

## ЛЕКЦІЯ 1.1

### 1. Магнітні властивості матеріалів

Усі речовини в природі можна вважати магнетиками, тому що вони володіють визначеними магнітними властивостями і відповідним чином взаємодіють із зовнішнім магнітним полем.

За магнітними властивостями усі матеріали розділяються на:

- діамагнетики;
- парамагнетики;
- ферромагнетики;
- антиферромагнетики;
- феррімагнетики.

Магнітні властивості різних речовин, які характеризуються величиною відносної магнітної проникності  $\mu$ , залежать від будівлі атомів і кристалів твердих тіл.

Магнетики класифікуються за магнітною сприйнятливістю  $K_M = I / H$ , де  $I$  - намагніченість.

До діамагнетиків відносяться всі інертні гази, водень, азот, хлор, аміак і ін., ряд металів (цинк, золото, ртуть і ін.). Не метали (кремній, фосфор, сірка), а також дерево, мрамур, скло, віск, нафта, вода і багато інших речовин.

Зовні діамагнетики виявляються тим, що виштовхуються з неоднорідного магнітного поля.

Як відомо, атом складається з ядра й електронів, що обертаються навколо ядра по орбітах (рис.1).

Круговий струм створює магнітний момент ( $A \cdot m^2$ ) обумовлений формулою:  $\mathbf{m} = \mathbf{i} \cdot \mathbf{S}$ ,

де  $S$  - площа яка обтікається струмом.

Крім того електрон обертається навколо своєї осі. Ця властивість називається **спіном електрона**. Спін електрона, еквівалентний круговому струму, обумовлює спіновий магнітний момент.

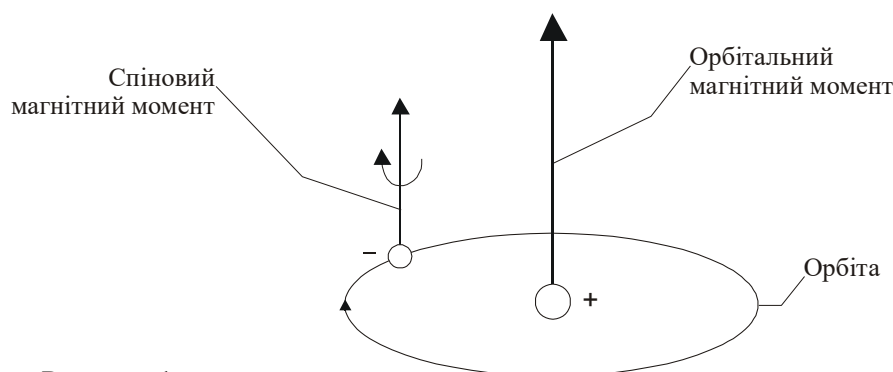


Рисунок 1

**Діамагнітний ефект** є результатом впливу зовнішнього магнітного поля на молекулярні струми і виявляється в тім, що виникає магнітний момент спрямований убік, зворотному зовнішньому полю,  $\vec{I} \rightarrow \leftarrow \vec{H}$ ,  $\mu < 1$ . Отже діамагнітна сприйнятливість негативна і дуже мала ( $K_M \approx -10^{-5}$ ).

Діамагнетизм існує у всіх речовинах незалежно від структури їхніх атомів і видів зв'язку. У чистому вигляді діамагнетизм виявляється тільки в тих речовинах (діамагнетиках) у яких має місце повна взаємна компенсація як орбітальних, так і спінових магнітних моментів.

### Парамагнетизм.

При дії зовнішнього поля на парамагнетики, виникають сили, що орієнтують магнітні моменти атомів, у результаті в парамагнетиків загальна намагніченість збігається з напрямком зовнішнього поля.

Магнітна сприйнятливість ( $K_M$ ) позитивна, тому  $\mu > 1$ . Парамагнетиками є **магній, алюміній, хром, марганець і ін.**

$$\vec{I} \rightarrow \quad \vec{H} \rightarrow \quad \mu > 1, K_M > 0.$$

Для більшості парамагнетиків  $K_M$  сильно залежить від температури.

Ферромагнетики -це сильномагнітні речовини, у яких відносна магнітна проникність  $\mu \gg 1$  може досягати десятків і навіть сотень тисяч. Такими властивостями володіють: **залізо, нікель, кобальт їхні з'єднання і сплави.**

Кристали феромагнітних речовин складаються з окремих намагнічених областей названих **доменами** з розмірами  $10^{-2} \div 10^{-3}$  см. У кожному домені магнітні поля атомів розташовані у визначеному порядку, тобто мають однакові напрямки.

У не намагніченому тілі, магнітні поля доменів мають різні напрямки (рис. 2а).

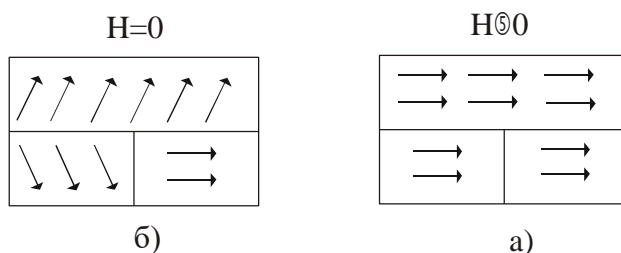


Рисунок 2

При сильному зовнішнім магнітному полі, магнітні поля всіх доменів приймають однаковий напрямок (рис. 2б).

Чим сильніше зовнішнє поле, тим більше строгий напрямок мають магнітні поля доменів і збільшується намагніченість.

Подальше збільшення намагніченості стає неможливим. Такий стан феромагнітного тіла називається **магнітним насиченням**. Магнітна

сприйнятливість  $K_M$  ферромагнетиків, має дуже велике позитивне значення і істотно залежить від напруженості магнітного поля і температури.

**Антиферромагнітний ефект**, характеризується наявністю антиферромагнітного атомного порядку, який полягає в тім, що у відсутності зовнішнього магнітного поля, магнітні моменти однакових сусідніх атомів у наслідок взаємодії, орієнтовані антипаралельно, так що результуючі магнітні моменти дорівнюють нулю.

При впливі зовнішнього поля магнітні моменти прагнуть установитись уздовж його ( $K_M > 0$ ).

До антиферромагнетиків відносяться **окисли, хлориди, фториди, сульфід** та ін.

**Феррімагнітні матеріали** – феррити, складаються з **окислів металів** які часто називають неметалічними ферромагнетиками ( $Fe_2O_3$ ).

При температурі яку називають точкою Кюрі  $\Theta$ , енергія теплового руху стає достатньою для того, щоб речовина утратила ферромагнітні властивості, перетворюючись у парамагнетик.

До неметалічних ферромагнетиків також відносяться:

$Ni \cdot Fe_2O_3$  - нікелевий;

$Mn \cdot Fe_2O_3$  - марганцевий;

$Zn \cdot Fe_2O_3$  - цинковий.

## 2. Криві намагнічування ферромагнетиків

Основною характеристикою магнітного матеріалу є **крива намагнічування**, під якою розуміють залежність магнітної індукції  $B$  від напруженості магнітного поля  $H$  (рис. 3). Криву  $B(H)$  можна умовно розбити на чотири області.

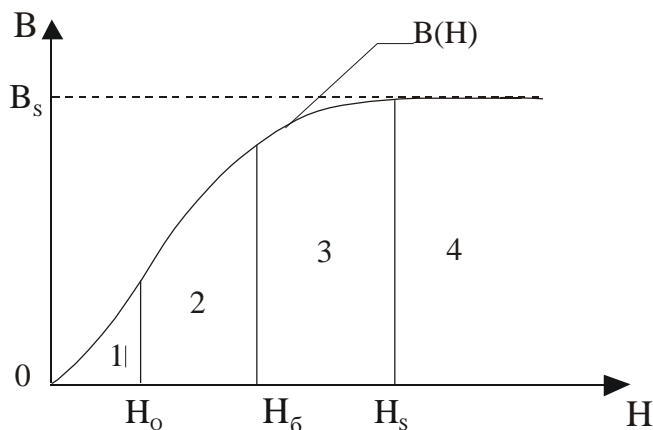


Рисунок 3 -Крива намагнічування ферромагнетиків

В області початкового намагнічування 1, що відповідає слабким магнітним полям, магнітна проникність постійна  $\mu = \text{const}$ ,  $B = \mu_0 \cdot \mu \cdot H$ .

Область найбільших проникливостей 2, характеризується швидким зростанням намагніченості, крива крута піднімається, росте обсяг доменів, вектор магнітних моментів складає невеликий кут з напрямком напруженості зовнішнього магнітного поля.

Область наближення до насичення 3, характеризується поворотом магнітних моментів практично всіх доменів у напрямку напруженості поля.

Напруженість  $H_s$  при якій настає насичення, називають **напруженістю поля насичення**.

В області 4 орієнтування векторів намагніченості областей у напрямку напруженості зовнішнього поля закінчена.

**Процеси** намагнічування можуть бути **оберненими і необерненими**. У першому випадку невелика доля енергії, що приймає участь у процесі намагнічування, розсіюється у вигляді тепла, і після відновлення вихідного значення напруженості зовнішнього магнітного поля, намагніченість приймає первісні значення.

При **необернених** процесах намагнічування, велика частина тепла розсіюється у вигляді тепла, і після відновлення вихідного стану  $H$ , намагніченість ферромагнетика не повертається до первісного значення. Тому для відновлення вихідного магнітного стану, необхідно затратити додаткову енергію.

### 3. Основні статичні параметри сердечників

–  $B_r$  – залишкова магнітна індукція в раніше намагніченому до насичення зразку при напруженості  $H = 0$ ;

–  $H_c$  – коерциативна сила, це напруженість магнітного поля  $H$ , необхідна для доведення до нуля ( $B$ ) у зразку, раніше намагніченому до насичення;

–  $\mu$  – магнітна проникність показує здатність матеріалу намагнічуватися в магнітних полях тієї або іншої величини;

Для статичних характеристик магнітного матеріалу, частіше використовують магнітну проникність  $\mu_a$ , яку називають **абсолютною** –

$$\mu_a = \frac{B}{H} ;$$

– відносна –  $\mu = \frac{B}{\mu_0 H}$  ; диференційна –  $\mu_d = \frac{dB}{\mu_0 dH}$  ;

– імпульсна проникність –  $\mu_u = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H_u}$  ;

– початкова проникність –  $\mu_{нач} = \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{\mu_0 H} = tg \alpha_{нач}$  ;

$$- \text{максимальна проникність} - \mu_{\max} = \frac{B\mu_{\max}}{\mu_0 H\mu_{\max}} = \operatorname{tg}\alpha_{\max}$$

#### 4. Магнітні матеріали

**Магнітними матеріалами** називаються матеріали, які застосовуються у техніці з урахуванням їх магнітних властивостей.

Магнітні матеріали можна умовно розділити на **магнітотверді** ( $H_c \approx 800 \text{кА/м}$ ) і **магнітом'які** ( $H_c \approx 0,4 \text{А/м}$ ), що відрізняються один від другого у  $2 \cdot 10^6$  разів.

**Магнітотверді** матеріали використовують для виготовлення постійних магнітів. Вони мають широкую петлю гистерезиса з великою коерциативною силою  $H_c$ .

**Магнітом'які** матеріали – для виготовлення елементів електромагнітної техніки.

Магнітом'які можна розділити на **4 групи**:

- **технічно чисте залізо** (низькоуглеродиста електротехнічна сталь). Воно дешеве добре штампується й обробляється на верстатах, має високі магнітні властивостями у постійних полях.

**Основний недолік:** мале значення питомого електричного опору. У перемінних полях залізо застосовувати не доцільно у зв'язку з великими втратами на вихрові струми.

- **електротехнічні сталі** являють собою твердий розчин кремнію в залізі. У них велике значення питомого електричного опору і високі магнітні властивості.

**Основний недолік:** підвищена твердість і крихкість, а також знижені в порівнянні з залізом значення індукції насичення  $B_s$ .

Електротехнічні сталі у порівнянні з іншими магнітними матеріалами знаходять найвище застосування для виготовлення магнітопроводів електричних машин, трансформаторів, дроселів і ін. пристроїв, розрахованих на роботу при частоті до 400-500Гц, іноді у постійних полях і при підвищених частотах (до 10кГц).

Електричні сталі випускаються відповідно до двох стандартів:

- ГОСТ 802-58 “Сталь електротехнічна тонколистова”;  
 - ГОСТ 9925-61 “Стрічка холоднокатана рулонна з електротехнічної сталі”.

Марка цієї сталі складається з букви “Э” і наступних за нею цифр:

- **перша цифра** - ступінь лігирования сталі кремнієм (1-слаболігирована, 2-средньолігирована, 3-підвищеного лігирования, 4-высоколігирована ).

За рахунок кремнію збільшується електричний опір матеріалу, отже, зменшуються втрати на вихрові струми, знижується коерциативна сила і підвищується магнітна проникність.

- **друга цифра 1-8** - означає властивості сталі за певних умов експлуатації (магнітне поле і частота).

Після другої цифри може стояти нуль (текстуїрована сталь) або два нулі (малотекстуїрована сталь).

**Пермалої** -це сплави заліза з нікелем, або заліза з кобальтом і нікелем, звичайно лігировані молібденом, хромом та ін. елементами.

**Основні переваги пермалоїв** дуже високі значення магнітної проникності у слабких полях і малій величині коерцитивної сили.

**Недоліки** - чутливість до механічних ушкоджень, знижене значення індукції насичення і висока вартість.

Пермалої застосовують для виготовлення магнітних елементів радіотехнічних пристроїв, що працюють у слабких постійних і змінних полях з частотою до декількох десятків кГц, а для тонкого прокату і до більш високих частот.

Відповідно до ГОСТ 10160-62 “Сплави жлізонікелеві з високою магнітною проникністю”, існують 9 марок сплавів, розділених на 4 групи:

- 45Н, 50Н;
- 50НП, 65НП, 34НКМП;
- 50НХС;
- 79НМ, 80НХМ, 76НХД

Сплави виготовляються у виді холоднокатаних стрічок товщиною 0,02-2,5мм, горячекатаних листів, горячекатаних і кованих прутків.

Ширина стрічки складає 30-100мм -для самих тонких і 100-250мм -для самих товстих.

## 5. Характеристика сплавів.

Наприклад: Сплав 45Н володіє підвищеною магнітною проникністю і високим значенням індукції насичення (до 1,5Т).

**Сплав 50Н** має ще більш підвищені магнітні властивості і велику вартість.

**Сплав 50НХС** має високий питомий електричний опір, рекомендується для сердечників імпульсних трансформаторів і апаратури зв'язку і таке інше.

**Магнітом'які феррити** являють собою твердий розчин ферромагнітного і неферромагнітного ферритів. Найбільше застосування мають марганеццинкові (низькочастотні) і нікелеві (високочастотні) феррити.

Питомий опір ферритів у  $10^6$ - $10^{13}$  разів більше питомого опору металевих матеріалів, а втрати на вихрові струми відповідно менші. Це дозволяє

використовувати феррити при виготовленні виробів призначених для роботи в областях звукових і радіочастот.

**До недоліків** ферритів варто віднести низькі значення індукції насичення, порівняно малі величини магнітної проникності, велику залежність магнітних властивостей від температури, значні крихкість і твердість.

Застосування магнітом'яких ферритів для одержання виробів розрахованих на роботу у постійних полях або при промисловій частоті, не доцільно.

## **6. Характеристика основних магнітних величин**

**Магнітне поле** як і електричне поле, є одним з видів матерії. Воно виникає при русі заряджених часток речовини і навколо провідників зі струмом. Магнітне поле має **енергію**, що називається **енергією магнітного поля**.

Провідник зі струмом поміщений у магнітне поле випробовує дію останнього. Під дією сил магнітного поля провідник зі струмом може переміщатися. Таким чином струм у проводі і магнітне поле довкола нього нерозривно зв'язані явища.

### **Магнітна індукція.**

Інтенсивність магнітного поля у кожній його точці, характеризується магнітною індукцією (В). Магнітна індукція в якій-небудь точці поля навколо проводу зі струмом залежить від величини струму, форми проводу, відстані точки від проводу, від властивостей середовища в якій створюється магнітне поле.

На підставі досвідченого закону Био і Сова-Лапласа, всякий елемент проводу довжиною  $dl$  зі струмом  $I$ , створює у точці А на відстані  $r$  від елемента магнітне поле, індукція якого

$$dB = \frac{\mu_a}{4\pi} \cdot \frac{I \cdot dl \cdot \sin \alpha}{r^2}.$$

Таким чином, індукція  $dB$  прямо пропорційна довжині елемента  $dl$ , величині струму  $I$ , і синусу кута  $\alpha$  між напрямком струму і радіусом вектора, що з'єднує даний елемент із точкою поля, і зворотно - пропорційна квадрату довжини радіуса (рис. 1).

$\mu_a$  - абсолютна магнітна проникність середовища, враховує вплив навколишнього середовища на величину магнітної індукції.

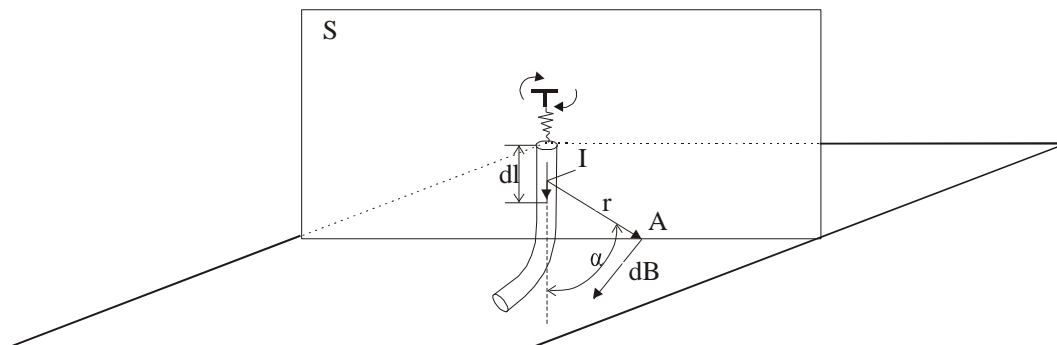


Рисунок 1.

Вектор  $dB$  спрямований перпендикулярно площині  $S$ , у якій розташований радіус вектора  $r$  і елемент  $dl$  (за правилом буравчика).

Якщо змінити напрямок струму у проводі, то зміниться напрямок вектора  $dB$ . Оскільки провід зі струмом має різну форму, то вектор магнітної індукції у будь-якій точці поля дорівнює геометричній сумі елементарних векторів  $dB$ , створених у цій точці струмом  $B = \oint dB$ .

### Магнітна проникність.

Вона залежить від властивостей середовища в якій створюється магнітне поле. Для того щоб отримати уяву про магнітні властивості середовища, потрібно порівняти магнітне поле навколо проводу зі струмом у даному середовищі з магнітним полем навколо того ж проводу, який знаходиться у вакуумі.

Матеріали або середовища, у яких поле сильніше чим у вакуумі, називаються парамагнітними, а слабші – діамагнітними.

Абсолютна магнітна проникність вакууму називається магнітною постійною  $\mu_0$ .

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{сек/м}$$

Одиницю ( Ом·сек ) називають **генрі** ( одиниця індукції Гн ).

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \approx 125 \cdot 10^{-8} \text{ Гн/м}$$

Відношення абсолютної магнітної проникності якої-небудь речовини до магнітної постійної, називається магнітною проникністю речовини  $\mu$ .

$$\mu = \frac{\mu_a}{\mu_0}$$

Для діамагнітних речовин  $\mu < 1$ , для парамагнітних  $\mu > 1$ . До діамагнітних речовин відносяться, наприклад, мідь, у якої  $\mu = 0,999995$ , до парамагнітних, наприклад, повітря, у якого  $\mu = 1,0000031$ .

Для розрахунків, магнітна проникність діамагнетичних і парамагнетичних тіл, дорівнює 1.

Для феромагнітних матеріалів, магнітна проникність досягає десятків тисяч.



## Магнітний потік

Магнітний потік ( $\Phi$ ) через площадку, перпендикулярну вектору магнітної індукції, в однорідному полі дорівнює добутку  $\Phi = B \cdot S$ .

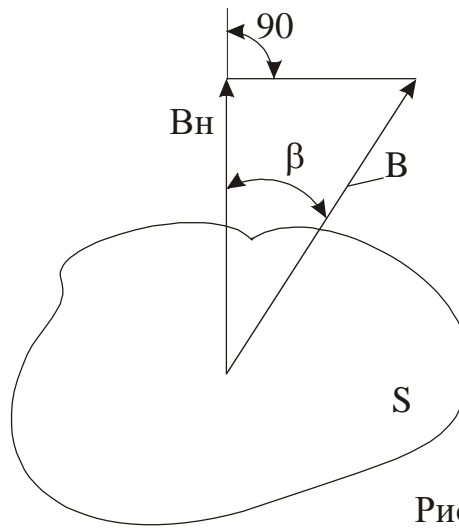


Рисунок 2.

У системі СИ магнітний потік  $\Phi$  позначається (Вб).

$$[\Phi] = [B \cdot S] = \frac{B \cdot \text{сек}}{m^2} \cdot m^2 = B \cdot \text{сек} = \text{Вб}.$$

Якщо вектор магнітної індукції утворює з нормаллю площі кут  $\beta$ , то для визначення потоку необхідно знайти складову вектора магнітної індукції  $B_n$  нормальну до поверхні площадки  $B_n = B \cdot \cos \beta$ , тоді  $\Phi = B_n \cdot S$ .

Для неоднорідного поля  $d\Phi = B_n \cdot dS$ , а потік через площадку  $S$  кінцевих розмірів  $\Phi = \int_S B_n \cdot dS$ .

## Напруженість магнітного поля.

Напруженість магнітного поля  $H$  в однорідному середовищі не залежить від магнітних властивостей речовини, у якій створюється поле, але враховує вплив величини струму і форми провідників на інтенсивність магнітного поля в даній точці.

