається. Напруга на навантаженні u_d знову дорівнює нулю.

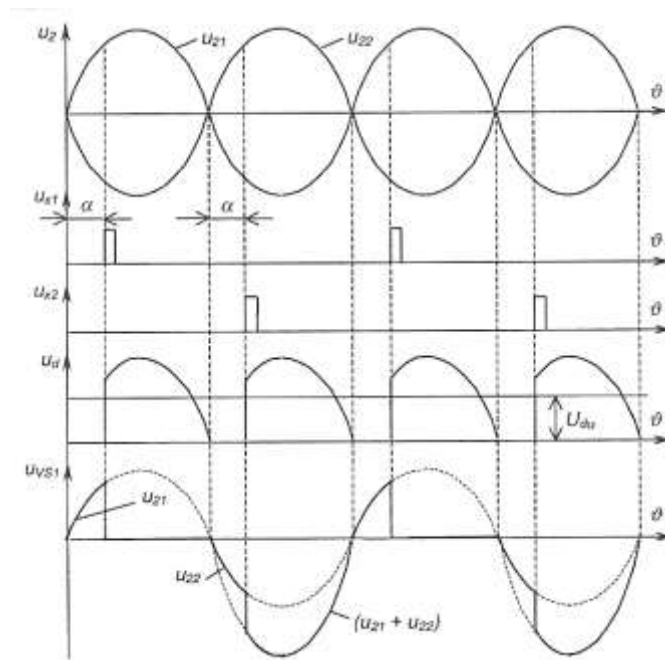


Рис. 2.15 - Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом

У момент часу $\theta = \pi + \alpha$ від системи керування надходить імпульс для відкриття тиристора VS2 і до навантаження знову прикладена частина півперіоду синусоїди вхідної напруги. Змінюючи 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. Значення випрямленої напруги при куті керування, що змінюється у межах $0 < \alpha < \pi$, становить:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (2.29)$$

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

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

Зверніть увагу на форму напруги на тиристорі u_{VS1} . На відрізок часу, що відповідає куту регулювання α , він закритий і до нього прикладена напруга u_{21} за позитивної півхвилі, або u_{22} за негативної. Після закінчення відліку α і видачі відповідного керуючого імпульсу напруга на тиристорі за позитивної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за негативної півхвилі дорівнює $(u_{21} + u_{22})$, бо за рахунок того, що другий тиристор знаходиться у відкритому стані, даний закритий виявляється підімкненим до обох півобмоток трансформатора.

2.6.3. Однофазний мостовий керований випрямляч

У однофазній мостовій схемі можна усі чотири діоди замінити тиристорами, однак це не є принципово необхідним.

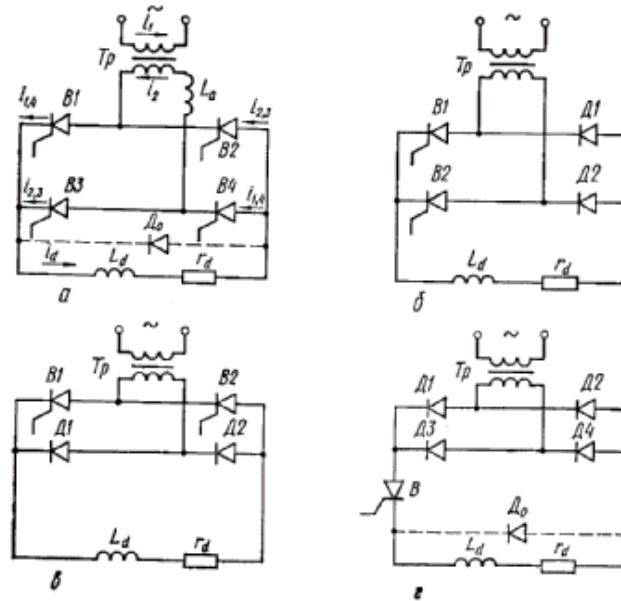


Рис. 2.16 – Схеми однофазного мостового випрямляча:

а – з повним числом керованих вентилів (симетрична);

б – в – з неповним числом керованих вентилів (несиметрична).

Позначення: В1- В4 – силовий тиристор, Д1- Д5 – випрямний діод, Д0 – нульовий діод.

Оскільки у мостовій схемі послідовно з навантаженням завжди ввімкнені два вентиля, досить, щоб хоч один із них був керованим (рис.2.16).