Магнітна індукція  $B$  и  $H$  зв'язані між собою співвідношенням:

$$B = \mu_a \cdot H = \mu \cdot \mu_a \cdot H.$$

$$[H] = \left[ \frac{B}{\mu_a} \right] = \frac{B \cdot \text{сек}}{m^2 \cdot \text{Ом} \cdot c} \cdot m = \frac{A}{M}.$$

Напруженість полючи  $H$ , як і  $B$  – векторна величина  $dH = \frac{I \cdot dl \cdot \sin \alpha}{4\pi \cdot r^2}$ .

### Магнітна напруга.

При розрахунку магнітного поля застосовується поняття магнітної напруги ( $U_m$ ).

Якщо напруженість магнітного поля однакова у всіх точках даної магнітної лінії, то **магнітна напруга** між двома точками цієї магнітної лінії, дорівнює добутку  $U_m = H \cdot l$ , де  $l$  – ділянка магнітної лінії.

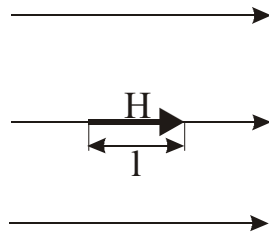


Рисунок 3.

Для неоднорідного магнітного поля (рис. 3).

$$U_m = \int_l H_l \cdot dl, \quad [U_m] = [H_l] = \frac{A}{M} \cdot M = A.$$

Магнітна напруга, обчислена по замкнутому контуру, називається силою, що намагнічує, (н.с.) або магніторушійною силою (м.р.с.) позначається ( $F$ ).

$$F = \oint H_l dl, \quad F = I\omega [A], \text{ де } \omega - \text{кількість витків котушки.}$$

**Індуктивність.**  $L = \Psi / I [Гн]$ , де  $\Psi = \Phi \cdot \omega$  - потікосцеплення контура, по якому тече струм.

### Основні фізичні закони, які використовуються для розрахунку магнітних ланцюгів

**1. Закон електромагнітної індукції**, відповідно до якого при всякій зміні магнітного потоку  $\Phi$  сердечника в його обмотці індукується е.д.с.  $e$ , величина якої прямопропорційна швидкості зміни магнітного потоку і числу витків обмотки.

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt}.$$

### 2. Закон повного струму.

Якщо на сердечнику мається кілька обмоток зі струмами (рис. 4) то результуюча напруженість поля:

$$H = \frac{1}{l} (i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2 + \dots + i_n \omega_n).$$

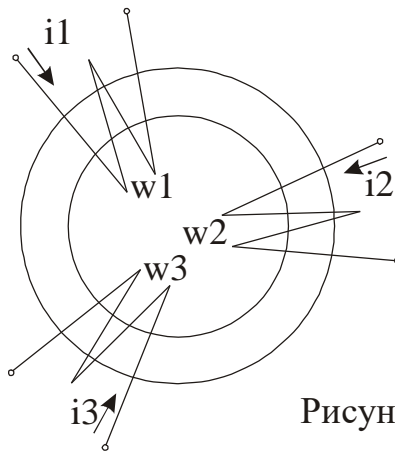


Рисунок 4.

### 3. Закони Кіргофа для магнітного ланцюга

- **Перший закон** – заснований на принципі неперервності – алгебраїчна сума магнітних потоків у будь-якому вузлі магнітного ланцюга, дорівнює нулю.

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n = \sum_{i=0}^n \Phi_i = 0$$

- **Другий закон:** алгебраїчна сума сил, що намагнічують, у замкнутому контурі магнітного ланцюга дорівнює алгебраїчній сумі падінь магнітної напруги в тім же контурі.

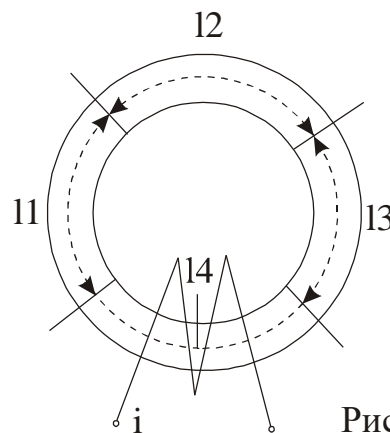


Рисунок 5.

$$\sum_{K=1}^U F_K = \sum_{K=1}^U U_{MK} = \sum_{K=1}^U H_K \cdot l_K,$$

де  $U_{MK} = H_K \cdot l_K$  – магнітна напруга для кожної ділянки кільцевого сердечника;  $l_K$  – довжина середньої магнітної лінії.

### 4. Закон Ома для магнітного ланцюга.

Магнітний потік відрізняється властивістю неперервності і приймає однакові значення для всіх ділянок магнітного ланцюга.

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_3 = \dots = \Phi_K = \Phi.$$

Для будь-якої k-ї ділянки магнітного ланцюга, можна записати магнітний аналог спаду напруги:

$$F_K = H_K \cdot l_K = \frac{B_K \cdot l_K}{\mu_0 \cdot \mu_K} = \frac{\Phi_K \cdot l_K}{\mu_0 \cdot \mu_K \cdot S},$$

тут  $\frac{l_K}{\mu_0 \cdot \mu_K \cdot S} = R_{MK}$  - аналог магнітного опору,  $F = I\omega$  і  $R_M = \sum_{K=1}^U R_{MK}$ .

Тоді запишемо.

$$\Phi = \frac{F}{R_{M1} + R_{M2} + \dots + R_{Mn}} = \frac{I\omega}{\frac{l_1}{\mu_0 \cdot \mu_1 \cdot S_1} + \dots + \frac{l_n}{\mu_0 \cdot \mu_n \cdot S_n}} \quad [B\sigma]$$

## Лекція 2.1 Трансформатори

Трансформатор являє собою апарат, що передає енергію з одного ланцюга в інший шляхом магнітної індукції. Найпростіший трансформатор складається з 2-х обмоток, намотаних на магнітопровід. Первинна обмотка підмикається до джерела напруги, а вторинна до навантаження (рис.1).

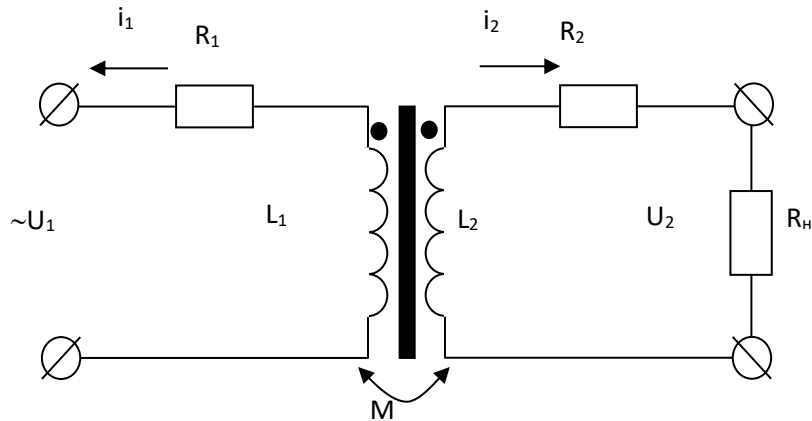


Рисунок 1 – Схема однофазного трансформатора

Під дією напруги  $U_1$  в первинній обмотці, виникає струм  $i_1$  і в осерді збуджується змінюючий магнітний потік. Цей потік індукує ЕРС:  $e_1, e_2$  в обмотках трансформатора.

При замиканні вторинного ланцюга, виникає струм  $i_2$ , який утворює власний магнітний потік в сердечнику, що накладається на магнітний потік в первинній обмотці.

В результаті створюється загальний магнітний потік сердечника  $\Phi$ , зчеплений з витками обох обмоток трансформатора. Відношення величин напруг  $U_1 / U_2$  і струмів  $i_1 / i_2$  визначається відношенням чисел витків первинної і вторинної обмоток.

Величина  $K_{12} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{i_1}{i_2} = \frac{U_1}{U_2}$  - називається коефіцієнтом трансформації.

Крім основного (робочого) потоку  $\Phi$  в осерді, струми обмоток створюють у навколишньому просторі магнітне поле розсіювання (рис.2).

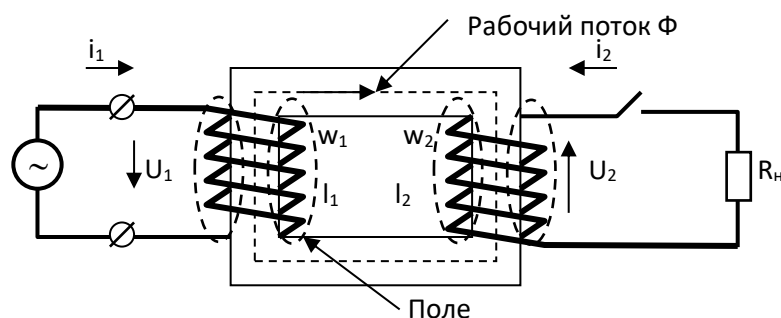


Рисунок 2 – Принцип дії трансформатора

Трансформатори є найважливішими елементами силових електричних мереж. Для збільшення пропускної спроможності лінією передачі і зменшення втрат потужності в проводах, зазвичай підвищують напругу, при якій передається електроенергія. На лініях передачі номінальна напруга досягає 500кВ і більше.

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{1x} - i_2 \frac{w_1}{w_2}; \\ i'_2 &= -i_2 \frac{w_1}{w_2}; \\ i_1 &= i_{1x} + i'_2. \end{aligned} \tag{1.1}$$

Відповідно до рівняння (1.1) струм  $i_1$  при навантаженні має дві складові:  $i_{1x}$  та  $i'_2$ .

Складова  $i_{1x}$  створюється  $\Phi$  сердечника, складова  $i'_2$  компенсацією впливу на потік сердечника н.с. вторинної обмотки. Тому потік в осерді при будь-якому навантаженні зберігається таким же як і при холостому ході.

Струм  $i_{1x}$  буде тим менше, чим ближче гілки циклу переміщення до осі В.

$$\left| \frac{i_2}{i_1} \right| = \frac{w_1}{w_2} = K_{12}. \tag{1.2}$$

З рівняння (1.2) випливає, що миттєве значення струмів  $i_1$  і  $i_2$  відрізняються постійним множником  $K_{12}$ .

### **Рівняння електричного і магнітного станів реального трансформатора.**

$$U_1 = -e_1 - L_{1\delta} \frac{d i_1}{dt} + r_1 i_1;$$

$$U_2 = e_2 - L_{2\delta} \frac{d i_2}{dt} + r_2 i_2.$$

$U_1 \approx -e_1$  при цьому скорочується рівняння намагнічують сил, для ідеального трансформатора.

$$w_1 i_{1x} = w_1 i_1 + w_2 i_2;$$

Потік в осерді при навантаженні відрізняється від потоку холостого ходу лише на кілька відсотків.

Магнітні лінії зчеплення тільки з витками первинної або вторинної обмотки, представляють поле розсіювання. Для зменшення цього поля обидві обмотки трансформатора розміщені на одному стержні магнітопроводу.

Напруга  $U_1$  врівноважується ЕРС  $e_1$  робочого потоку  $\Phi$ , ЕРС  $e_{1\sigma}$  від потоку зчеплення розсіювання, а також падінням напруги на активному опорі  $r_1$  обмотки:

$$U_1 = -e_1 - e_{1\sigma} + r_1 i_1, \text{ замінемо у цьому рівнянні } e_{1\sigma} = -L_{1\sigma} \frac{d i_1}{dt},$$

$$\text{тоді } U_1 = -e_1 - L_{1\sigma} \frac{d i_1}{dt} + r_1 i_1;$$

$$\text{Напруга } U_2 \text{ при навантаженні } U_2 = e_2 - L_{2\sigma} \frac{d i_2}{dt} + r_2 i_2.$$

Трансформатори проектують таким чином, щоб потокозчеплення розсіювання були в десятки разів менше робочого потоку зчеплення. Падіння напруги  $r_1 i_1$  і  $r_2 i_2$  обмоток також невеликі. У цих умовах прикладена до первинної обмотки напруга урівноважується ЕРС  $e_1$ . Тобто :  $U_1 \approx -e_1$

При цьому зберігається рівняння намагнічуючих сил, отримане для ідеалізованого трансформатора:

$$w_1 i_{1x} = w_1 i_1 + w_2 i_2;$$

Робочий потік в осерді при номінальному навантаженні відрізняється від потоку холостого ходу лише у кілька відсотків.

При складанні схеми заміщення виключається магнітний зв'язок між обмотками трансформатора, причому всі елементи ланцюга приводяться до напруги первинної обмотки.

В Г-подібній схемі заміщення трансформатора, індуктивність розсіювання і активні опори обмоток об'єднуються (рис. 3).

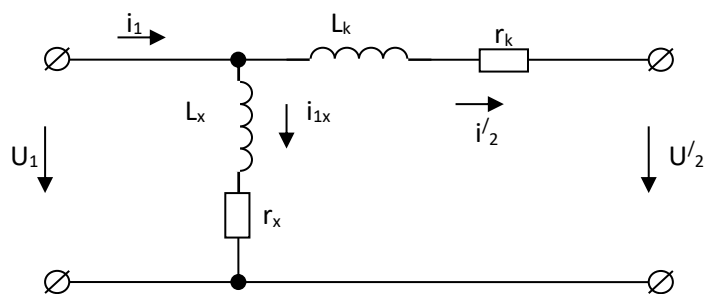


Рисунок 3 – Схема заміщення трансформатора для режиму холостого ходу

$$r_k = r_1 + r'_2; \quad L_k = L_{1\sigma} + L_{2\sigma}.$$

Струмом холостого ходу  $i_{1x}$  можна знехтувати. Тоді  $i_1 \approx i'_2$ . Параметри схеми заміщення (рис.3), можуть бути визначені за даними дослідів холостого ходу і короткого замикання трансформатора.

### Дослідження холостого ходу трансформатора

Для зменшення струму і втрат холостого ходу силових трансформаторів, замість звичайної електротехнічної сталі Э4, застосовують холоднокатану сталь Э320, а в трансформаторах малої потужності - пермаллой 50Н.

За даними випробування холостого ходу, можна знайти параметри  $x_x$  і  $r_x$  Г-подібної схеми заміщення трансформатора.

При відсутності навантаження  $I'_2 = 0 = 0$ , вхідний опір цієї схеми:

$$Z_x = \frac{U_1}{I_{1x}};$$

Активний опір гілки зі струмом  $I_{1x}$ :

$$r_x = \frac{P_x}{I_{1x}^2},$$

де  $P_x$  – потужність втрат холостого ходу.

Реактивний опір дорівнює:  $x_x = \sqrt{Z_x^2 - r_x^2} \approx Z_x$ .

Опір схеми заміщення визначають при номінальній напрузі на первинній обмотці трансформатора.

При виготовленні трансформатора дослід холостого ходу використовують як елемент технічного контролю.

За величиною струму і потужності втрат, можна судити про якість матеріалу, використаного для сердечника, про правильність вибору перетину сердечника і числа витків первинної обмотки. Вимірюючи напругу  $U_{2x}$  на розімкнутій вторинній обмотці, можна перевірити число її витків:

$$\frac{U_{2x}}{U_1} = \frac{w_2}{w_1}.$$

### Дослід короткого замикання

Проводиться при закороченій вторинній обмотці трансформатора (рис.4).

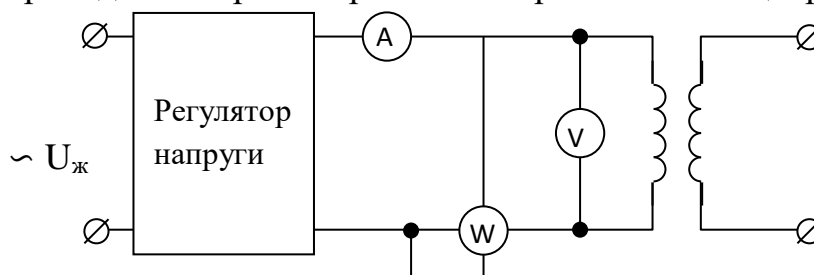


Рисунок 4 – Схема для дослідів короткого замикання



При такому випробуванні трансформатора, напругу знижують до величини, при якій струми в обмотках не перевищують номінальних величин.

При цьому фіксують потужність втрат напруги на первинній обмотці трансформатора  $P_k$  та напругу  $U_k$  при короткому замиканні:

$$U_k = \frac{U_{1k}}{U_m} \cdot 100\% \text{ - називають напругою короткого замикання.}$$

У трансформатора величина  $U_k$  становить 3-10% від номінальної напруги  $U_1$ .

У режимі короткого замикання, складова намагніченого струму  $I_{1k}$  первинної обмотки у сотні разів менша струмів  $I_1$  і  $I_2$ , т. як.  $U_k \ll U_H$  тому гілкою зі струмом  $i_{1x}$  (рис.5), можна знехтувати і прийняти  $I_1 = I_2$ .

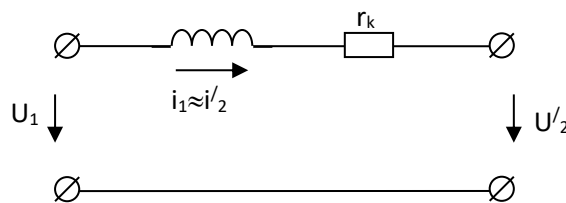


Рисунок 5 – Спрощена схема дослідження трансформатора

Втрати в досліді короткого замикання, визначаються практично тільки нагріванням обмоток, тому що напруга  $U_1$  і магнітний потік у сердечнику дуже малі.

Параметри схеми заміщення можуть бути визначені за формулами:

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1H}}; \quad r_k = \frac{P_k}{I_{1H}^2}; \quad x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2}.$$

Напруга короткого замикання пов'язана з опором  $Z_k$  співвідношенням:

$$U_k = \frac{Z_k I_{1H}}{U_{1H}} \cdot 100\% = \frac{Z_k S_H}{U_{1H}^2} \cdot 100\%;$$

Опір  $r_k$ , розрахований за даними випробування короткого замикання, зазвичай збільшують в 1-2 рази з урахуванням нагріву обмоток трансформатора при повному тривалому навантаженні.

Для визначення параметрів схеми заміщення  $r_k$ ,  $X_k$ ,  $Z_k$  за значеннями  $U_{k,a}$ ,  $U_{k,p}$  і  $U_k$ , корисно знати ще дві величини - активну і реактивну складові напруги короткого замикання:

$$U_{ka} = U_k \cdot \cos \varphi_k;$$

$$U_{kp} = U_k \cdot \sin \varphi_k,$$

де  $\varphi_k$  - кут зсуву фаз між струмом  $I_1$  та напругою  $\dot{U}_{1k}$ .

При раптовому короткому замиканні у вторинному ланцюзі, струми  $I_1$  і  $I_2$  різко зростають.

У перехідному процесі максимальне значення струму короткого замикання, яке отримало назву ударного струму  $I_{yd}$ , може бути значно більше струму в усталеному режимі:

$$I_{yd} = K_{yd} \cdot I_k (K_{yd} \leq 2);$$

Ударний струм становить серйозну небезпеку для трансформатора великої потужності: електромагнітні сили, в обмотках, можуть зрушити витки, зім'яти ізоляцію і викликати пошкодження обмоток.

При коротких замиканнях, коли струми зростають у десятки разів, механічні сили в обмотках можуть збільшитися у тисячі разів і більше. Тому котушки і витки обмоток міцно зміцнюються з тим, щоб не виникло їх деформацій при короткому замиканні.

Можливий випадок, коли у результаті пошкодження міжвиткової ізоляції, накоротко замикаються один або кілька витків обмотки. Це замикання небезпечне, так як струм у цих витках  $I_v$  майже у стільки разів більший струму при короткому замиканні на зажимах вторинної обмотки, у скільки разів повне число витків  $w_1$  первинної обмотки, більше числа пошкоджених витків  $w$ :

$$I_v \approx I_{1k} \frac{w_1}{w};$$

**Зміна напруги на зажимах вторинної обмотки трансформатора при навантаженні.**

При збільшенні струму навантаження трансформатора, напруга  $U_2$  на зажимах вторинної обмотки, зазвичай знижується.

Відхилення величини  $U_2$  від напруги х.х.  $U_{20}$  при  $U_1 = \text{const}$ , характеризується процентною зміною напруги:

$$\Delta U_2 = \frac{U_{2x} - U_2}{U_{2x}} \cdot 100\%.$$

Величину  $\Delta U_2$  можна отримати розрахунком за заданим навантаженням і паспортними даними трансформатора при постійній напрузі  $U_1$  на зажимах первинної обмотки:

$$\Delta U_2 = \beta (U_{ka} \cdot \cos \varphi_{2n} + U_{kp} \cdot \sin \varphi_{2n}),$$

де  $\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} \approx \frac{I_1}{I_{1n}}$  - коефіцієнт навантаження;

$\varphi_{2n}$  - фазовий зсув струму і напруги навантаження.

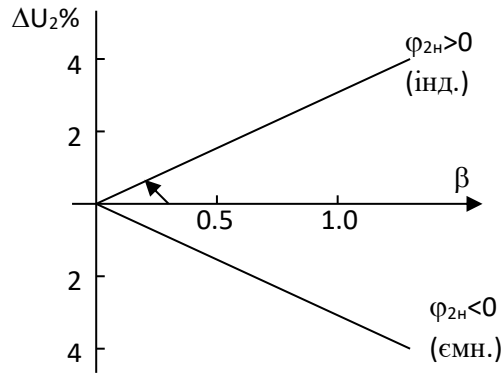


Рисунок 6 – Залежність зміни напруги від коефіцієнту навантаження при реактивному характері навантаження

### Зовнішня характеристика трансформатора

Зовнішня характеристика трансформатора, виражає залежність напруги  $U_2$  від струму навантаження  $U_2=f(\beta)$ , (рис.7).

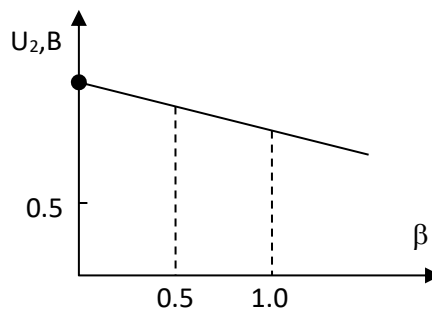


Рисунок 7 – Зовнішня характеристика трансформатора

Зміна вторинної напруги при повному навантаженні ( $\beta=1$ ), залежить тільки від активного опору обмоток, тобто від вибраного перерізу проводів, з якого вони виконані.

$$\Delta U_2 = r_k \frac{I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100\%.$$

Тому при проектуванні трансформатора, заздалегідь задаються величиною  $\Delta U_2$  і визначають допустиму щільність струму в обмотках.

## Лекція 3.1

### Втрати енергії та нагрівання трансформатора

Перетворення електричної енергії у трансформаторі супроводжується втратами на нагрівання і в обмотках.

Рівняння балансу активних потужностей при цьому має вигляд:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 = P_2 + p_{\varepsilon 1} + p_c + p_{\varepsilon 2} \quad (1.1)$$

Тут  $P_1$  - активна потужність первинної обмотки;

$P_2$  - активна потужність, передана з вторинної обмотки в навантаження;

$P_{\varepsilon 1}$  - потужність втрат в первинній обмотці;

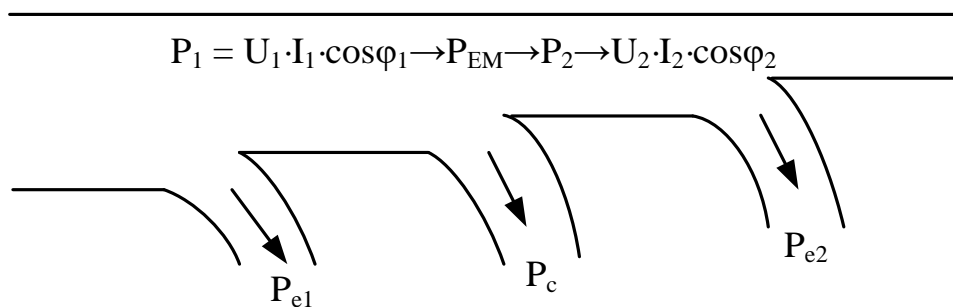
$P_c$  - потужність втрат в осерді на гістерезис і вихрові струми;

$P_{\varepsilon 2}$  - потужність втрат у вторинній обмотці.

Передача енергії з первинної обмотки у вторинну, відбувається за допомогою змінного магнітного поля в осерді. Інтенсивність передачі характеризується електромагнітної потужністю.

$$P_{\varepsilon m} = E_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (1.2)$$

Рівняння балансу потужності відповідає діаграма, зображена на рис. 1.



Розглядаючи обмотки і осердя як єдине тіло з загальною поверхнею, можна скласти рівняння теплового балансу:

$$P_c + P_{\varepsilon} = N \cdot K_T \cdot \tau \quad (1.3)$$

де  $P_c$  і  $P_{\varepsilon}$  - потужності втрат в сердечниках і обмотках;

$N$  - загальна поверхня охолодження;

$K_T$  - коефіцієнт тепловіддачі;

$\tau$  - температура перегріву, щодо навколишнього середовища.

Конструкція трансформатора повинна забезпечувати достатнє охолодження всіх його частин.

Для потужних трансформаторів природне охолодження стає недостатнім і сердечник з обмотками занурюють у бак, заповнений трансформаторним маслом.

### Коефіцієнт корисної дії трансформатора (ККД).

К.к.д. трансформатора ( $\eta$ ) визначається при активному навантаженні за формулою:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - p_c - p_\vartheta}{P_1} = 1 - \frac{p_c + p_\vartheta}{P_1} \quad (1.4)$$

К.к.д. трансформатора дуже високий (0,95 ÷ 0,995).

Визначення величини  $\eta$  рекомендується проводити розрахунковим шляхом, користуючись паспортними даними трансформатора, тобто за даними дослідів холостого ходу і короткого замикання.

Розглянемо кожен із складових потужності.

$$P_1 = P_2 + p_c + p_\vartheta .$$

Втрати у сталі при навантаженні дорівнюють втратам х.х.

$$P = P_x = const .$$

Втрати в обмотках  $P_c$  можна визначити за потужністю короткого замикання:

$$\text{При будь-якому навантаженні: } P_\vartheta = r_k \cdot I_1^2 = \frac{I_1^2}{I_{1H}^2} r_k \cdot I_{1H}^2 = \beta^2 \cdot P_k$$

Активна потужність навантаження:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_{2H} = \beta \cdot S_H \cdot \cos \varphi_{2H} .$$

Підставивши отримані співвідношення в існуючу формулу (1.4) отримаємо:

$$\eta = 1 - \frac{\beta^2 \cdot P_k + P_x}{\beta^2 \cdot S_H \cdot \cos \varphi_{2H} + \beta^2 P_k + P_x} . \quad (1.5)$$

Рівняння (1.5) визначає залежність ККД трансформатора від коефіцієнта завантаження  $\beta$  (рис. 2).

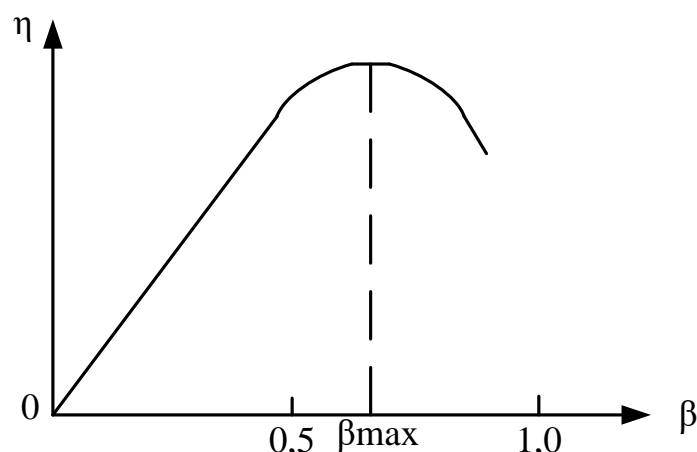


Рисунок 2 – Залежність ККД трансформатора від коефіцієнта завантаження

Функція  $\eta(\beta)$  має максимум при  $\beta = \sqrt{\frac{P_x}{P_k}}$ .

Трансформатори малої потужності, які працюють на постійне навантаження, розраховують так, щоб  $P_k = P_x$  і  $\beta_{\max} = 1$ .

Їх ККД дорівнює  $0,7 \div 0,9$  в залежності від номінальної потужності.

Силкові трансформатори мають змінне навантаження, яке становить  $0,5 \div 0,7 P_{2н}$ , тому їх розраховують за умови  $\beta_{\max} = 0,7$  і відношення  $P_x / P_k$  - має порядок  $0,5$ . К.к.д. цих трансформаторів великий, досягає  $0,9995$ . При великих потужностях ( $\cos\varphi_{2н} = 1$ ).

### **Зв'язок габаритних розмірів і експлуатаційних характеристик силового трансформатора з його номінальною потужністю.**

Номінальна потужність трансформатора дорівнює добутку напруги і струму, на які розрахована первинна обмотка.

$$S_n = U_{1н} \cdot I_{1н} \quad (1.6)$$

Трансформатори проектують так, що е.р.с.  $E$ , первинної обмотки, лише на кілька відсотків відрізняється від напруги  $U_{1н}$  (величина  $\Delta U_1$  зазвичай не перевищує 10%).

Тому можна прийняти, що:

$$S_n \approx E_1 \cdot I_{1n}. \quad (1.7)$$

Величина  $U_{1n} \approx E_1$  при заданій індукції  $B_m$ :

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \cdot \omega_1 \cdot K_c \cdot S_c \cdot B_m, \quad (1.8)$$

де  $K_c$  – коефіцієнт заповнення сердечника сталлю  $K_c \approx 0,95$ ;

$B_m = 1,4 \div 1,7$ Т – амплітуда магнітної індукції;

$\omega_1$  – кількість витків первинної обмотки;

$\omega = 2\pi \cdot f$  – частота;

$S_c$  – активна площа перетину сердечника.

Виразимо струм первинної обмотки через геометричні розміри і щільності струму  $j$  в проводах:

$$I_{1n} = j \cdot g_{\text{пр}}, \quad (1.9)$$

де  $g_{\text{пр}}$  - площа перетину дроту.

Її можна пов'язати з площею вікна сердечника  $S_o$ . Крім міді, у вікні повинно бути ще місце для ізоляції проводу, межслоєвої і міжобмоточної ізоляції, а також для каркаса обмоток. Таким чином:

$$g_{\text{пр}} = \frac{S_o \cdot k_o}{2 \cdot \omega_1}, \quad (1.10)$$

де  $k_o$ - коефіцієнт заповнення вікна сердечника, ( $K_o = 0,2 \div 0,3$ ).

Підставляючи (1.10) у вираз (1.9) отримаємо:

$$I_{1n} = \frac{j \cdot S_o \cdot k_o}{2 \cdot \omega_1}. \quad (1.11)$$

Підставляючи значення  $U_{1n}$  і  $I_{1n}$  з рівнянь (1.8) і (1.11) у рівняння (1.7), отримаємо:

$$S_n = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \omega \cdot j \cdot k_o \cdot k_c \cdot S_o \cdot S_c \cdot B_m. \quad (1.12)$$

Рівняння (1.12) визначає зв'язок габаритних розмірів трансформатора з його номінальною потужністю.

### Трифазні трансформатори

Трифазні трансформатори перетворюють електричну енергію в трьох-фазних мережах з одним співвідношенням лінійних напруг і струмів в

електричну енергію з іншим співвідношенням цих же величин при незмінній частоті.

У стрижневих 3х фазних трансформаторах з розташуванням трьох стрижнів в одній площині, замкнутах вгорі і внизу ярмамі, є дві трьох фазних обмоток вищої напруги (ВН) і низької напруги (НН), в кожену з яких входять по три фазні обмотки, або фази.

Трифазний трансформатор має шість незалежних фазних обмоток і 12 виводів (рис.1).

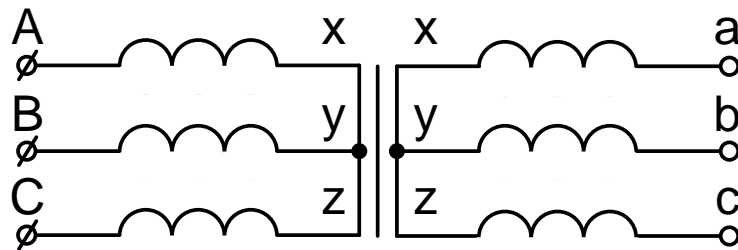


Рисунок 1 – Схема трифазного трансформатора

Коefіцієнти трансформації:

- фазний: 
$$K_{\phi} = \frac{U_{\phi \text{ ВН } x}}{U_{\phi \text{ НН } x}};$$

- лінійний: 
$$K_{л} = \frac{U_{л \text{ ВН } x}}{U_{л \text{ НН } x}}.$$

Якщо обмотки з'єднані за схемою  $\text{Y/Y}$ , або  $\Delta/\Delta$  то  $K_{л} = K_{\phi}$ .

Якщо  $\text{Y}/\Delta$  –  $K_{л} = \sqrt{3}K_{\phi}$ , якщо  $\Delta/\text{Y}$  –  $K_{\phi} = \sqrt{3}K_{л}$ .

Векторна діаграма 3х фазного трансформатора приведена на рис.2.

Фазні напруги:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= 220B; \\ \dot{U}_B &= 220 \cdot e^{-j120^\circ} = 220 \cdot \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) B; \\ \dot{U}_C &= 220 \cdot e^{j120^\circ} = 220 \cdot \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) B. \end{aligned}$$

Лінійні напруги:

$$\dot{U}_{AB} = 380 \cdot e^{j30^\circ} = 380 \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} \right) B; \quad \dot{U}_{BC} = 380 \cdot e^{-j90^\circ} = -j380 B;$$



$$\dot{U}_{CA} = 380 \cdot e^{j150^\circ} = 380 \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} \right) B.$$

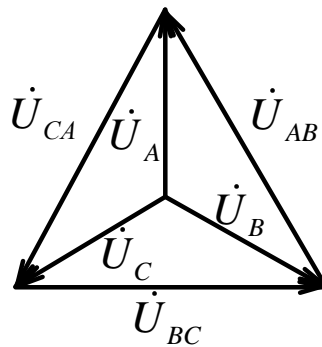


Рисунок 2 – Векторна діаграма трифазного трансформатора

Коефіцієнт потужності 3<sup>x</sup> фазного трансформатора:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}},$$

де  $P_1$  - активна потужність з боку первинної обмотки трансформатора;

$U_{\text{л}}$ ,  $I_{\text{л}}$  - середнє значення відповідно лінійних напруг  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$ ,  $\dot{U}_{CA}$  і лінійних струмів  $\dot{I}_A$ ,  $\dot{I}_B$ ,  $\dot{I}_C$  з первинної сторони трансформатора.

Розташування обмоток НН і ВН на стержневому трифазному трансформаторі показано на рис. 3.

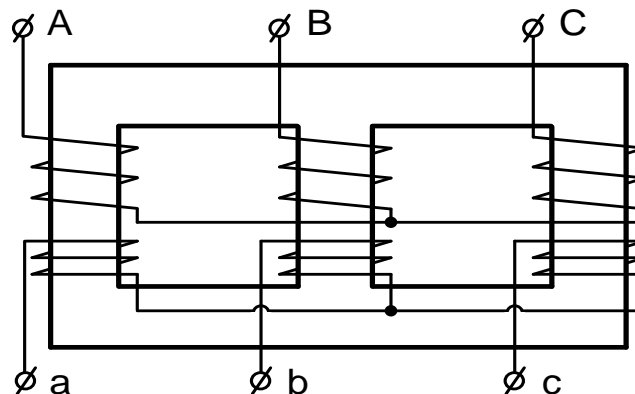


Рисунок 3 – Схема розташування обмоток на стержнях трансформатора

Коефіцієнт корисної дії трифазного трансформатора:

$$\eta = \frac{\beta \cdot S_n \cdot \cos \varphi_{2n}}{\beta \cdot S_n \cdot \cos \varphi_{2n} + P_x + \beta^2 \cdot P_k},$$

де  $S_n$  – номінальна потужність трансформатора;

$\cos \varphi_{2n}$  – коефіцієнт потужності приймачів;

$\beta$  - коефіцієнт навантаження трансформатора.

$P_x$  і  $P_k$  – потужності х.х. і к.з.

$\beta = I_2 / I_{2н}$  - коефіцієнт навантаження трансформатора,

де  $I_2$  і  $I_{2н}$  – дійсний і номінальний струми у вторинній обмотці трансформатора.

Номінальні струми первинної і вторинної обмоток трансформатора:

- струм первинної обмотки визначається з урахуванням к.к.д. трансформатора

$$I_{1н} = \frac{S_{номп}}{\sqrt{3}U_{1ф}},$$

де  $S_{номп} = S_n / \eta$  - потужність, яка споживається трансформатором із мережі;

- струм вторинної обмотки трансформатора визначається з виразу для визначення потужності трансформатора:

$$S_n = \sqrt{3}U_{2н}I_{2н}, \text{ отсюда } I_{2н} = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_{2н}}.$$

К.к.д. досягає максимального значення при  $\beta = \sqrt{P_{xx} / P_k}$ , де  $P_k$  - потужність короткого замикання трансформатора. Залежність  $\eta(\beta)$  показана на рис.4.

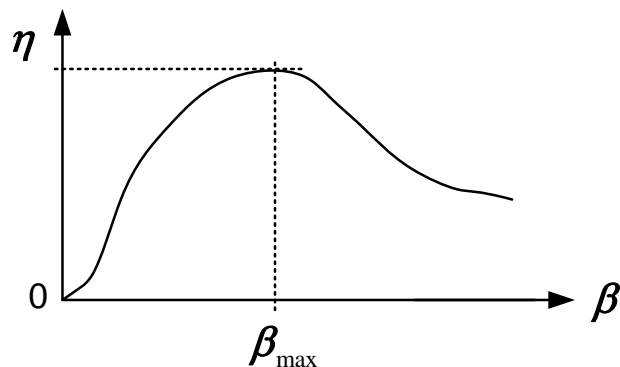


Рисунок 4 – Графік залежності к.к.д. від коефіцієнту навантаження

Коефіцієнт навантаження трансформатора можна визначити з співвідношення:

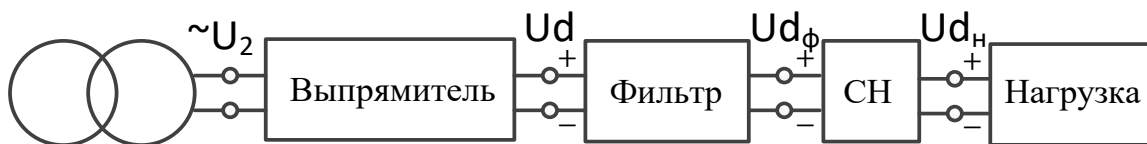
$$S_n = \frac{P_2}{S_n \cdot \cos \varphi_2},$$

тоді струми в обмотках при фактичному навантаженні дорівнюють:

$$I_1 = \beta_n \cdot I_{1н}, \quad I_2 = \beta_n \cdot I_{2н}.$$

## Лекція 4.1

### Малопотужні випрямлячі однофазного струму. Загальні відомості.



Випрямлячем називається пристрій, призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в постійний струм. Основними елементами випрямляча є трансформатор і вентиля, за допомогою яких забезпечується одностороннє протікання струму в ланцюзі навантаження, в результаті чого змінна напруга перетвориться в пульсуючу.

Залежно від числа фаз напруги, розрізняють схеми однофазного і трифазного живлення. Незалежно від потужності випрямлячів всі схеми ділять на однокатні і двокатні.

До **однокатних** відносять схеми, у яких по вторинних обмотках трансформатора струм протікає тільки **один раз за повний період**. В таких схемах, крім найпростішого однофазного однопівперіодного випрямляча (рис. 1а), обов'язково виводиться нульова точка трансформатора (рис. 1б).

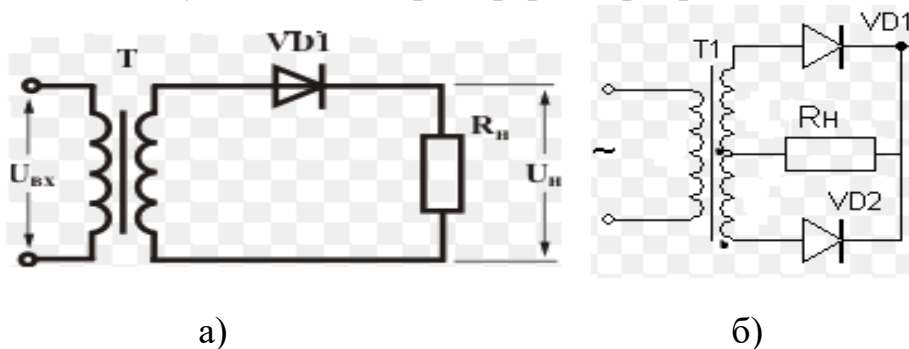


Рисунок 1- Схеми однокатних випрямлячів

До **однокатних** схемах відноситься також трифазна нульова схема випрямляча (рис. 2).

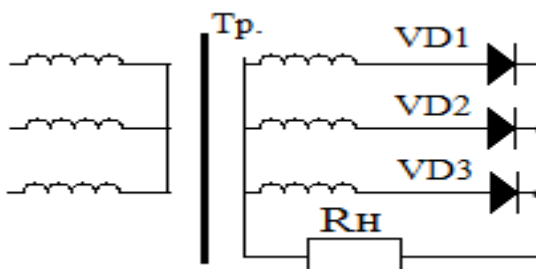


Рисунок 2

До **двохтактних відносять** схеми, у яких в кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за один період, до того ж у протилежних напрямках. Кратність пульсацій випрямленої напруги в таких схемах у два рази більше, ніж число фаз вторинної обмотки трансформатора. Ці схеми ще називають мостовими (рис. 3 а, б).

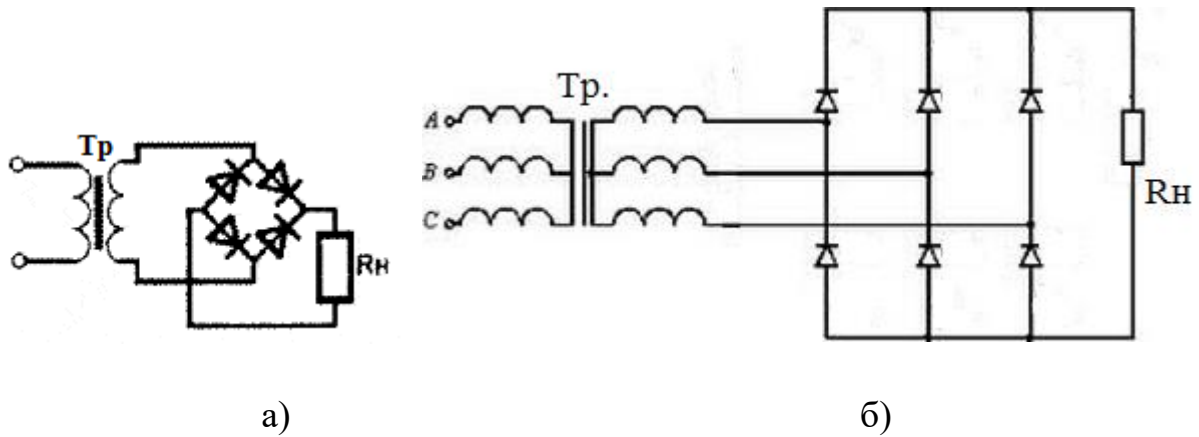


Рисунок 3 – Схеми двотактних випрямлячів

У **мостових схемах**, струм у вторинному ланцюзі завжди проходить послідовно по двом вентилям. Залежно від призначення, випрямлячі можуть бути керованими і некерованими. Вихідні параметри випрямлячів істотно залежать від характеру реакції навантаження. Розрізняють такі режими роботи випрямляча:

- робота на активне навантаження;
- робота на активно-індуктивне навантаження;
- робота на протидії - е.р.с;
- робота на активно-ємнісні навантаження;

Основними величинами, які характеризують експлуатаційні властивості випрямлячів, є:

- середнє значення випрямленої напруги і струму  $U_d, I_d$ ;
- коефіцієнт корисної дії  $\eta$ ;
- коефіцієнт потужності  $K$ ;
- зовнішня характеристика, представляє залежність напруги на виході від струму навантаження  $U_d = f(I_d)$ ;
- регулююча характеристика, представляє собою залежність випрямленої напруги від кута управління  $U_d = f(\alpha)$ ;

- коефіцієнт пульсацій  $K_n(1) = U_m(1) / U_d$ .