Принцип роботи мостової схеми подібний до однофазної нульової схеми розглянутої раніше. Відмінність полягає у зворотній напрузі, що прикладається до вентилів (для мостових схем вона у два рази менша і становить: $U_{зв.м} = \frac{\pi}{2} U_d$).

2.6.4. Регульовальна характеристика керованих випрямлячів.

Залежність середньої випрямленої напруги на навантаженні від кута керування α називається *регульовальною характеристикою*. Регульовальна характеристика при активному навантаженні для однофазних випрямлячів наведена на рис. 2.17. Вона нелінійна, бо лінійним змінам кута α відповідають нелінійні зміни площі під кривою синусоїди. Описується регульовальна характеристика при чисто активному навантаженні формулою:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.30)$$

При активно-індуктивному і індуктивному навантаженнях регульовальна характеристика матиме вигляд:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \quad (2.31)$$

З графіка видно, що із зміною кута керування α від 0 до π середнє значення випрямленої напруги $U_{d\alpha}$ плавно змінюється від максимального значення U_{d0} до нуля.

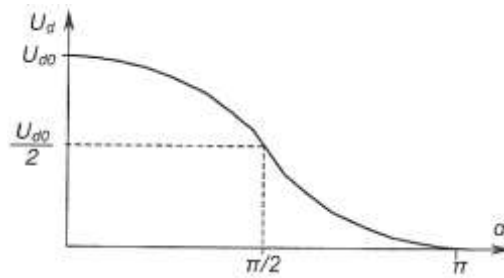


Рис. 2.17 - Регулювальна характеристика керованого випрямляча

Таким чином, основна перевага керованого випрямляча — це можливість плавного регулювання середнього значення випрямленої напруги на навантаженні. Проте, 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 α .

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

2.7. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

2.7.1. Загальні відомості

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

СІФК повинна відповідати таким вимогам:

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

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

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

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

Затримка i -го імпульсу у синхронних СІФК:

$$\omega t_i = \phi + \frac{2\pi}{m}(i-1) + \theta_i(u_m), \quad (2.32)$$

де m - число фаз випрямляча;

i - порядковий номер імпульсу;

θ_i - регульована затримка i -го імпульсу;

ϕ - початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).

Затримка імпульсу у асинхронних СІФК:

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + \frac{2\pi}{m} + \theta_i(u_m), \quad (2.33)$$

де ωt_{i-1} - часова затримка попереднього імпульсу.

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

2.7.2. СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α_n задається у вигляді цифрового коду. Після відповідної обробки цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування α_n .

Структурна схема СІФК з цифровим керуванням зображена на рис. 2.18.

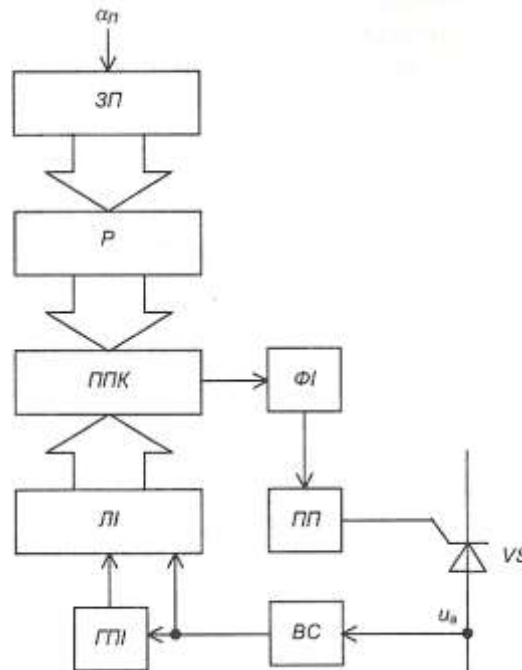


Рис. 2.18 - Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

На схемі позначено:

ЗП - задаючий пристрій, за допомогою якого значення α_n задається у вигляді цифрового коду;

Р - регістр, у якому зберігається код поточного значення α_n (це елемент оперативної пам'яті системи);

ППК - пристрій порівняння кодів (цифровий компаратор);

ЛІ - лічильник імпульсів;

ГПІ - генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти;

ФІ - формувач імпульсів;

ПП - підсилювач потужності;

ВС - вузол синхронізації;

VS - тиристор.

На початку кожного циклу роботи в регістр Р заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код α_n (що є аналогом опорної напруги U_0 у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі через нуль вузол синхронізації ВС вмикає генератор ГПІ і лічильник імпульсів ЛІ, що починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги u_n) з виходу ЛІ подається на цифровий пристрій порівняння кодів ППК, куди також подається і код з виходу регістра Р. Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в регістрі Р, ППК виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача

імпульсів ФІ. Вихідний імпульс ФІ після підсилення у ПП подається на керуючий електрод тиристора VS.