**Принцип випрямлення** ґрунтується на отриманні за допомогою діодної схеми з двополярної синусоїдальної кривої напруги  $U_2(\omega t)$ , однополярних полухвиль напруги. Напряга  $U_d(\omega t)$  характеризує криву випрямленої напруги випрямляча. Її постійна складова  $U_d$  визначає середнє значення випрямленої напруги.

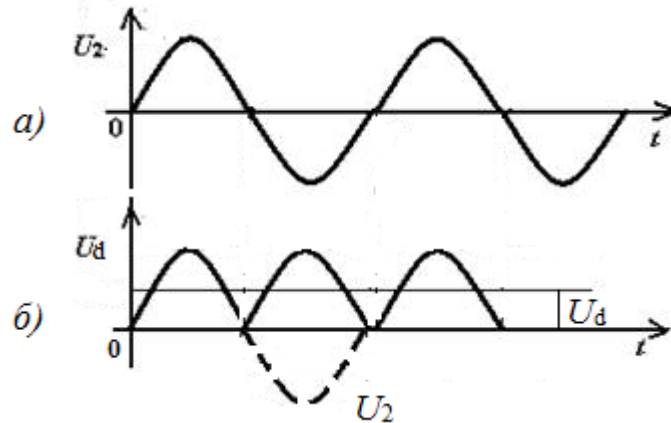


Рисунок 4

Як видно з рис. 4б, крива випрямленої напруги крім постійної складової містить змінну (пульсуючу) складову, яка визначається різницею напруг. Наявність змінної складової, явище небажане. Тому здійснюють фільтрацію  $U_d(\omega t)$  шляхом підключення до виходу випрямляча згладжуючих фільтрів (рис. 5).

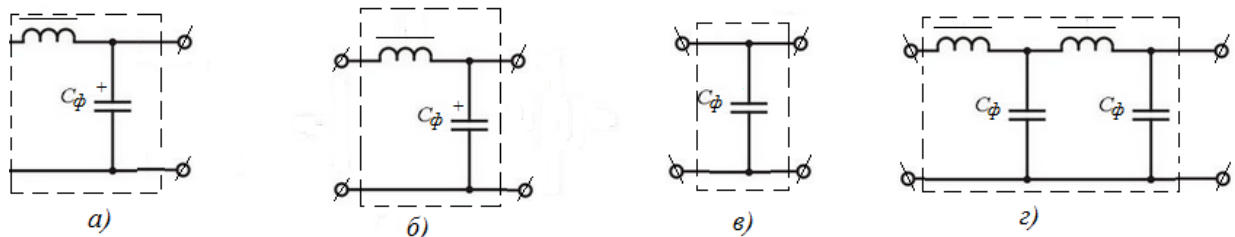


Рисунок 5

Між згладжуючим фільтром і навантаженням іноді підключають стабілізатор напруги, який забезпечує підтримку з необхідною точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

### Однопівперіодні випрямлячі змінного струму.

При включенні ідеального вентиля, послідовно з навантаженням  $R_H$  на синусоїдальну напругу  $U = U_m \cdot \sin\omega t$  (рис. 6) протягом позитивного напівперіоду ( $U > 0$ ), струм у ланцюзі визначається виразом:

$$i = \frac{U}{R_B} = \frac{U}{R_H} = \frac{U_m \cdot \sin\omega t}{R_H} = I_m \cdot \sin\omega t$$

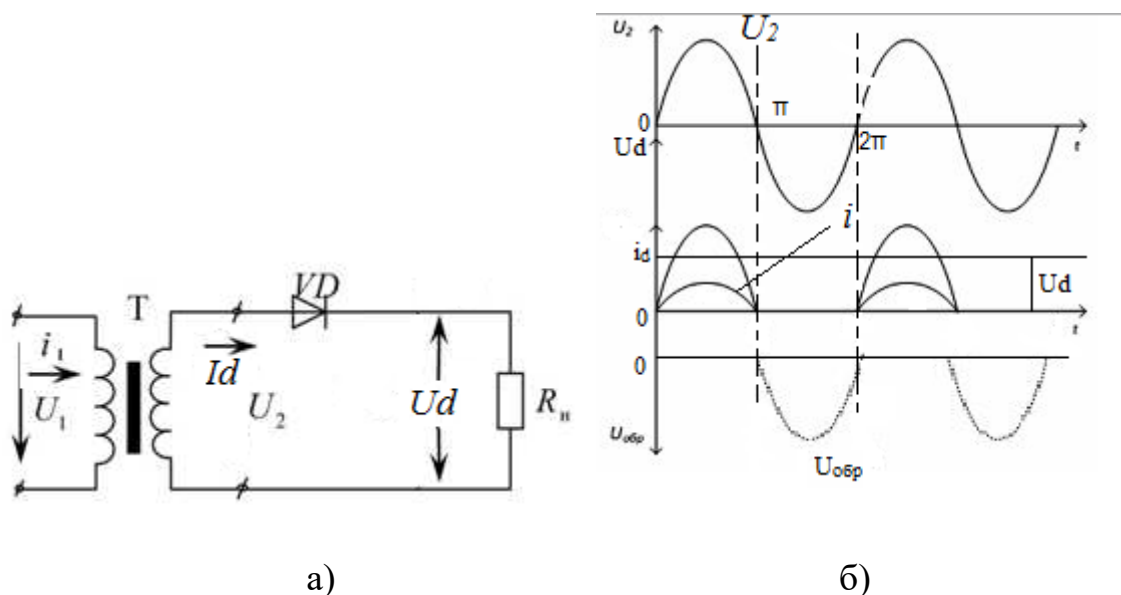


Рисунок 6 – Схема однопівперіодного випрямляча

Протягом негативного напівперіоду струм у ланцюзі не проходить, так як зворотний опір вентиля дорівнює нескінченності, тобто

$$i = \frac{U}{R_{обр} + R_H} = \frac{U}{\infty} = 0$$

Протягом позитивного напівперіоду напруга на навантаженні дорівнює напрузі, що додається до ланцюга  $iR_H = U_d = U_2$ , а напруга на вентилі дорівнює нулю. Протягом негативного напівперіоду - навпаки. Тому струм у навантаженні і струм у ланцюзі є пульсуючими. Струм містить постійну складову,  $I_d = I_m/\pi$ ,

яка дорівнює  $I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$ , що має амплітуду  $I_{1m} = I_m / 2$  і частоту  $f$ , яка дорівнює частоті напруги. Чинне значення струму:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = \frac{\pi}{2} I_d$$

Постійна складова напруги на навантаженні:

$$U_{dH} = I_d R_H = \frac{I_m R_H}{\pi} = \frac{U_m}{\pi} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} = 0,45U.$$

Максимальна зворотня напруга на вентилі:

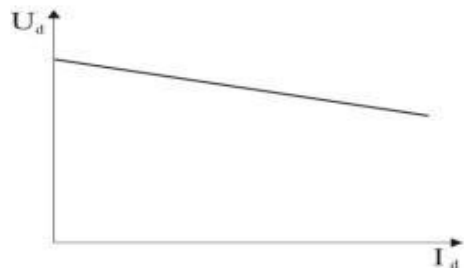
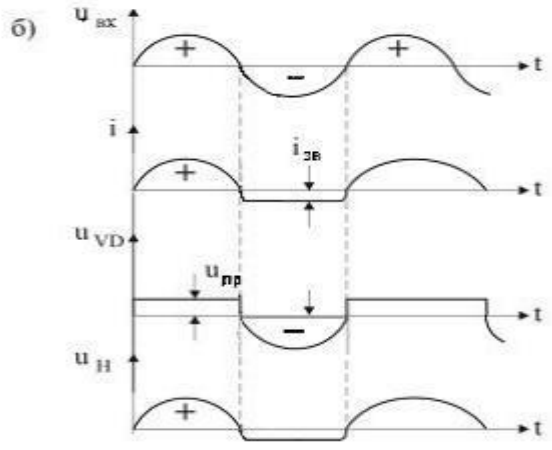
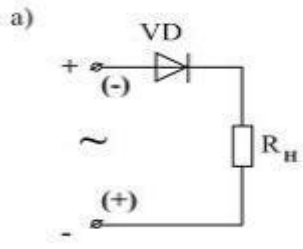
$$U_{обр.мах} = U_m = \sqrt{2}U_2.$$

Повна потужність:

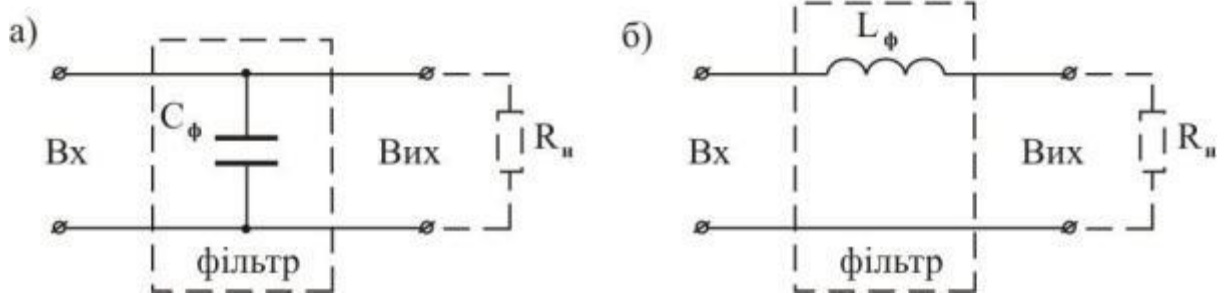
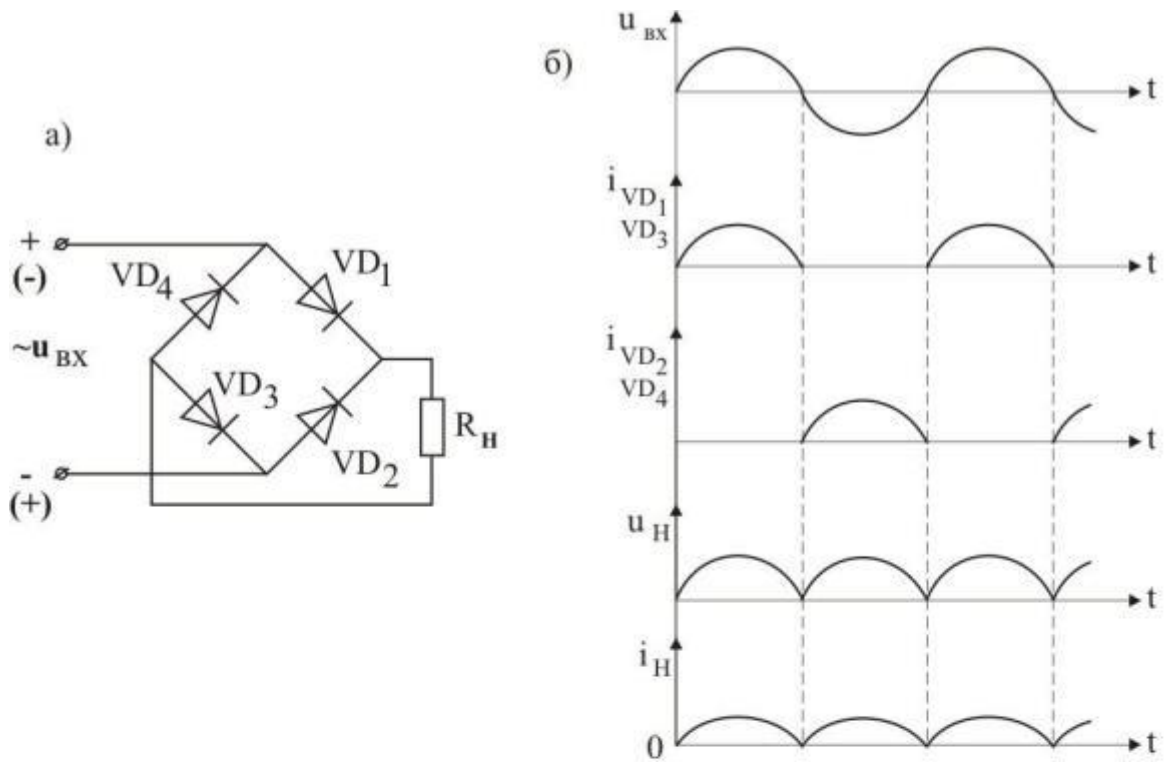
$$S = I * U = \frac{\pi}{2} I_d \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_d = 3,5P_d, \quad \text{де } P_d = I_d U_d.$$

Коефіцієнт пульсації напруги на навантаженні:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{\pi}{2} = 1,57.$$







менший:  $K_n \approx 66\%$  – тобто мостова схема дає набагато кращу форму випрямленої напруги порівняно з однопівперіодною.

Часові діаграми струмів і напруг, які пояснюють роботу випрямляча, наведені на рис.7.9,б.

Рис.7.9

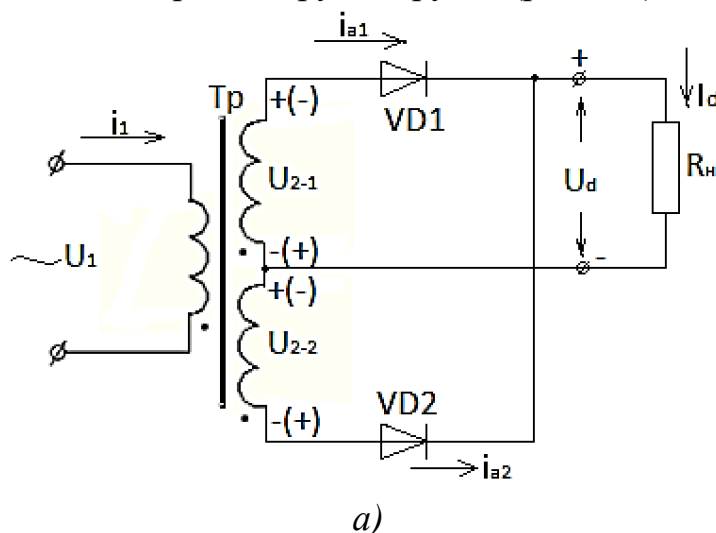
## Лекція 5.1

### Двухполуперіодні випрямлячі однофазного струму

#### 1. Двухполуперіодний випрямляч з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.

Схема з'єднання обмоток випрямляча (рис. 1) така, що однакові за величиною напруги на виводах вторинних обмоток щодо загальної (нульової) точки зміщені за фазою на  $180^\circ$ . Вторинні обмотки трансформатора підключені до анодів діодів VD1, VD2. Постійна напруга  $U_d$  знімається між нульовою точкою трансформатора і загальною точкою з'єднання катодів обох діодів.

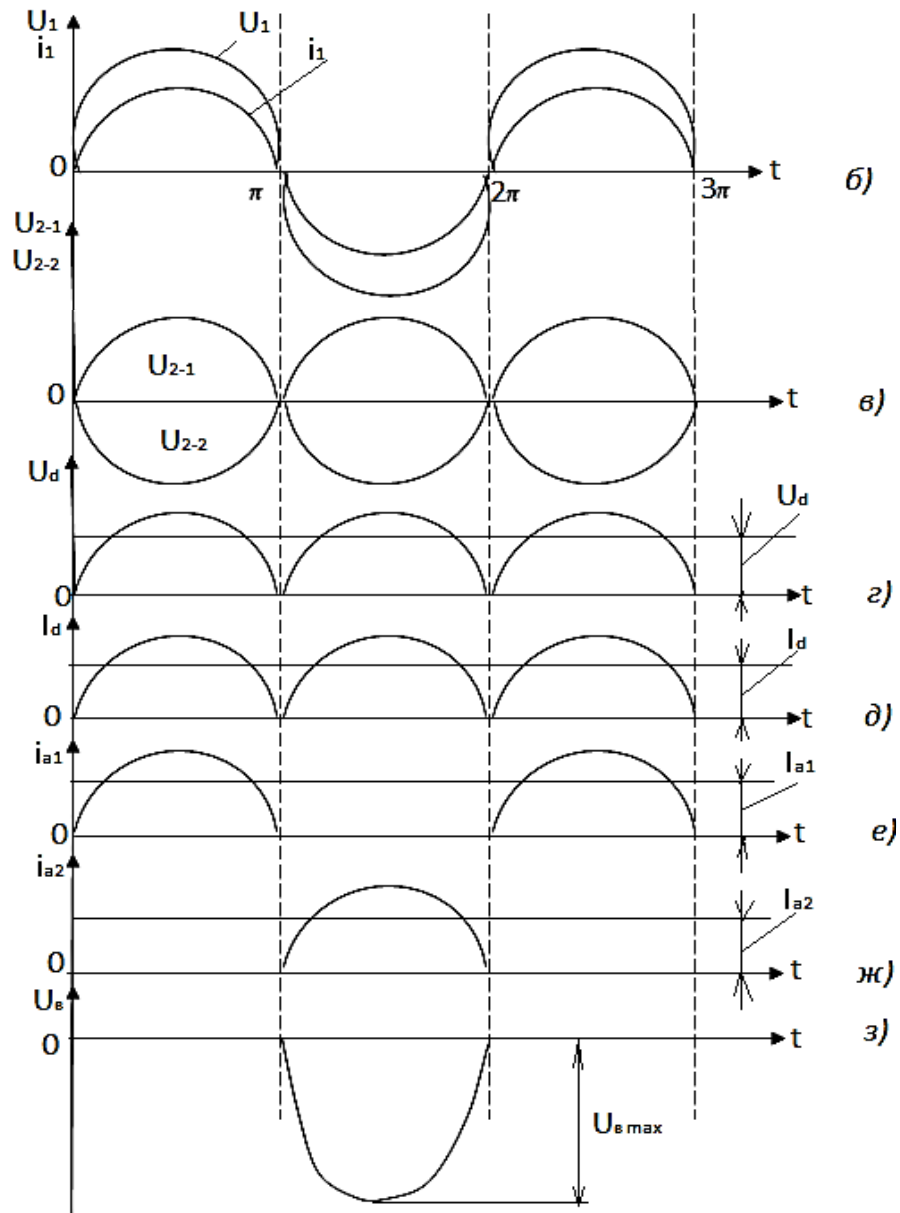
Роботу схеми (рис. 1) розглянемо для чисто активного навантаження  $R_H$  з використанням тимчасових діаграм напруг і струмів (рис.1, б).



При надходженні половини хвилі напруги  $U_1$  позитивної полярності (інтервал  $0-\pi$  рис. 1, б), на вторинних обмотках трансформатора діють напруги  $U_{2-1}$  і  $U_{2-2}$  (рис. 1, в) з полярністю щодо нульової точки (рис.1, а) без дужок. До анода VD1 прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD2 - негативної.

При зазначеній полярності напруг на анодах, діод VD1 на інтервалах  $0-\pi$  відкритий, а діод VD2 закритий. Напруга  $U_{2-1}$ , практично вся, за винятком незначного падіння на аноді, прикладається до навантаження  $R_H$ , створюючи на ньому напругу  $U_d$ . На даному інтервалі анодний струм діода, дорівнює струму навантаження  $i_{a1} = i_d = U_{2-1} / R_H$  (рис. 1, д, е).

При надходженні  $U_1$  негативної полярності (інтервал  $\pi-2\pi$  рис. 1, б) полярність напруг на вторинних обмотках стає зворотною (рис. 1, в). У провідному стані перебуває діод VD2, а діод VD1 закритий. До навантаження  $R_H$  прикладається напруга  $U_{2-2}$ , що визначає напругу  $U_d$  тієї ж полярності, що і на попередньому інтервалі. Струм  $i_d = i_{a2} = U_{2-2} / R_H$  (рис. 1, д, ж). Далі процеси в схемі повторюються.



б)

Рисунок 1- Тимчасові діаграми струмів і напруг

Основні співвідношення між струмами і напругами в схемі рис. 1.

При розрахунку схеми вихідними є середнє значення напруги  $U_d$  (струму  $I_d$ ) і опору навантаження  $R_H = U_d / I_d$ , а також діюче значення напруги мережі живлення  $U_1$ . Падінням напруги на діодах і в обмотках трансформатора, нехтуємо.

Зв'язок між діючими значеннями вторинної напруги  $U_2$  трансформатора з напругою  $U_d$  знаходимо з кривої (рис. 1, г), визначаючи напругу  $U_d$  як середнє за півперіод значення напруги  $U_2$ .

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,9U_2$$

Оскільки величина  $U_d$  при розрахунку випрямляча є заданою, знаходимо напругу у вторинній обмотці трансформатора:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11U_d,$$

Як видно їх (рис. 1 г) випрямлена напруга пульсує. Її миттєве значення  $U_d$  змінюється протягом півперіоду від максимального значення  $\sqrt{2}U_2$ , до нуля. Напруга  $U_d$  крім постійної складової  $U_d$  містить змінну складову, яка являє собою суму гармонійних. Розкладання в ряд Фур'є кривої  $U_d$  (рис. 1 г) дозволяє визначити амплітуду вищих гармонік.

$$U_{dm} = \frac{2U_d}{(vm)^2 - 1},$$

де  $v = 1, 2, 3, \dots$  – номери гармонійних.

$m$  - еквівалентна кількість коливань напруги  $U_d$  за період ( $m = 2$ ).

Для оцінки якості випрямленої напруги користуються коефіцієнтом пульсацій  $K_{n(v)}$ , що характеризує ставленням амплітуди  $v$ -ї гармонійної до середнього значення напруги  $U_d$ . Коефіцієнт пульсацій зазвичай, визначають за амплітудою першої (основної) гармонійної ( $v = 1$ ), як найбільшої з усіх інших. Вона найбільш важко піддається фільтрації.

$$K_{n(1)} = \frac{U_{dm}}{U_d} = \frac{2}{m^2n - 1}$$

Для даної схеми, частота першої гармоніки пульсації  $f_{n(1)} = 2f_c$ . При  $f_c = 50$  Гц, складає 100 Гц. При  $m = 2$ ,  $K_{n(1)} = 0,67$  (67%  $U_d$ ).