Після закінчення позитивної півхвилі u_a ВС вимикає генератор ГЛІ і встановлює лічильник імпульсів ЛІ у нульовий стан - схема готова до наступного циклу роботи.

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

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

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

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість (погодьтесь, що забезпечити завадостійкість цифрового компаратора, який порівнює комбінації одиниць і нулів - високих або низьких рівнів напруги, значно легше, ніж аналогового, який порівнює досить повільно змінювані у часі напруги);
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

Наприкінці зазначимо, що такий принцип керування, звичайно, може бути реалізований програмно, наприклад, у мікропроцесорному пристрої керування.

2.7.3. Коефіцієнт потужності і ККД випрямлячів

При роботі пристроїв від мережі змінного струму важливо знати характер споживаної ним потужності. Так при споживанні тільки активного навантаження при синусоїдній напрузі мережі, споживаний струм i_l також буде синусоїдний і не матиме фазового зсуву відносно мережі живлення. Однак такий режим не характерний для випрямлячів середньої і великої потужностей: споживаний ними струм несинусоїдний, а його перша гармоніка зсунута відносно синусоїди змінної напруги мережі. Наявність фазового зсуву свідчить про те, що випрямляч із мережі споживає крім активної потужності ще і реактивну. Споживання реактивної потужності і наявність у кривій струму вищих гармонік призводить до збільшення діючого значення струму мережі і росту втрат при передачі енергії до випрямлювальної установки.

Вказане явище характеризується коефіцієнтом потужності випрямляча:

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1}, \quad (2.34)$$

де P_1 - активна потужність, що споживається випрямлячем: $P_1 = U_1 I_{l(1)} \cos \varphi$;

S_1 - повна потужність, що споживається від мережі змінного струму: $S_1 = U_1 I_1$;

$\cos \varphi$ - коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму.

Як відомо кут зсуву φ першої гармоніки споживаного струму відносно напруги живлення залежить від кута керування α і кута комутації γ при індуктивному навантаженні. Отже, можна записати: $\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}$, або: $\cos \varphi = \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)$.

Врахування коефіцієнта спотворень форми кривої споживаного струму k при розрахунку коефіцієнта потужності дає:

$$\lambda = k \cos \varphi. \quad (2.35)$$

Коефіцієнт спотворень форми кривої споживаного струму k залежить від схеми випрямляча і характеру навантаження. Усереднені значення k для різних схем наведені у таблиці 2.1

Таблиця 2.1 – Розрахункові коефіцієнти схем випрямлячів

Тип схеми випрямляча	m	k
1- ф нульова	2	0,9
1- ф мостова	2	0,9
3-ф кульова	3	0,83
3-ф мостова	6	0,955
Подвійна 3-ф із зрівнювальним реактором	6	0,955
Дванадцятипульсні	12	0,9886

Відповідно, підставивши значення у вирази, отримаємо, наприклад, для однофазних схем:

$$\lambda = 0,9 \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \text{ і т.д.}$$

Регулювання вихідної напруги для керованих випрямлячів призводить до зниження їх коефіцієнта потужності, що відображається на завантаженні живлячої мережі реактивним струмом індуктивного характеру. Для покращення якості споживаної енергії від мережі для керованих випрямлячів середньої і великої потужностей приймають заходи по компенсації їх негативного впливу на живлячу мережу. Існуючі перетворювачі з підвищеним коефіцієнтом потужності можна поділити на два класи:

- 1 - з природною комутацією вентилів;
- 2 - з штучною комутацією одноопераційних тиристорів.

В перетворювачів з природною комутацією вентилів додатково у коло паралельно навантаженню встановлюється нульовий вентиль $VD0$ (схема і принцип роботи розглянуті раніше).

Внаслідок чого первинний струм i_1 переривається при зміні знаку напруги мережі U_1 . Фазовий зсув I -ої гармоніки струму відносно напруги мережі U_1 рівний: $\angle \varphi = \angle \alpha / 2$, тобто зменшується у два рази, при цьому $\cos \varphi$ та $\cos \alpha$ збільшуються. Аналогічні результати отримуються і при використанні схем несиметричних випрямлячів. Підвищення коефіцієнта потужності за допомогою багатомостових схем несиметричних випрямлячів широко використовується в перетворювачах великої потужності.