При визначенні типу діодів необхідно знати середнє значення струму  $I_a$ , що протікає через кожен з діодів, і зворотну напругу  $U_{в\max}$ .

Оскільки струм  $i_d$  протікає через діоди по черзі (рис. 1, е, ж), середній струм через кожен діод дорівнює  $I_a = I_d / 2$ .

Зворотна напруга прикладається до закритого діоду, коли проводить струм інший.

Для розрахунку силового трансформатора крім напруги  $U_1$  і  $U_2$  необхідно знати діюче значення струмів  $I_2$  і  $I_1$ , в його обмотках.

Струм  $I_2$  знаходять з виразу:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 dt} = \frac{\pi}{4} I_d.$$

Струм  $i_1$  у первинній обмотці трансформатора для кожного півперіоду, визначається струмом вторинної обмотки з урахуванням коефіцієнта трансформації  $n$ .

Струм  $i_1$  знаходимо, визначивши амплітуду струму  $I_{2m}$  у вторинному ланцюзі.

$$I_{2m} = I_{am} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2}I_d, \text{ звідки}$$

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \frac{1}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_d.$$

Розрахункові потужності обмоток трансформатора  $S_1$  і  $S_2$  знаходять як добуток діючих значень струмів і напруг обмоток, і типову - як середнє арифметичне потужностей  $S_1$  і  $S_2$ .

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d,$$

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = 1,74 P_d,$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,48 P_d.$$

## 2. Однофазний мостовий випрямляч при роботі на активне навантаження.

На відміну від нульової двуполуперіодної схеми, у мостовій схемі в провідному стані знаходяться два навпроти розташовані діоди (рис. 2).

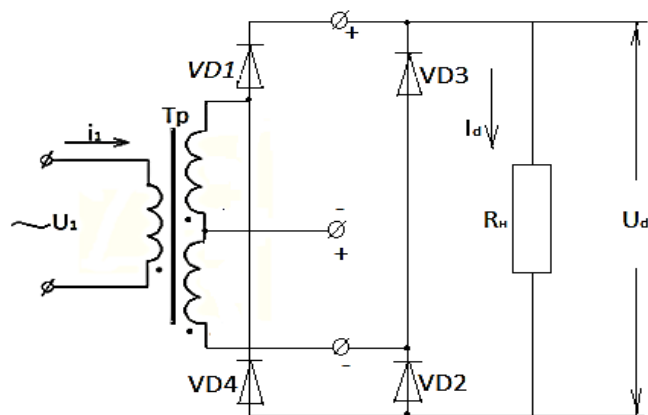


Рисунок 2

Зворотна напруга прикладається одночасно до двох неспроможних діодів на інтервалі провідності двох інших діодів. Вона визначається амплітудним значенням  $U_2$ .

$$U_{в max} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_d, \text{ тобто}$$

воно вдвічі менше, ніж у схемі з виводом нульової точки. Різні також вирази для діючого значення струму  $I_2$  і потужностей  $S_2$ ,  $S_T$ .

Як і для нульового випрямляча

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,9U_2$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11U_d$$

Середній струм діодів -  $I_a = I_d / 2$ .

Струм у навантаженні -  $I_d = U_d / R_H$ .

Ці відмінності обумовлені тим, що на відміну від схеми з нульовою точкою струм  $i_2$  тут синусоїдальний, а не пульсуючий, а трансформатор має лише одну вторинну обмотку.

Струм  $I_2$ , визначають за формулою:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_d$$

Струм  $I_1$  пов'язаний зі струмами  $I_2$  і  $I_d$  співвідношенням:

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} \cdot I_d,$$

де  $n = U_1 / U_2$  – коефіцієнт трансформації.

Розрахункові потужності:  $S_T = S_1 = S_2 = 1,23P_d$ .

Мостову схему випрямляча з виводом нульової точки трансформатора для створення двох розташованих відносно нульової точки напруг  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$ , можна розглядати як поєднання двох нульових схем (однієї на діодах VD1, VD3, іншої - на діодах VD2, VD4). Однакові за величиною напруги  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$  складають  $U_d / 2$ .

### **Зовнішні характеристики випрямляча однофазного струму.**

Внаслідок падінь напруг на елементах схеми від протікання струмів, середнє значення випрямленої напруги  $U_d$  буде меншим і зменшуватиметься ростом струму навантаження  $I_d$ . Це явище відображає зовнішня характеристика випрямляча - залежність  $U_d = f(I_d)$ . Без урахування падінь апруги у схемі, напруга  $U_d$  пов'язана з напругою  $U_2$  співвідношенням:

$$U_d = 0,9U_2.$$

Це співвідношення справедливо при струмі навантаження  $I_d = 0$  (рис. 4).

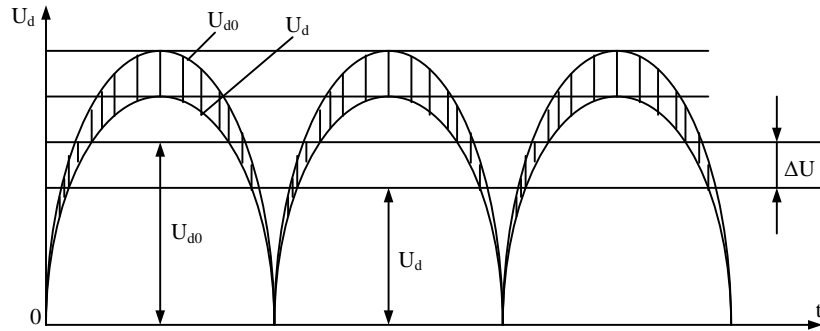


Рисунок 3 - Тимчасові діаграми постійної напруги

При протіканні струму ( $I_d > 0$ ) через елементи схеми, (обмотки трансформатора, діоди, з'єднувальні дроти) на них відбувається падіння напруги, внаслідок чого миттєве значення напруги  $U_d$  і середнього значення випрямленої напруги  $U_d$ , зменшуються (рис. 4).

Збільшення струму  $I_d$  призводить до збільшення падінь напруги на елементах схеми і відповідно до зниження напруги  $U_d$ . Тому зовнішня характеристика випрямляча без фільтра, що згладжує (крива 1 на рис. 3), має спадаючий характер. Напруга  $U_d$  змінюється за законом:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U,$$

де  $\Delta U$  - усереднене за період падіння напруги на елементах схеми від протікання струму.

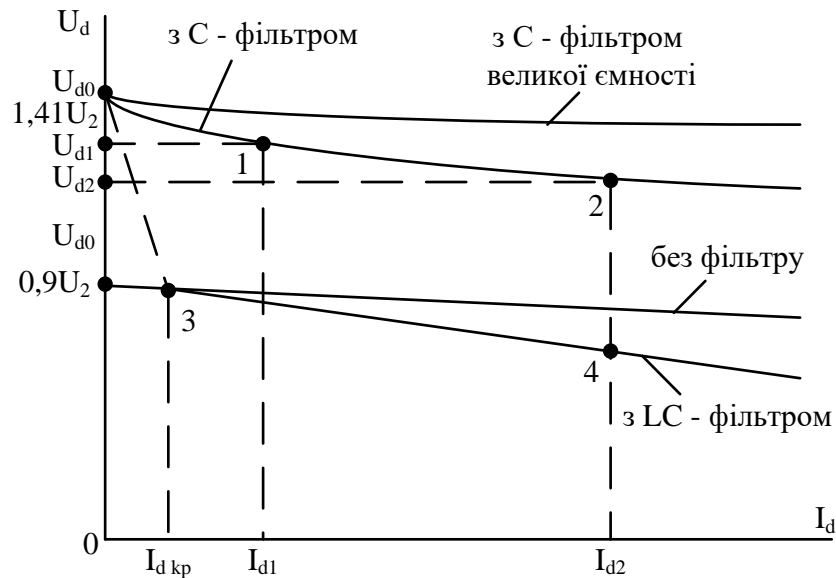


Рисунок 4 – Зовнішні характеристики випрямляча з різним характером навантаження

Нахил зовнішньої характеристики у значній мірі визначається типом використаного трансформатора, а саме активними опорами його первинної та



вторинної обмоток. Зі збільшенням активних опорів, характеристика має більший нахил до осі абсцис.

Зовнішня характеристика з ємнісним фільтром (рис. 4), бере початок з точки з координатами  $(0, U_{d0})$ , так як при  $I_d = 0$  конденсатор фільтра заряджається до амплітудного значення напруги  $U_2$ .

При  $I_d > 0$  напруга  $U_d$  зменшується з двох причин: із-за падіння напруги на елементах схеми на етапі заряду конденсатора і меншої напруги на конденсаторі на етапі його розряду на навантаження (крива  $U_{d1}$  на рис. 5).

Зі збільшенням струму навантаження  $I_d$ , зниження напруги  $U_d$  обумовлюється більш швидким розрядом конденсатора внаслідок зменшення його постійної часу  $\tau = Rc$ .

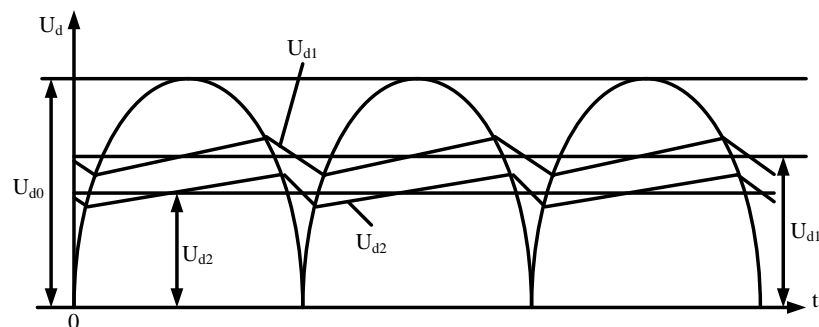


Рисунок 5 – Тимчасові діаграми заряду та розряду ємності випрямляча

Зі збільшенням ємності  $C$  постійна часу  $\tau$  розряду конденсатора зростає, що призводить до підвищення напруги  $U_d$  (рис. 4).

Зовнішня характеристика випрямляча з LC-фільтром (рис. 4) складається з двох ділянок: позитивного (суцільна лінія) і крутого (пунктирна лінія). Полога ділянка є робочою ділянкою зовнішньої характеристики. Нахил зовнішньої характеристики випрямляча з LC- фільтром буде більшим через додаткове падіння напруги в активному опорі дроселя фільтра.

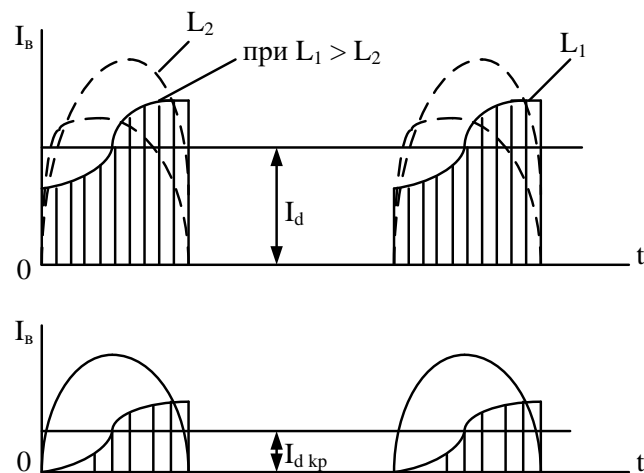


Рисунок 6 – Залежність струму через діоди від величини індуктивності дроселя

Для з'ясування появи крутої ділянки на зовнішній характеристиці випрямляча з LC- фільтром розглянемо криву анодного струму діода при  $I_d > 0$  (рис. 6).

Струм  $I_a$ , що протікає через діод, можна представити у вигляді імпульсу прямокутної форми з амплітудою  $I_d$  (рис. 6) на який накладається змінна складова. Вона визначається сумарним реактивним опором  $L$  і  $C$ , але оскільки індуктивний опір більше ємнісного, змінна складова струму визначається переважно величиною  $L$ .

Режим роботи випрямляча, при якому відбувається поділ струму  $i_d$  на дві складові, можливий лише до деякого критичного значення струму  $I_{кр}$  (рис. 4).

При  $I_d < I_{дкр}$  режим роботи випрямляча змінюється (настає розрив анодного струму діодів). В цьому режимі індуктивність  $L$  є елементом ланцюга заряду конденсатора, внаслідок чого напруга на конденсаторі підвищується. Настає режим роботи випрямляча, близький до режиму роботи з C-фільтром.

Критичний струм  $I_{кр}$  можна визначити з виразу:

$$I_{кр} = \frac{U_d \cdot K_{n(1) \text{ вх}}}{L_{др} \cdot m_n \cdot f_c \cdot \pi}$$

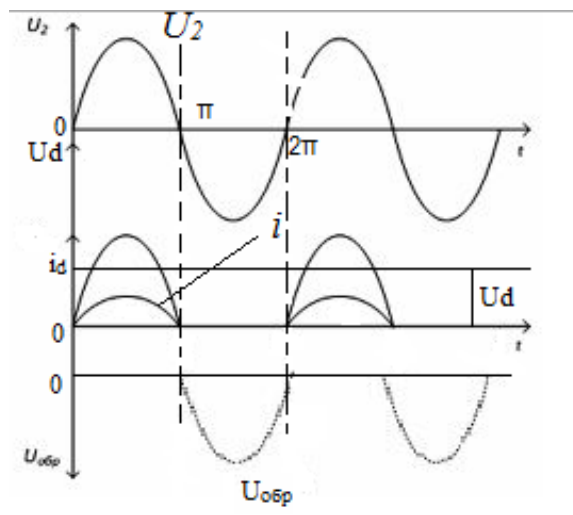
де  $K_{n(1) \text{ вх}}$  – коефіцієнт пульсації на вході фільтра за першою гармонійною складовою.

$$K_{n(1) \text{ вх}} = \frac{2}{m_n^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0.67 \text{ (67\% } U_d)$$

При  $I_d = 0$  напруга на конденсаторі дорівнює амплітудному значенню напруги  $U_2$ .

Величина  $I_{дкр}$  залежно від коефіцієнта згладжування може скласти 0,05 - 0,1 номінального струму навантаження.

При переході випрямляча з LC-фільтром у режим коли  $I_d < I_{дкр}$ , необхідно враховувати півторазове підвищення напруги на навантаженні.



## Лекція 6.1

### Двухполуперіодний випрямляч при роботі на активно-індуктивне навантаження

Процеси у схемі випрямляча при активно-індуктивному навантаженні (рис. 1), розглянемо за допомогою тимчасових діаграм (рис. 2).

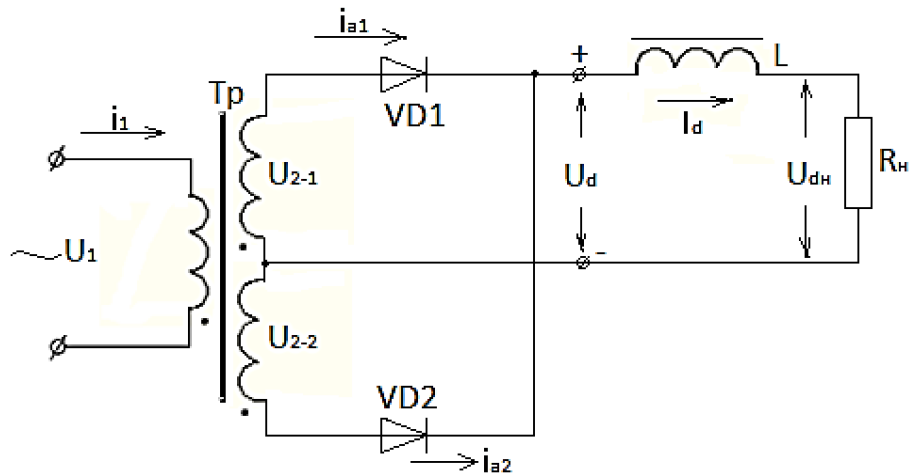


Рисунок 1- Схема випрямляча при роботі на індуктивне навантаження

Як і при активному навантаженні, режим роботи діодів визначається напругою  $U_{2-1}$ ,  $U_{2-2}$  вторинних обмоток трансформатора. Відмінність полягає у тому, що внаслідок впливу індуктивності, струм у ланцюзі навантаження  $I_d$  виходить плавним (рис. 2 в, д).

Під дією індуктивності, струм  $i_d$  не спадає до нуля при нульових значеннях напруги  $U_d$ . Оскільки струм у ланцюзі з індуктивністю, відстає за фазою від напруги, максимуми струму  $i_d$  слідує з деякою затримкою у часі щодо максимумів напруги  $U_d$ .

Форма кривих струму і напруги у навантаженні  $R_n$  однакова (рис. 2 г, д). Якщо активний опір обмотки дроселя прийняти рівним нулю, то середнє значення напруги на навантаженні  $U_{дн}$ , буде дорівнювати середньому значенню напруги  $U_d$  на виході випрямляча (рис. 2 г).

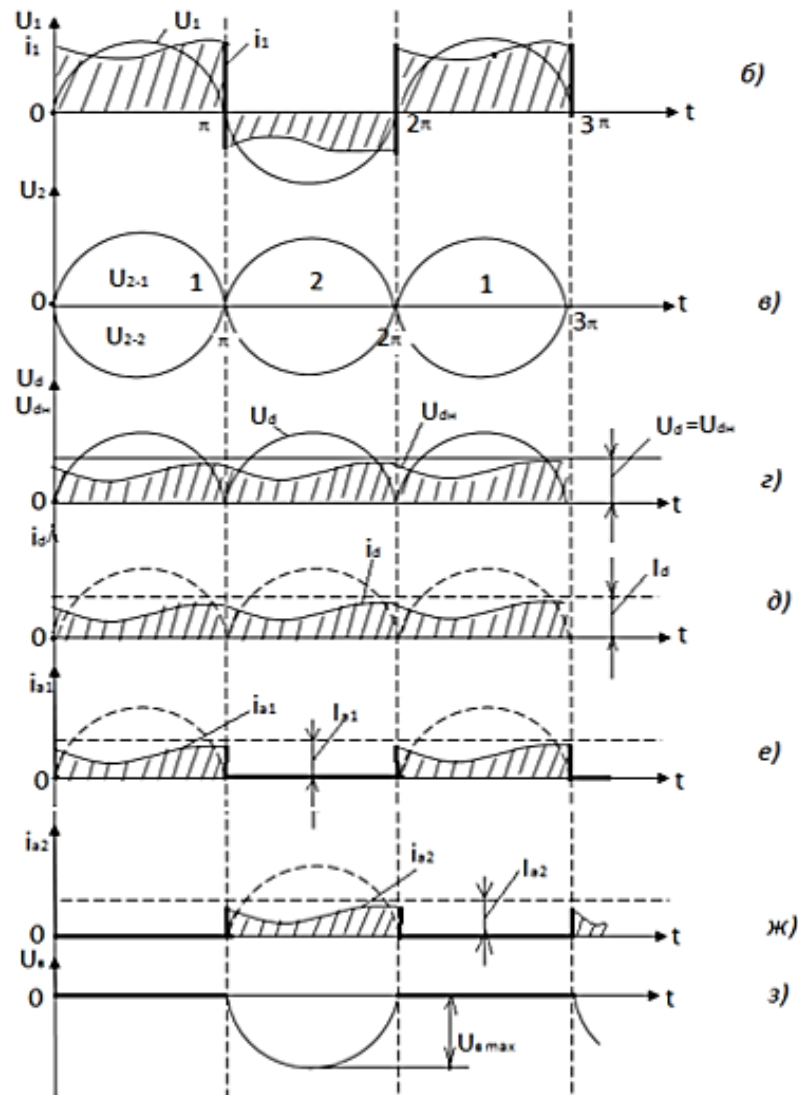


Рисунок 2 – Тимчасові діаграми роботи випрямляча при індуктивному навантаженні

При збільшенні індуктивності  $L$  її згладжуюча дія підвищується і пульсації у кривій  $U_{dH}$  зменшуються.

$$U_{dH} = U_d = 0.9U_2$$

При  $L \rightarrow \infty$  змінна складова  $U_d$  буде повністю прикладена до дроселя  $L$ , а на навантаженні буде діяти тільки постійна складова  $U_d$ .

Зміна форми кривої  $i_d$  призводить до зміни виду кривих струмів випрямляча:

$$i_{a1} = i_{2-1}, \quad i_{a2} = i_{2-2} \text{ і } i_1.$$

Оскільки перемикання діодів здійснюється у моменти часу  $0, \pi, 2\pi, 3\pi$  і т.д., струм  $i_d$  (рис. 2е) буде визначатися струмом  $i_d$  на інтервалах  $0-\pi, 2\pi-3\pi$  провідності діода VD1, а струм  $i_{a2}$  (рис. 2ж) - струмом  $I_d$  на інтервалах  $\pi-2\pi$  провідності діода VD2.

Форма кривих струмів  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  близька до прямокутної. Їх амплітуда дорівнює  $I_d \approx U_d / R_n$ , а середнє значення  $I_a = I_d / 2$ .

Знає зміни і первинний струм  $i_1$ . Його крива наближається до двополярної кривої прямокутної форми з амплітудою  $I_d / n$  (рис. 2 б).

Прийнявши при активно-індуктивному навантаженні криві струмів  $i_2$  і  $i_1$  прямокутної форми, запишемо вираз для їх діючих значень:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 dt} = \frac{I_d}{\sqrt{2}},$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{n}\right)^2 dt} = \frac{I_d}{n}.$$

Змінюються у порівнянні з режимом чисто активного навантаження і співвідношення для потужностей  $S_1$ ,  $S_2$  і  $S_T$ .