Перевагою таких схем є те, що вони не мають додаткових елементів і капітальні затрати на створення їх не збільшуються у порівнянні з симетричними перетворювачами такої ж потужності.

Недолік таких схем – недосяжна повна синфазність основної гармоніки споживаного із мережі струму і живлячої напруги, тому $\cos \varphi < 1$.

Можливість отримання $\cos \varphi = 1$ при симетрії форми струму i_1 відносно напруги U_1 здійснюється у випрямлячах на повністю керованих вентилях, або у випрямлячах із штучною комутацією.

Найбільшого поширення в перетворювальній техніці отримали конденсаторні (некеровані) і тиристорно-конденсаторні (регульовані) джерела реактивної потужності.

Розглянемо можливість збільшення коефіцієнта потужності за допомогою косинусних конденсаторів. Набір конденсаторів підключається паралельно до входу перетворювача тому: $i_1 = i_2 + i_k$

Для повної компенсації реактивної потужності по першій гармоніці потрібно виконання умови:

$$C = \frac{k I_1 \sin \varphi}{3 \omega U_1} \quad (2.36)$$

Для захисту конденсаторів від перегріву за рахунок вищих гармонік, що генеруються перетворювачем, у схему вводяться незначні індуктивності.

Недолік. Оскільки реактивна потужність перетворювача змінюється і в процесі роботи, повна компенсація реактивної потужності можлива лише в одному із режимів. В інших режимах можлива неповна компенсація реактивної потужності або перекомпенсація.

З метою зменшення рівня вищих гармонічних складових в мережі при роботі вентильних перетворювачів, до мережі підключаються фільтро-компенсуючі пристрої, які складаються із системи багатофазних коливальних LC-контурів з резонансом напруги. Частота резонансу в кожному із контурів відповідає частотам найінтенсивніших вищих гармонічних складових напруги мережі, зумовлених роботою перетворювача (для трифазної мережі це – 5, 7, 11, 13 гармоніки). Отже резонансна частота контура:

$$\sqrt{3C5L5} = \frac{1}{5\omega}; \quad \sqrt{3C7L7} = \frac{1}{7\omega}, \text{ і т.д.}$$

При резонансі вхідний опір кожного з контурів рівний 0 і через них замикаються гармонічні складові струмів, що генеруються перетворювачем, оминаючи живлячу мережу. В результаті спотворення кривої напруги мережі різко зменшується. На частоті мережі ω опори контурів мають ємнісний характер і конденсатори C компенсують реактивну складову, що споживається перетворювачем.

Підтримання коефіцієнта потужності на максимальному рівні при змінній реактивній потужності, що споживається перетворювачем, можливе при використанні керованих конденсаторно-тиристорних джерел реактивної потужності. Він складається з LC-контурів, настроєних на частини паразитичних гармонік, регульованого перетворювача змінної напруги (включені зустрічно-паралельно тиристорі), що має навантаження у вигляді індуктивності L .

Якщо на ключі перетворювача змінної напруги не подаються управляючі імпульси, пристрій подавлює гармонічні спотворення напруги мережі (5, 7), а конденсатори C генерують реактивну потужність θ_c .

При відкриванні тиристорів, реактивна потужність: $\theta_\alpha = U_1 L_\alpha$, зменшується з ростом $\angle \alpha$. Результуюча реактивна потужність схеми стає рівною: $\theta = \theta_c - \theta_L$.

Таким чином, розглянуте джерело реактивної потужності генерує реактивну потужність та здійснює її регулювання, подавляючи при цьому гармонічні спотворення в мережі.

ККД випрямлячів характеризується відношенням активної потужності, що віддається у мережу, до повної активної потужності, що споживається випрямлювальною установкою із живлячої мережі. При ідеальному згладжуванні випрямленого струму ККД випрямляча визначиться із співвідношення:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \sum \Delta P}, \quad (2.37)$$

де $\sum \Delta P$ - сумарна потужність втрат випрямляча.

До сумарної потужності втрат випрямляча відносять:

- втрати у вентилях: $\Delta P_\theta = m_\theta \Delta U_a I_a$, де m_θ - кількість вентилів у схемі випрямляча, ΔU_a , I_a - відповідно падіння напруги і середній струм вентиля;
- втрати у силовому трансформаторі: $\Delta P_{mp} = \Delta P_c + \Delta P_m$, де ΔP_c , ΔP_m втрати відповідно у сталі і міді трансформатора;
- втрати у згладжуючому дроселі: $\Delta P_\theta = I_d^2 R_d$.