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 P_d,$$

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = 1,57 P_d,$$

$$S_T = (S_1 + S_2) = 1,34 P_d.$$

Крива зворотної напруги на діоді (рис. 2 з) визначається сумарною напругою двох вторинних обмоток силового трансформатора

$$U_{Vmax} = 2\sqrt{2}U_2$$

Згладжуюча здатність фільтрів з індуктивним входом, характеризується коефіцієнтом згладжування  $K_{сг}$ , який визначається відношенням коефіцієнта пульсації на вході фільтра  $K_{п вх}$  до коефіцієнта пульсації на його виході  $K_{п вих}$ .

$$K_{сг} = \frac{K_{п вх}}{K_{п вих}}$$

Розрахунок коефіцієнта згладжування за першою гармонікою здійснюватися за формулою:

$$K_{сг} = \frac{K_{п вх}}{K_{п вих}} = \frac{U_{d1m}}{U_d} : \frac{U_{dн 1m}}{U_{дн}}, \text{ де}$$

$U_{d1m}, U_{дн 1m}$  — амплітудні значення напруг перших гармонійних пульсацій відповідно на вході і виході фільтра.

$U_d, U_{дн}$  — постійні складові напруги.

Прийнявши, що падіння напруги за постійною складовою у фільтрі відсутні ( $U_{дн} = U_d$ ), вираз для коефіцієнта згладжування можна записати у вигляді:

$$K_{сг} = \frac{U_{d1m}}{U_{дн 1m}}$$

Режим роботи мостової схеми при активно-індуктивному навантаженні нічим не відрізняється від аналогічних режимів однофазної схеми з виводом нульової точки.

Струми  $i_2$ ,  $i_1$  при активно-індуктивному навантаженні є змінними, і форма їх кривих наближається до прямокутної. Для розрахунку діючих значень цих струмів справедливі співвідношення:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_d^2 dt} = I_d,$$
$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{n}\right)^2 dt} = \frac{I_d}{n}.$$

Потужність трансформатора визначається за формулою:

$$S_1 = U_1 I_1 = S_2 = U_2 I_2 = S_T = 1,11 P_d.$$

## Лекція 7.1

### Робота двухполоперіодного випрямляча на активно-ємнісне навантаження

Включення конденсатора паралельно навантаженню, змінює режим роботи випрямляча (рис.1) у порівнянні з роботою при чисто активному й активно-індуктивному навантаженнях.

Наявність конденсатора характеризується **імпульсним режимом роботи** схеми. Стан діодів у схемі тут також визначається напругою  $U_{2-1}$ ,  $U_{2-2}$ . Однак для відмикання діодів VD1, VD2 недостатньо тільки зміни негативної напівхвилі напруги  $U_{2-1}$  або  $U_{2-2}$  на позитивну.

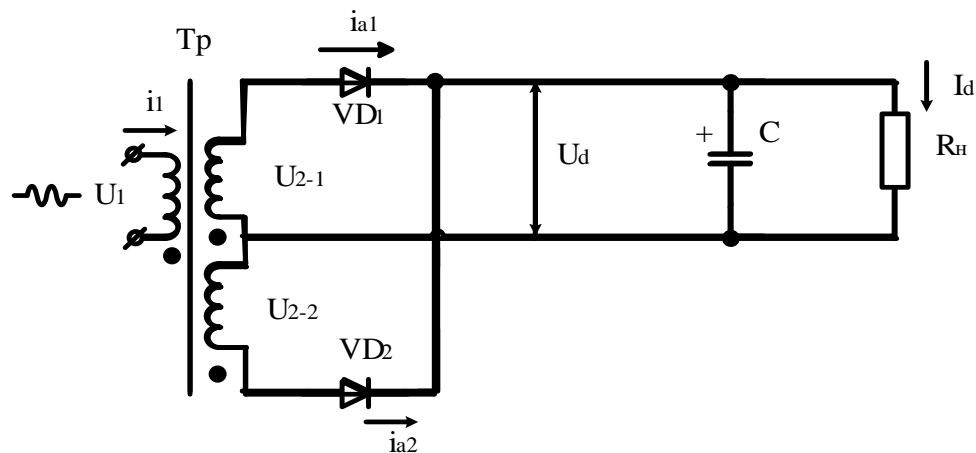


Рисунок 1 – Схема роботи випрямляча на ємнісне навантаження

Необхідно, щоб зазначені напруги перевищили напруги на конденсаторі  $C$ , що визначають потенціал катодів діодів VD1 і VD2 (рис.1) і вихідні напруги  $U_d$  (рис. 2в).

На інтервалі  $0 - t_1$ ,  $U_{2-1} > 0$ , а  $U_{2-2} < 0$  обидва діода замкнені. Діод VD2 замкнений, оскільки  $U_{2-2} < 0$  і до діода VD2 прикладається зворотна напруга  $U_{2-2} + U_d$ . Діод VD1 замкнений, внаслідок того, що напруга  $U_d$  його катода щодо нульової точки, перевищує напругу анода, що створюється напругою  $U_{2-1}$  (рис. 2в).

На інтервалі  $0 - t_1$  навантаження  $R_n$  і конденсатор  $C$  відокремлені діодами від вторинних обмоток трансформатора. Живлення навантаження відбувається від конденсатора, який розряджається на нього з постійною часу  $\tau = C \cdot R_n$ .



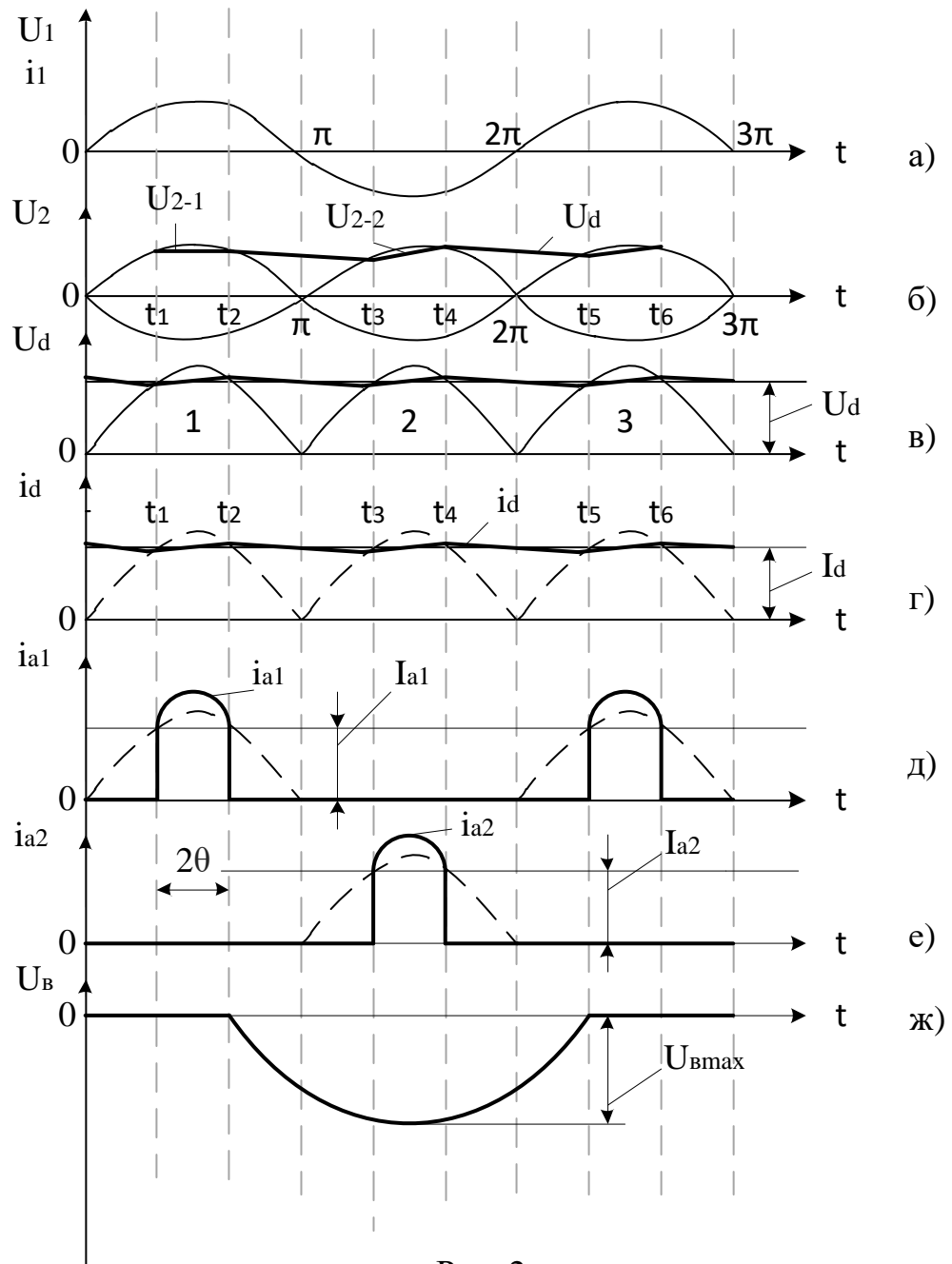


Рис. 2

У момент часу  $t_1$ ,  $U_{2-1} = U_d$ , діод VD1 відкривається, підключаючи конденсатор і навантаження до напруги вторинної обмотки трансформатора  $U_{2-1}$ . Інтервал  $t_1 - t_2$  відповідає етапу заряду конденсатора під дією напруги  $U_{2-1}$ .

Зарядний струм конденсатора, струм вторинної обмотки  $i_2$  і струм діода  $i_{a2}$  має вигляд імпульсів (рис. 2д) з амплітудою  $I_{am}$ . З урахуванням коефіцієнта трансформації  $n$ , таку ж форму має і первинний струм  $i_1$  (рис.2).

Процес заряду конденсатора закінчується у момент часу  $t_2$ , поки напруга на ньому стане дорівнювати напрузі  $U_{2-1}$  (рис. 2в).

На інтервалі  $t_2 - t_3$  діоди VD1 і VD2 замкнені. На цьому інтервалі відбувається розряд конденсатора на навантаження з постійно часу  $T = C \cdot R_n$ .

У момент часу  $t_3$  напруга нижньої полуобмотки дорівнює напрузі  $U_d$ . Діод VD2 відкривається і на інтервалі  $t_3 - t_4$  пропускає імпульс зарядного струму  $i_{a2}$  конденсатора (рис. 2). В подальшому процесі у схемі повторюються.

Крива  $U_d$  виходить згладженої. При постійній часу  $\tau = C \cdot R_n = (4 \div 8) / f_c$  коефіцієнт пульсації вихідної напруги не перевищує  $0,02 \div 0,04$ ,  $K_n = 1 / 2\pi f_c \tau$ .

При наявності конденсатора, напруга  $U_d$  близька до амплітудного значення  $U_{2m} = 1,41U_2$  у режимі холостого ходу. При цьому амплітудне значення струму діодів  $I_{am} = (3 \div 8) I_d$ , а напруга  $U_{вmax}$ .

При використанні ємнісного фільтра, необхідно враховувати вплив на коефіцієнт пульсації опору навантаження. Його доцільно застосовувати при потужності навантаження не більше декількох десятків ват.

### Основні розрахункові співвідношення при роботі випрямляча на ємнісне навантаження.

Робота випрямляча у сталому режимі характеризується двома інтервалами - інтервалом заряду конденсатора, коли е.р.с  $U_2$  перевищує напругу на конденсаторі  $U_c$  і вентилі пропускають струм, з інтервалом, коли е.р.с  $U_2$  менше  $U_c$  і вентилі не пропускають струм (рис. 3).

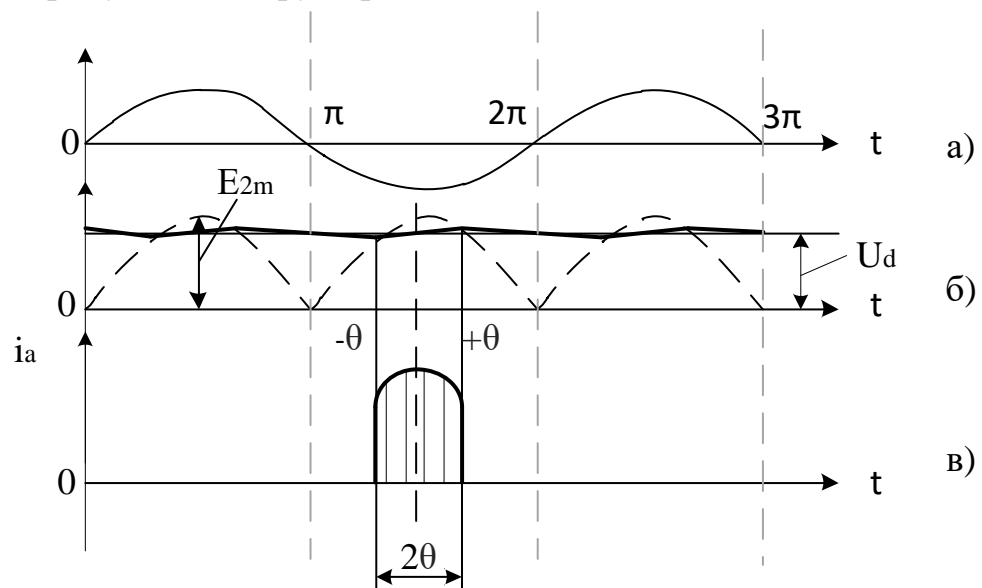


Рис. 3

Половина часу протягом якого протікає струм у вентилях, прийнято називати кутом відсічення  $\theta$  (рис. 3, в). Пульсуючий струм  $i_d$  розподіляється так. Змінна складова його пройде через ємність  $C$ , з нескінченно малим опором для всіх гармонік струму, а постійна складова, через навантаження  $R_n$ . Таким чином, струм навантаження буде постійним по величині, рівним середньому значенню пульсуючого струму  $i_d$ .

Під час заряду ємності  $C$  ( $-\theta \leq t \leq +\theta$ ), струм через діод дорівнює:

$$i_d = \frac{e_2 - U_c}{r}, \text{ де}$$

$$e_2 = E_{2m} \cdot \cos(t); \quad U_c = U_d = E_{2m} \cdot \cos(\theta); \quad r = r_a + 2r_{np};$$

$r$  – опір, який враховує втрати в обмотках трансформатора і діодах.

Струм навантаження:

$$I_d = \frac{2}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_d \cdot dt = \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{E_{2m}}{r} (\cos(t) - \sin(\theta)) dt = \frac{2E_{2m}}{\pi \cdot r} (\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)) \quad (1.1)$$

Подставивши у вираз (1,1) значення  $E_{2m} = \frac{U_d}{\cos(\theta)}$ , отримаємо

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi \cdot r} (\operatorname{tg}(\theta) - \theta) = \frac{2U_d}{\pi \cdot r} A(\theta).$$

Величина  $A(\theta)$  є функцією кута відсічки:

$$A(\theta) = \operatorname{tg}(\theta) - \theta.$$

Числове значення  $A(\theta)$  може бути визначено із виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi \cdot r}{2} \cdot \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_d}, \text{ де}$$

величина  $r_d$  відома, а  $r$  вибирається орієнтовно, у залежності від потужності трансформатора і типу вентилів. Визначивши  $A(\theta)$ , визначимо кут відсічення  $\theta$  за графіком (рис. 4).

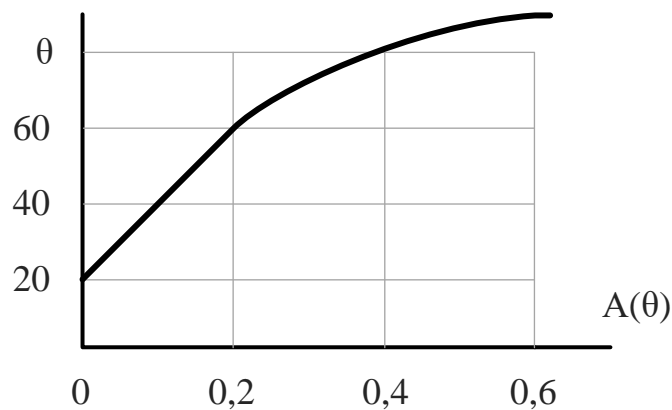


Рис. 4

Максимальне значення струму у діоді:

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \text{ де}$$

$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos(\theta))}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)} - \text{коєфіцієнт максимального струму.}$$

Діюче значення струму у вторинній обмотці трансформатора

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_d D(\theta), \text{ де}$$

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{(\pi[\theta(1+0,5\cos(2\theta)) - 0,75\sin(2\theta)])}}{\sin(\theta) - \theta\cos(\theta)} - \text{коефіцієнт форми струму.}$$

Діюче значення е.р.с вторинної обмотки  $E_2 = U_d \cdot B(\theta)$ , де

$$B(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2\cos(\theta)} - \text{коефіцієнт фазної е.р.с.}$$

Функції  $F(\theta)$ ,  $D(\theta)$  и  $B(\theta)$  можна визначити за відповідними графіками [2].

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_d \cdot I_d \cdot B(\theta) \cdot D(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot B(\theta) \cdot D(\theta) \cdot P_d$$

Потужність  $S_2$  максимальна при  $\theta = 37^\circ$ , тому слід вибрати режим роботи випрямляча при  $\theta = 35 \div 45^\circ$ , що відповідає  $A(\theta) = 0,1 \div 0,2$ .

Коефіцієнт пульсацій напруги  $U_d$  за першою гармонікою:

$$K_{п(1)} = \frac{H(\theta)}{r(ОМ) \cdot C(мкФ)}, \text{ де}$$

$$H(\theta) = \frac{2 \cdot 10^6}{m_n \cdot \omega \cdot \pi} \frac{\cos(\theta) \cdot \sin(m_n \cdot \theta) - m_n \cdot \cos(m_n \cdot \theta) \cdot \sin(\theta)}{(m_n^2 - 1) \cdot \cos(\theta)}$$

Зовнішня характеристика випрямляча визначається рівняннями:

$$U_d = E_{2m} \cdot \cos(\theta); \quad I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi \cdot r} (\sin(\theta) - \theta\cos(\theta)).$$

Ця методика розрахунку пригодна якщо  $r/\omega L_a = 3 - 4$ .

Для більш потужних випрямлячів ( $r/\omega L_a < 3$ ), необхідно враховувати вплив індуктивності розсіювання  $L_a$ .

### Схеми з множенням напруги.

Випрямлячі з ємнісним фільтром, дозволяють реалізувати схеми з множенням напруги. Такі випрямлячі застосовуються для живлення малопотужних високовольтних пристроїв, які споживають незначний струм, (кілька міліампер): рентгенівські трубки, аноди електронно-променевих трубок та ін.

Принцип роботи схеми з множенням напруги, заснований на використанні декількох конденсаторів, кожен з яких заряджається від однієї і тієї ж обмотки трансформатора через відповідний вентиль. По відношенню до навантаження, конденсатори виявляються включеними послідовно, і їх напруги сумуються.

Схеми множення можна використовувати і з безтрансформаторним включенням у мережу змінного струму.

**Розрізняють симетричні і несиметричні схеми множувачів напруги.**

**Симетрична схема** подвоєння напруги (рис.5а), складається з двох однополуперіодних випрямлячів. Конденсатор  $C_1$  заряджається через діод  $VD_1$  під час першої напівхвилі е.р.с.  $e_2$ , а конденсатор  $C_2$  - через діод  $VD_2$  під час другої напівхвилі е.р.с.  $e_2$ . У разі рівного розподілу ємностей конденсаторів  $C_1$ ,  $C_2$  напруга на навантаженні при холостому ході дорівнює подвоєному значенню напруги на конденсаторі.

У реальних умовах (при навантаженні) у зв'язку з тим, що заряд одного конденсатора супроводжується одночасним розрядом іншого через опір навантаження, ця напруга дещо менше. З метою отримання меншої різниці у випрямленій напрузі при холостому ході і навантаженні, прагнуть задовольнити нерівностям

$r_d \cdot C_1 \gg T$  і  $r_d \cdot C_2 \gg T$ , де  $T$  - період напруги живлення.

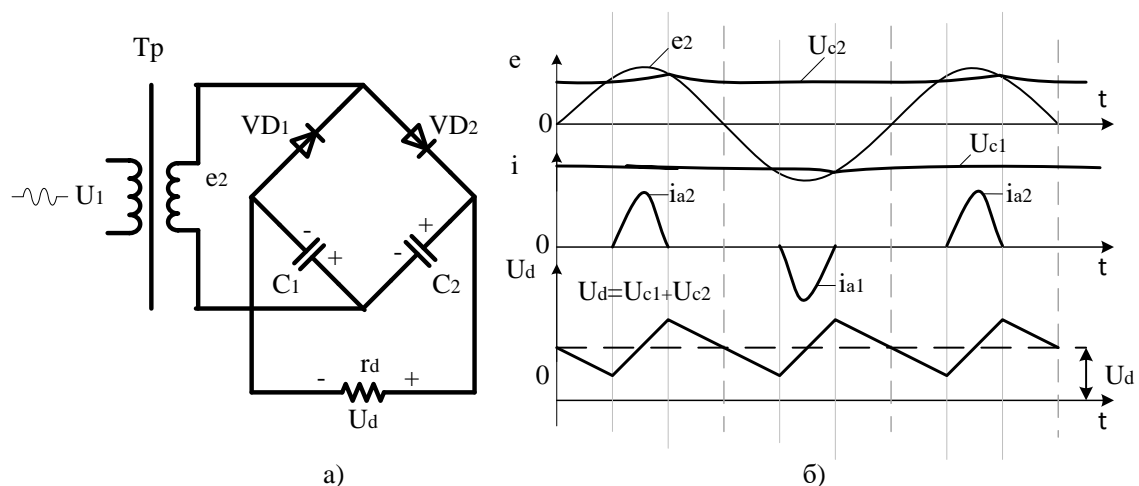


Рис. 5

Пульсації випрямленої напруги (рис.5б) мають подвоєну частоту по відношенню до частоти напруги живлення. При холостому ході середнє значення випрямленої напруги

$$U_{do} = 2E_{2m} = 2,82E_2$$

Максимальне значення зворотної напруги на вентилях у симетричній схемі подвоєння напруги, дорівнює середньому значенню випрямленої напруги.

У несиметричній схемі подвоєння напруги (рис. 6а) два однополуперіодних випрямляча, живляться від різних за величиною напруг.

У перший напівперіод заряджається конденсатор  $C_1$  через діод  $VD_1$  під дією ЕРС  $e_2$ , у другий напівперіод - конденсатор  $C_2$  через діод  $VD_2$  під дією суми е.р.с.  $e_2$  і  $U_{C_1}$ , співпадаючих по напрямку. В результаті напруга на конденсаторі  $C_2$  при холостому ході виявляється у два рази вищою, ніж на конденсаторі  $C_1$ . Зворотні напруги на вентилях при холостому ході, досягають значення подвоєної амплітуди ЕРС трансформатора.

Частота пульсацій випрямленої напруги дорівнює частоті напруги мережі живлення. Так як один з виводів обмотки трансформатора з'єднаний з негативним полюсом навантаження, то можливо його заземлення, що є позитивною властивістю схеми.

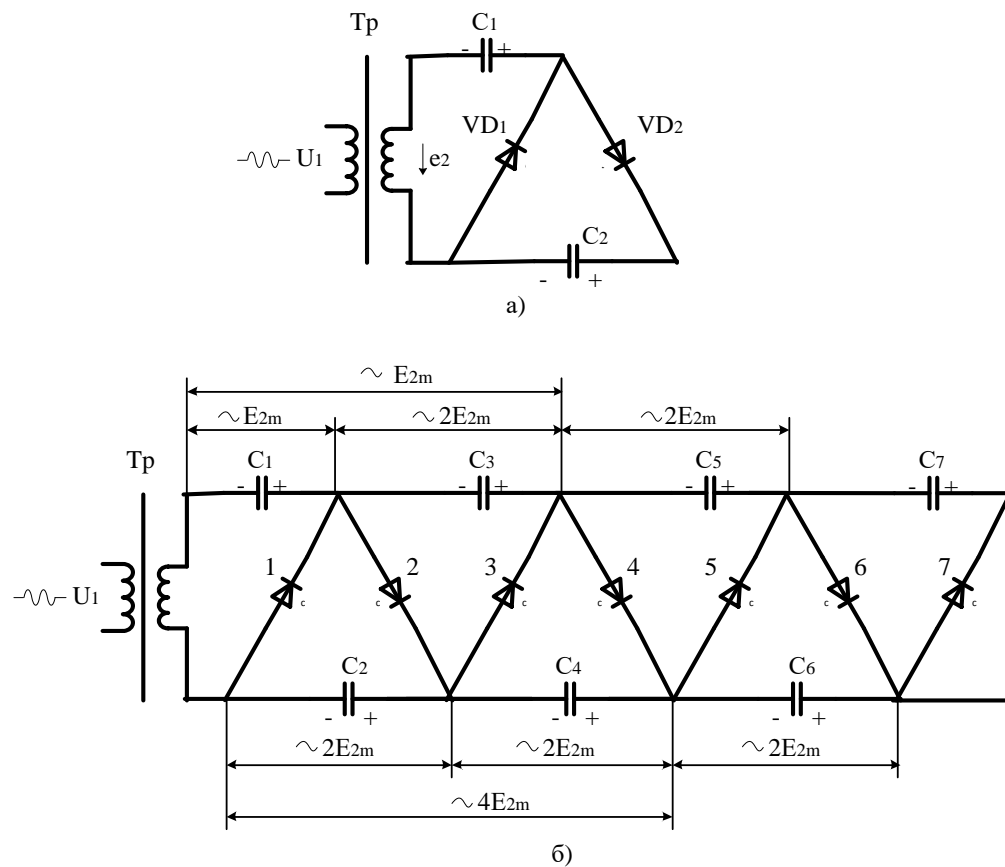


Рис. 6

Розвиток схеми подвоєння напруги є схема помножувача напруги (рис. 6б), в якій додані ланцюжки з діодів і конденсаторів  $VD_3 - C_3$ ,  $VD_4 - C_4$  і т.д. Тут на конденсаторі  $C_1$  при холостому ході напруга дорівнює  $E_{2m}$ , а на всіх наступних конденсаторах -  $E_{2m}$ . Дана схема помножувача напруги другого роду.

Схема помножувача напруги першого роду, відрізняється тим, що помножене в  $n$  раз напруга, знімається з одного конденсатора.

## Лекція 8.1

### Керовані випрямлячі однофазного струму

#### 8.1 Робота керованого випрямляча однофазного струму на активне навантаження

Більш широке застосування для регулювання напруги на навантаженні отримав фазовий спосіб, заснований на управлінні в часі моментом відмикання вентилів випрямляча. У зв'язку з чим випрямляч називають керованим (рис. 1).

Режиму роботи схеми на активне навантаження, відповідають часові діаграми на (рис. 2).

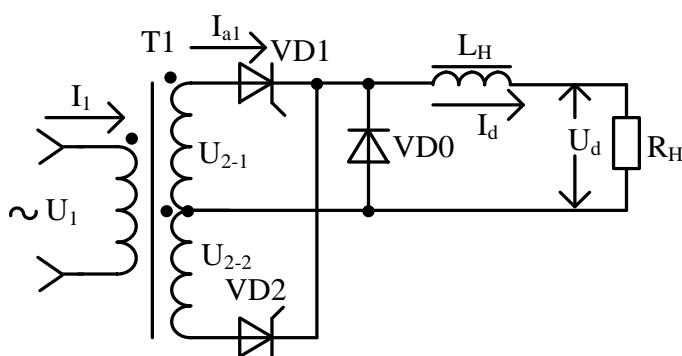


Рисунок 1 – Схема керованого випрямляча при роботі на активне навантаження

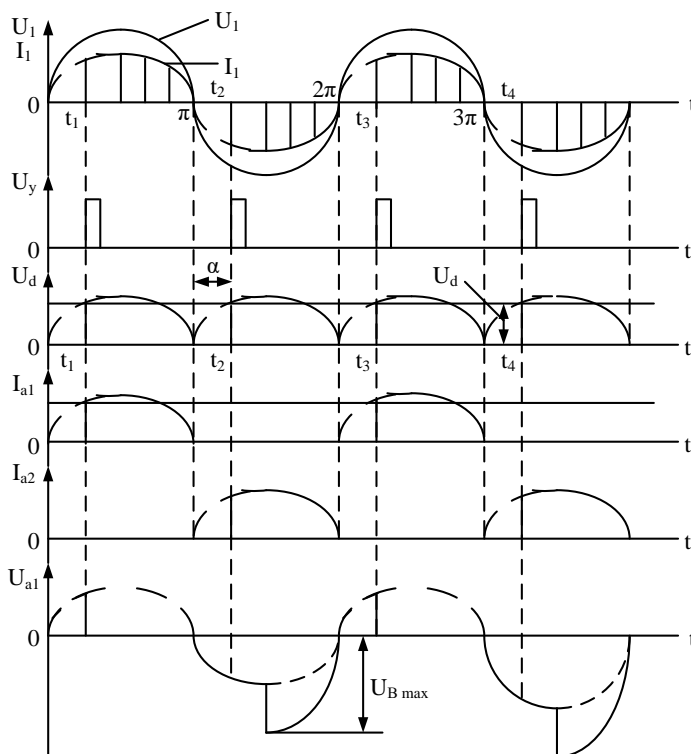


Рисунок 2 – Часові діаграми роботи керованого випрямляча на активне навантаження

На інтервалі  $0-t_1$ , тиристори VD1, VD2 закриті, напруги на виході  $U_d = 0$ . До тиристорів прикладається сумарна напруга  $U_{2-1} + U_{2-2}$ . На тиристор VD1 діє напруга в прямому напрямку, а на тиристор VD2 в зворотному. У момент часу  $t_1$  (кут  $\alpha$ ) від системи управління (СУ) надходить імпульс на керуючий електрод тиристора VD1.

В результаті відмикання тиристор VD1 підключає навантаження  $R_n$  на напругу  $U_{2-1}$ . На навантаженні на інтервалі  $t_1 - \pi$  формується напруга  $U_d$  (ділянка кривої  $U_{2-1} = U_2$ ). Через навантаження і тиристор VD1 протікає струм  $i_d = i_{a1} = U_d / R_n$ . При переході напруги живлення через нуль  $t = \pi$ , ток тиристора VD1 дорівнює нулю і тиристор закривається.

На інтервалі  $t - \pi = \alpha$  полярність напруги живлення змінюється на протилежну. На цьому інтервалі обидва тиристора замкнені. До тиристор VD1 прикладається зворотна напруга, а до тиристор VD2 - пряма  $U_2$ .

На тиристор VD2 подається отпирающий імпульс. Через навантаження і тиристор протікає струм  $i_{a2} = i_d = U_d / R_n$ . З моменту відкриття тиристора VD2 на тиристор VD1 діє зворотна напруга  $2U_2$ .

$$U_{в\ max} = 2\sqrt{2} \cdot U_2$$

Струми вторинних обмоток трансформатора визначаються струмами тиристорів VD1, VD2. Струм первинної обмотки  $i_1$  пов'язаний з вторинними струмами, коефіцієнтом трансформації  $n = w_1 / w_2$  і має паузи на інтервалах  $\alpha$ . Його перша гармоніка, має фазовий зсув у бік відставання від напруги живлення.

Керований випрямляч регулює середнє значення напруги  $U_d$  при змінах  $\alpha$ . При  $\alpha = 0$  напруга  $U_d$ , відповідає випадку некерованого випрямляча і буде максимальною.

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0.9U_2$$

Куту управління  $\alpha = \pi$  ( $180^\circ$ ) відповідає  $U_d = 0$ . Випрямляч, при зміні кута  $\alpha$  від  $0$  до  $180^\circ$ , здійснює регулювання напруги  $U_d$  у межах від максимального значення  $0.9U_2$  до нуля.

Залежність напруги  $U_d$  від кута  $\alpha$ , називається регулювальною характеристикою керованого випрямляча. Вона визначається з виразу для середнього значення напруги на навантаженні. Ця напруга на інтервалі  $\alpha - \pi$  відповідає синусоїді вторинної напруги, тобто

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \cdot \sin t \, dt, \text{ или}$$

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (1.1)$$



де  $U_{d0} = 0.9U_2$  - середнє значення напруги на навантаженні при  $\alpha = 0$ .

На рис. 3 приведена регульовальна характеристика при  $L_H = 0$ , побудована за виразом (1.1).

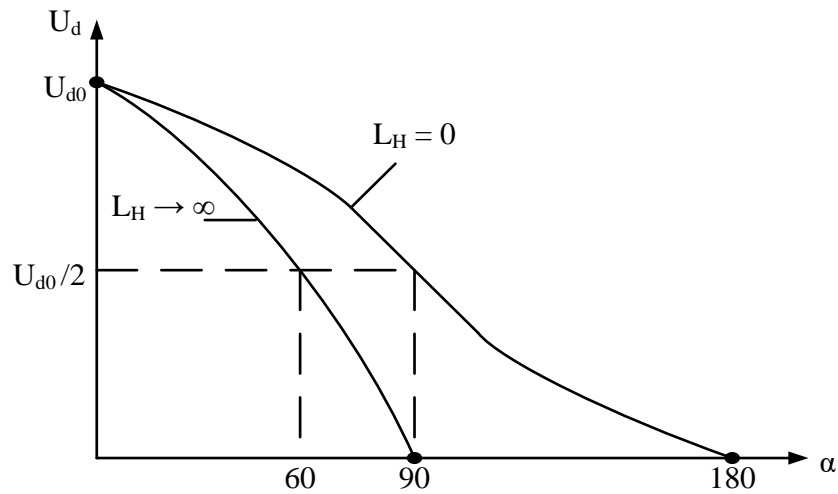


Рисунок 3 – Регульовальна характеристика випрямляча

## 7.2 Робота керованого випрямляча однофазного струму на активно-індуктивне навантаження

Наявність індуктивності  $L_H$  у ланцюзі навантаження, випрямляч (рис. 4) змінює характер залежності  $i_d(t)$ ,  $U_d(t)$ .

Після моменту відкриття тиристорів  $VD1$  і  $VD2$ , струм  $i_d$  плавно наростає, що відповідає запасанню енергії в індуктивності  $L_H$ . При спаданні струму, ця енергія віддається назад, у результаті чого, струм продовжує протікати через навантаження після переходу напруги живлення через нуль (рис. 5). Тривалість інтервалу провідності тиристорів  $VD1$ ,  $VD2$  зростає, і вони залишаються у відкритому стані протягом деякого інтервалу після зміни полярності напруг  $U_1$  і  $U_2$ .

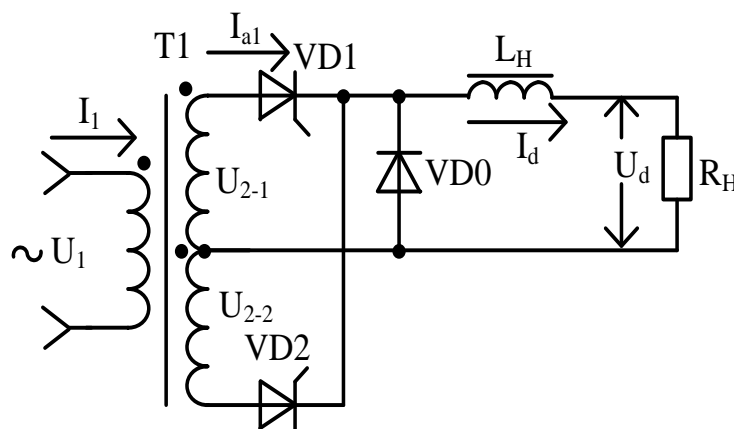


Рисунок 4 – Схема керованого випрямляча при роботі на активно-індуктивне навантаження

Часові діаграми роботи випрямляча, наведені на рис. 5.

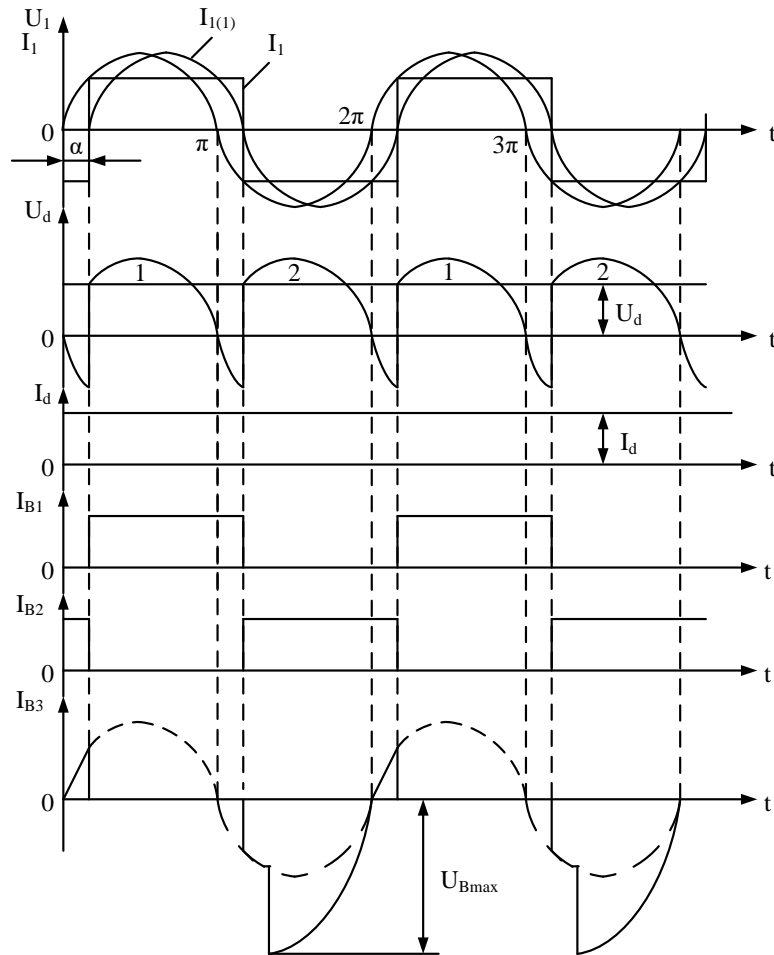


Рисунок 5 – Часові діаграми роботи випрямляча на індуктивне навантаження

З цієї причини у кривій напруги  $U_d$  з'являються напруги  $U_2$  негативної полярності. Інтервали цих ділянок при куті  $\alpha$  залежить від відношення  $\tau = L_H/R_H$ . З ростом  $L_H$  при  $R_H = \text{const}$ , зростають ділянки негативної полярності у кривій  $U_d$ .

При деякій величині  $L_H$ , струм  $i_d$  набуває безперервний характер, такий же вплив надає і зниження  $R_H$ . Ділянки негативної полярності зменшують середнє значення напруги на навантаженні  $U_d$ . У цьому проявляється вплив параметрів навантаження на форму і величину вихідної напруги випрямляча.

Середнє значення струму тиристорів, пов'язано зі струмом  $I_d$  співвідношенням  $I_a = I_d/2$ . Струм  $I_1$  змінний і має прямокутну форму з амплітудою  $I_{1m} = I_d/n$ . Його перша гармоніка  $i_{1(1)}$  зміщена у бік відставання на кут  $\varphi = \alpha$ , що до  $U_1$ .

Максимальна зворотна напруга на тиристорах при  $\alpha \leq 90^\circ$ , дорівнює:

$$U_{B \max} = 2\sqrt{2} \cdot U_2$$

При  $L_H \rightarrow \infty$  і  $\alpha = 90^\circ$ , що відповідає рівності площ позитивної та негативної напруги (рис. 6), напруга на навантаженні  $U_d = 0$ .

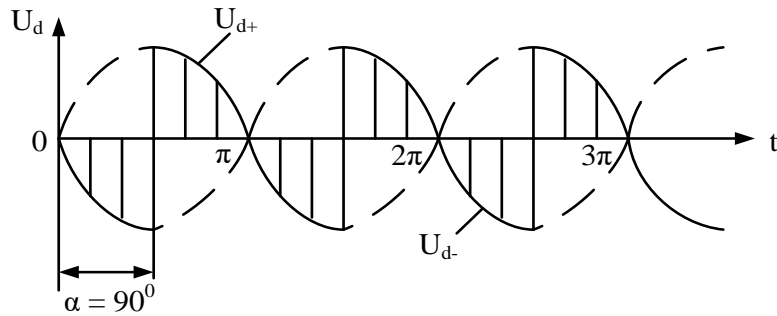


Рисунок 6 – Напряга на навантаженні при  $\alpha = 90^\circ$  і  $L_H \rightarrow \infty$

Регульовальна характеристика  $U_d = f(\alpha)$  визначається з виразу:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin t \, dt,$$

Описується співвідношенням:  $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$

При роботі керованого випрямляча на індуктивне навантаження, перша гармоніка струму  $i_1$  відстає від напруги  $U_1$ . Це призводить до споживання випрямлячем від мережі реактивної потужності. Це явище можна послабити підключивши до вихідного ланцюга нульовий діод VD0 (рис. 4).

Відмінність проявляється на інтервалах  $\alpha$ , де струм навантаження підтримується енергією, накопиченої в індуктивності. **Наявність нульового діода**, виключає протікання струму  $i_d$  через обмотку трансформатора. Струм навантаження, після переходу вторинної напруги через нуль, переводитися у ланцюг діода VD0, минаючи тиристори і обмотку трансформатора.

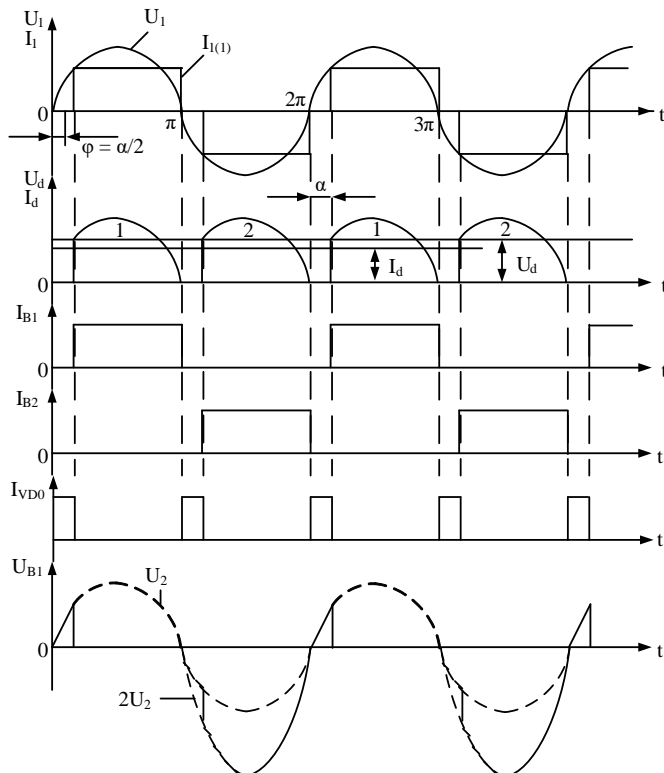


Рисунок 7 – Часові діаграми роботи схеми при наявності нульового діоду

Створюються нульові паузи. Інтервали провідності тиристорів VD1 і VD2 скорочуються до значення  $\pi - \alpha$  (рис. 7).

Перша гармоніка споживаного струму  $i_{1(1)}$  зміщена тепер щодо  $U_1$  на кут  $\varphi = \alpha / 2$ . Розглядається випадок при  $L_H \rightarrow \infty$ , тому струм  $i_d$  ідеально згладжений, а струми тиристорів  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  мають вигляд імпульсів прямокутної форми з амплітудою  $I_d$  і тривалістю  $\pi - \alpha$ . Крива напруги на тиристорах (рис. 7), так само, як і крива  $U_d$ , відповідає випадку чисто активного навантаження.

Регульовальна характеристика керованого випрямляча з нульовим діодом описується співвідношенням:

$$U_d = U_{d_0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \text{ где } U_{d_0} = 0.9U_2$$

### 7.3 Схема однофазного мостового керованого випрямляча

Мостовий випрямляч з повним числом керованих вентилів (рис. 8а) працює аналогічно однофазному випрямлячу з нульовою точкою. Відмінність проявляється у формі кривої напруги на вентилях, яка у мостовій схемі визначається напругою  $U_2$ , а у схемі з нульовим виводом - напругою  $2U_2$ .

У мостовому випрямлячі з неповним числом керованих вентилів (несиметрична схема) два вентиля керовані, а два інших некеровані (рис. 8б). Режим роботи мостової несиметричної схеми, подібний режиму роботи однофазної схеми з нульовим виводом і нульовим діодом.

Крива  $U_d$ , при цьому, не містить ділянок напруги негативної полярності, а перша гармоніка первинного струму має фазовий зсув щодо напруги живлення на кут  $\varphi = \alpha / 2$ .

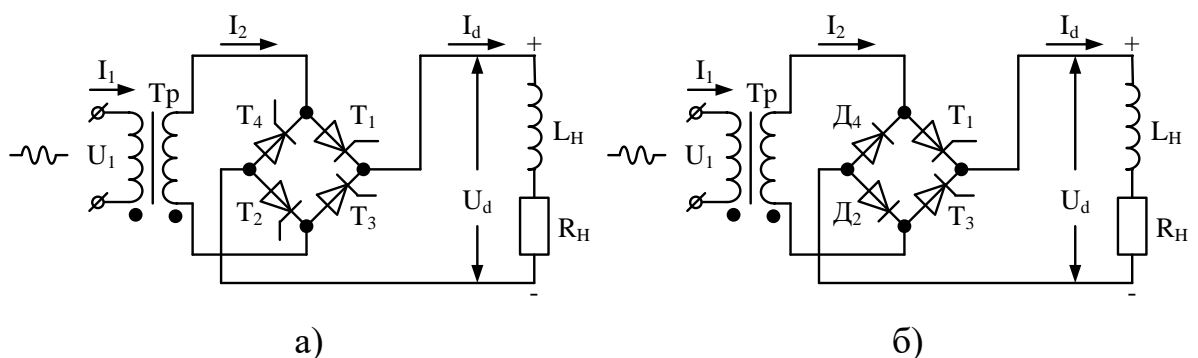


Рисунок 8 – Симетрична а) і несиметрична б) схеми мостового керованого випрямляча

Часові діаграми роботи несиметричного керованого випрямляча, наведені на рис. 9.

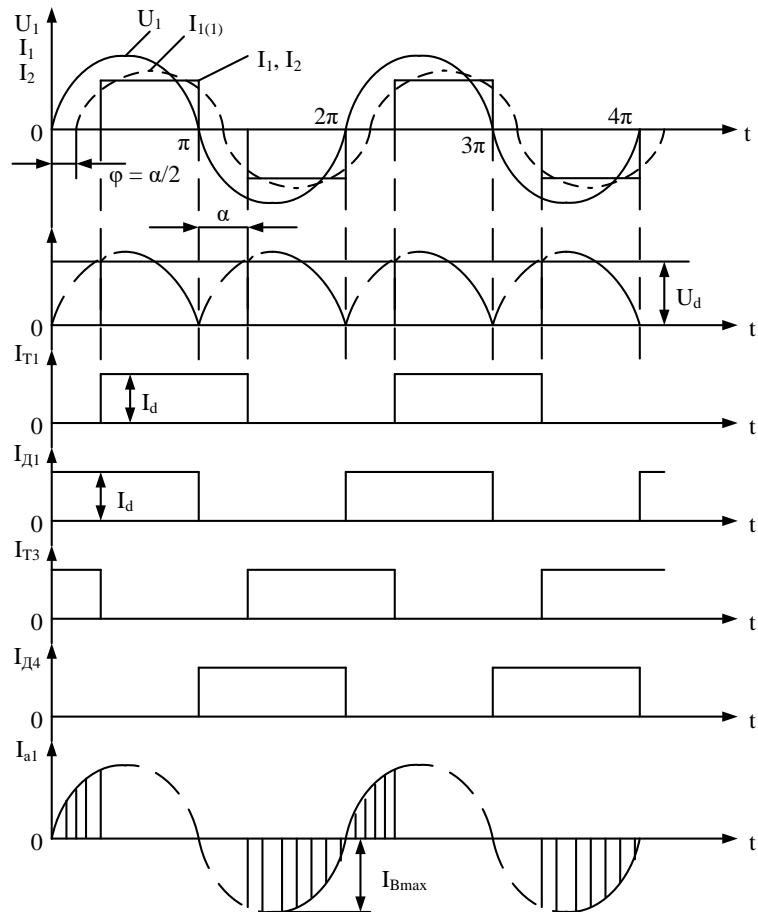


Рисунок 9 - Часові діаграми роботи несиметричного керованого випрямляча

На інтервалі  $\pi - \alpha$  проводить струм тиристор Т1 і діод Д2. Після закінчення інтервалу  $\pi - \alpha$  полярність  $U_2$  змінюється, що викликає замикання діода Д2. Струм навантаження, підтримуваний  $L_n$ , продовжує протікати через Т1 і відкритий діод Д4 (рис. 8б).

Ланцюг навантаження виявляється замкнутим накоротко Т1 і діодом Д4. Ці вентиля на інтервалі  $\alpha$ , виконують ту ж саму функцію, що і **нульовий діод**. Аналогічно працюють два інших вентиля (рис. 8б). На інтервалі  $\alpha$ , у схемі виключається протікання струму  $i_d$  через вторинну, а, отже, і первинну обмотки трансформатора.

У кривій  $U_d$  (рис. 9) відсутні ділянки напруги  $U_2$  негативної полярності, а криві струмів  $i_1, i_2$  мають вигляд показаний на рис. 9. Кут зсуву першої гармоніки струму  $i_{1(1)}$  щодо напруги живлення, дорівнює  $\alpha / 2$ .

## Лекція 9.1

### Комутація струму і зовнішні характеристики однофазних випрямлячів

#### 9.1 Комутаційні процеси в однофазному нульовому випрямлячі.

На відміну від випрямлячів малої потужності, у випрямлячах середньої і великої потужності, зростає е.р.с. первинної і вторинної обмоток трансформатора, яка створюється їх магнітними потоками розсіювання.

Індуктивність розсіювання, позначається на процесі переходу струму навантаження з одного вентиля випрямляча на інший (процес комутації). У малопотужних випрямлячах, інтервал комутації займає короткий проміжок часу і їх можна не враховувати (рис. 1).

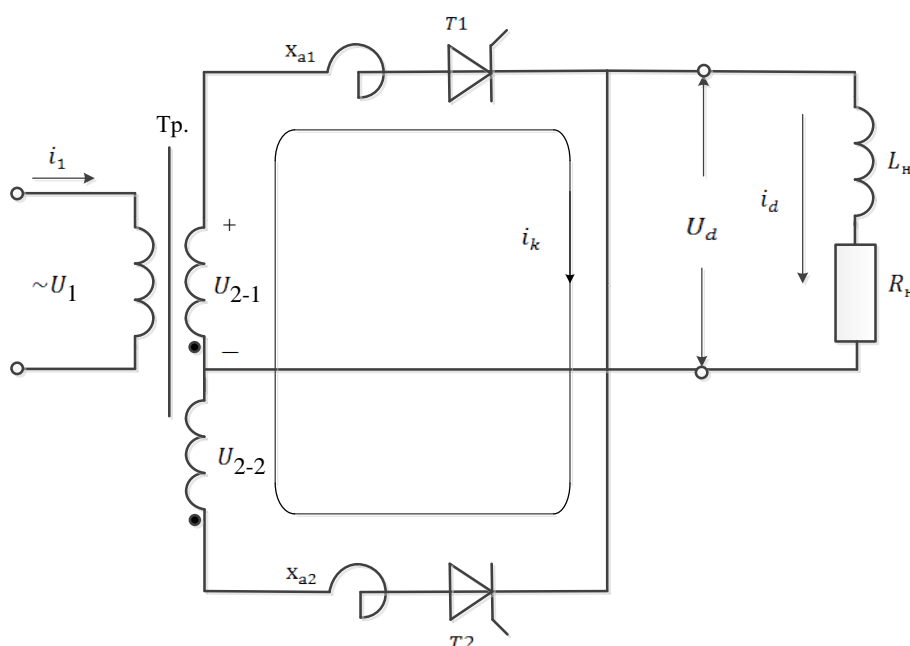


Рисунок 1 – Схема керованого випрямляча з урахуванням комутаційних процесів

У випрямлячах середньої і великої потужності інтервал комутації (кут  $\gamma$ ), займає значну частину робочих процесів. Комутаційні процеси істотно впливають на роботу випрямляча.

Вплив індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$ , а при більш точних розрахунках і індуктивності мережі живлення  $L_{ж}$ , враховується сумарною індуктивністю  $L_a = L_{S2} + (L_{S1} + L_{ж}) \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$ , або сумарним індуктивним опором  $X_a = 2\pi f L_a$ , приведеної до вторинної обмотки трансформатора. Навантаження випрямляча (рис. 1) приймається активно - індуктивним з  $L_H \rightarrow \infty$ . Тимчасові діаграма, що пояснюють вплив комутаційних процесів у схемі випрямляча, наведені на рис. 2.

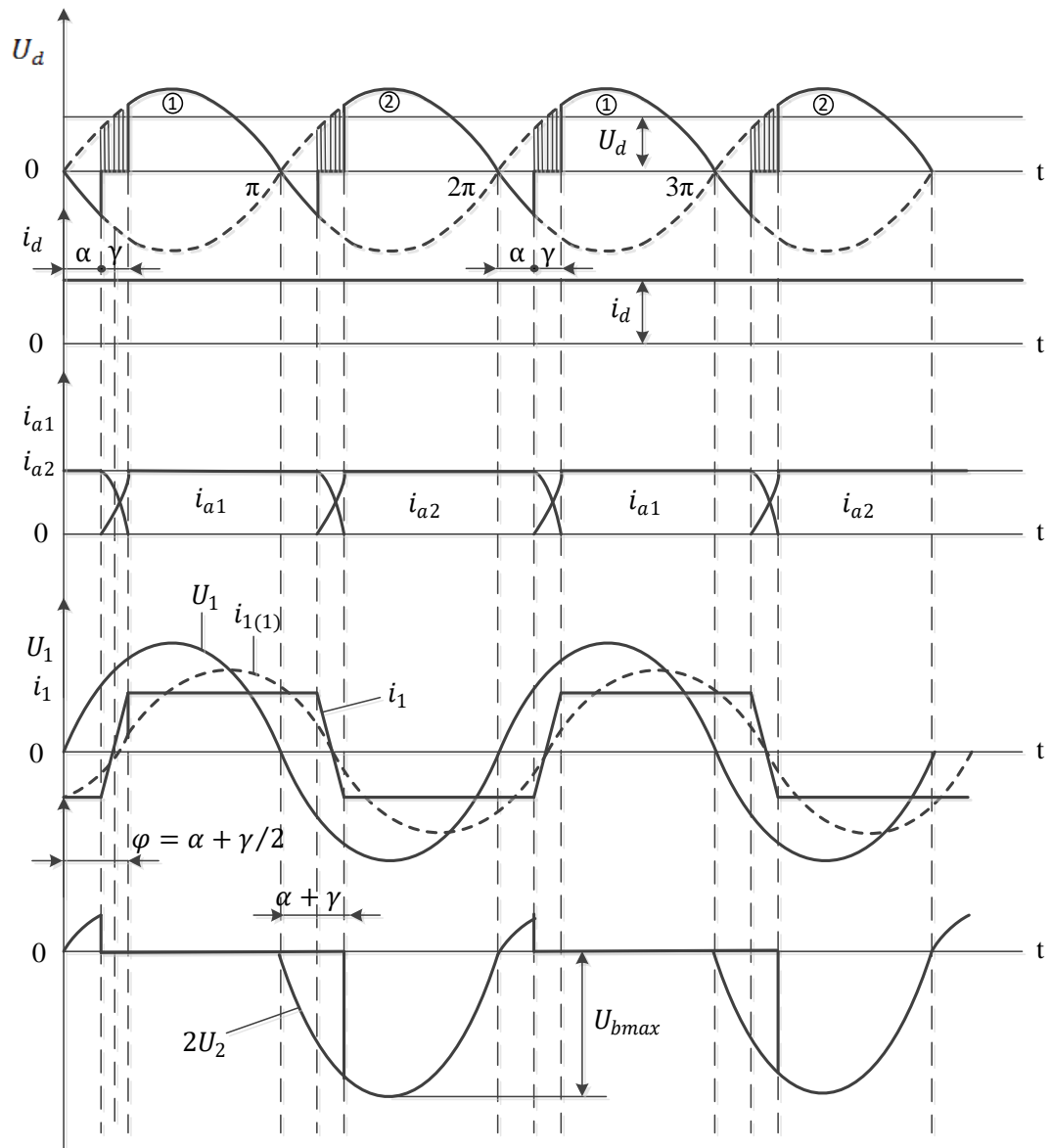


Рисунок 2 – Тимчасові діаграми для керованого випрямляча з урахуванням комутаційних процесів

При подачі імпульсу на черговий тиристор випрямляча після закінчення інтервалу індуктивні опори  $X_{a1}$  і  $X_{a2}$  затягують процес зменшення до нуля струму відкритого тиристора і наростання до значення  $I_d$  струму тиристора, який вступає в роботу.

В результаті на інтервалі комутації  $\gamma$  у провідному стані одночасно знаходяться обидва тиристора випрямляча Т1 і Т2. Ці тиристори створюють короткозамкнений контур для послідовно з'єднаних вторинних обмоток трансформатора із сумарною напругою  $2U_2$  і опором  $X_{a1} + X_{a2}$ . Якщо вважати  $X_{a1} = X_{a2}$ , то до кожного з цих опорів прикладається напруга  $U_2$ .

Напруга  $U_d$  на інтервалі  $\gamma$  визначається виразом:

$$U_d = (U_{2-1} + U_{2-2})/2.$$

Так як напруги щодо нульового виводу обмотки  $U_{2-1} = -U_{2-2}$ , то на інтервалі комутації  $U_d = 0$  (рис. 2). Таким чином, середнє значення напруги  $U_d$  буде менше, ніж при  $\gamma = 0$ .

Для  $U_d$  справедливо співвідношення:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{d\gamma}, \text{ де}$$

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,9U_2 - \text{середнє значення напруги на навантаженні при}$$

$\alpha = 0$  у режимі холостого ходу (без урахування комутацій);

$\Delta U_{d\gamma}$  - усереджене комутаційне зниження напруги за період.

Величину  $\Delta U_{d\gamma}$  знаходять з виразу:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Зменшення до нуля струму тиристора Т2 і зростання до величини  $I_d$  струму тиристора Т1, здійснюється під впливом струму комутації  $i_k$ .

$$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\gamma + \alpha)]. \quad (1.1)$$

Інтервал комутації  $\gamma$  закінчується при досягненні струмом  $i_k$  величини  $I_d$ .

Підставивши у вираз (1.1),  $i_k = I_d$ , отримаємо:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2}. \quad (1.2)$$

На підставі отриманих виразів, можна визначити середнє значення напруги керованого випрямляча з урахуванням комутації:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi} \quad (1.3)$$

Рівняння (1.3) описує зовнішні характеристики керованого випрямляча. Для різних значень кута управління вони представляються сімейством паралельних прямих (рис. 4).



Нахил характеристик залежить від величини приведенного до вторинної обмотці трансформатора, сумарного реактивного опору  $X_a$ .

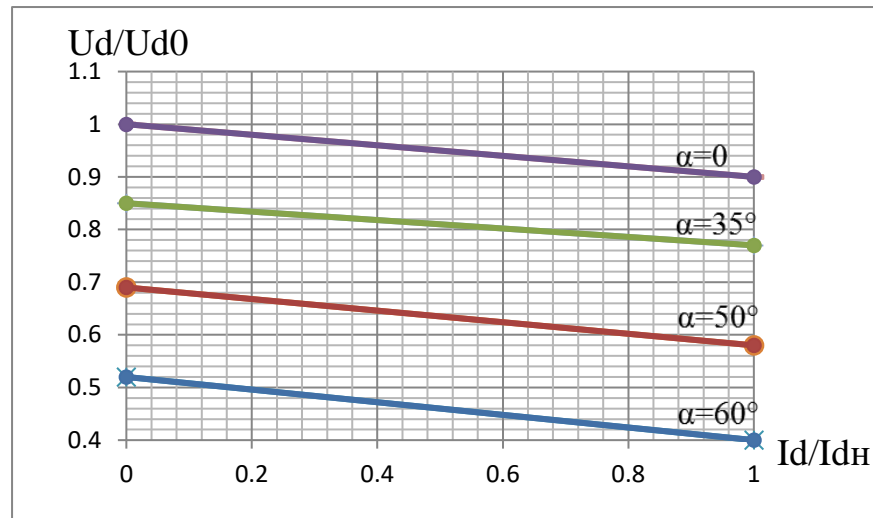


Рисунок 4 – Залежність постійної напруги від коефіцієнту навантаження

Зменшення напруги на навантаженні  $U_d$  з ростом струму  $I_d$ , пояснюється збільшенням комутаційного падіння напруги  $\Delta U_{d\gamma}$  внаслідок зростання кута комутації  $\gamma$ .

Струм  $i_1$  на внекомутаційних інтервалах, визначається струмами тиристорів  $i_{a1}$  і  $i_{a2}$  (з урахуванням коефіцієнта трансформації  $n = w_1 / w_2$ ), а на етапах комутації - їх різницею.

Фазовий зсув першої гармоніки струму  $i_{1(1)}$  щодо напруги живлення становить:

$$\varphi \approx \alpha + \gamma / 2$$

З урахуванням кута до тиристорів при замиканні прикладається скачок зворотної напруги:

$$U_{\epsilon_{\max}} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\alpha + \gamma).$$

З урахуванням кута  $\gamma$  до закритого тиристорів, прикладається скачек зворотної напруги:

$$U_{\epsilon_{\max}} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\alpha + \gamma).$$

## 9.2 Комутаційні процеси в однофазному мостовому випрямлячі.

Особливість полягає у тому, що на етапі комутації у мостовій схемі випрямляча у провідному стані знаходяться одночасно всі чотири тиристора. На схемі (рис. 5) показаний контур комутації при відмиканні тиристорів T1, T2 і замиканні тиристорів T3, T4.

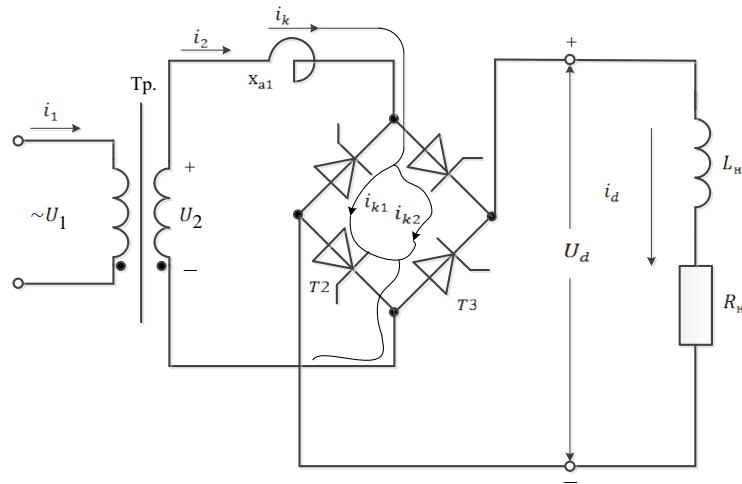


Рисунок 5 – Мостова симетрична схема керованого випрямляча з урахуванням комутаційних процесів

Струм комутації  $i_k$  у мостовій схемі обумовлюється напругою  $U_2$  і реактивним опором  $X_a$ .

Відмінність пов'язана з тим, що в мостовій схемі безпосередньо в комутації кожного з тиристорів беруть участь складові комутаційного струму  $i_{k1}$ ,  $i_{k2}$  (рис.5).

Якщо припустити, що складові  $i_{k1}$ ,  $i_{k2}$  рівні, то процес комутації (перехід струму з однієї пари тиристорів на іншу) закінчується при  $i_{k1} = i_{k2} = I_d$ . При цьому струму  $i_k$  буде відповідати значення  $2I_d$ . На підставі зазначеного, праву частину виразу (1,2) необхідно помножити на 2:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2}$$

Рівняння зовнішніх характеристик мостової схеми записується у вигляді:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2}$$

Перша гармоніка струму  $i_{1(1)}$  у мостовій схемі також зрушена у бік відставання щодо напруги живлення. Зворотна напруга на тиристорах у мостовій схемі, вдвічі менша і має той же самий вигляд, що і у схемі з нульовим виводом.

## Лекція 10.1

### Трифазні випрямлячі

Застосовуються для живлення постійним струмом споживачів середньої й великої потужності. При випрямленні трифазного змінного струму, досягається краща якість випрямленої напруги за рахунок зниження амплітуди пульсацій.

За рахунок зниження амплітуди пульсацій і збільшення амплітуди пульсацій і збільшення їх числа в випрямленій напрузі, скорочуються габаритні розміри згладжуючих фільтрів або взагалі відпадає потреба в них.

Трифазні випрямлячі відрізняються високим коефіцієнтом використання трансформатора і рівномірно навантажують мережу.

Переважне застосування на практиці отримала трифазна мостова схема (Ларіонова). Однак для кращого з'ясування принципу випрямлення трифазного струму розглянемо трифазну схему з нульовим виводом (рис.1).

#### 10.1. Трифазна схема з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.

Принцип дії схеми розглянемо за допомогою тимчасових діаграм (рис.1б) при чисто активному навантаженні. Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора і індуктивності мережі живлення приймаємо рівними нулю. Струм як навантаження підключена до нульового висновку вторинних обмоток і спільної точки з'єднання катодів вентилів (рис.1а), діоди здатні проводити струм лише при позитивній полярності вторинних напруг.

У будь-який момент часу струм пропускає тільки один вентиль, анод, який має найбільш високий потенціал. Тривалість роботи кожного вентиля

$$\varphi = \frac{2\pi}{3} \text{ при } \alpha = 0.$$

Кожен з непровідних вентилів буде замкнений зворотною напругою, яка дорівнює різниці напруг його фази і фази відкритого вентиля.

Відкритий вентиль підключає напругу відповідної фази до навантаження. В результаті на ній діє однополярний імпульс напруги  $U_d$ , що представляє собою ділянки фазної напруги  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$ .

При часто активному навантаженні, крива її струму  $I_d = \frac{U_d}{R_H}$  має ту ж саму форму, що і напруга  $U_d$ .

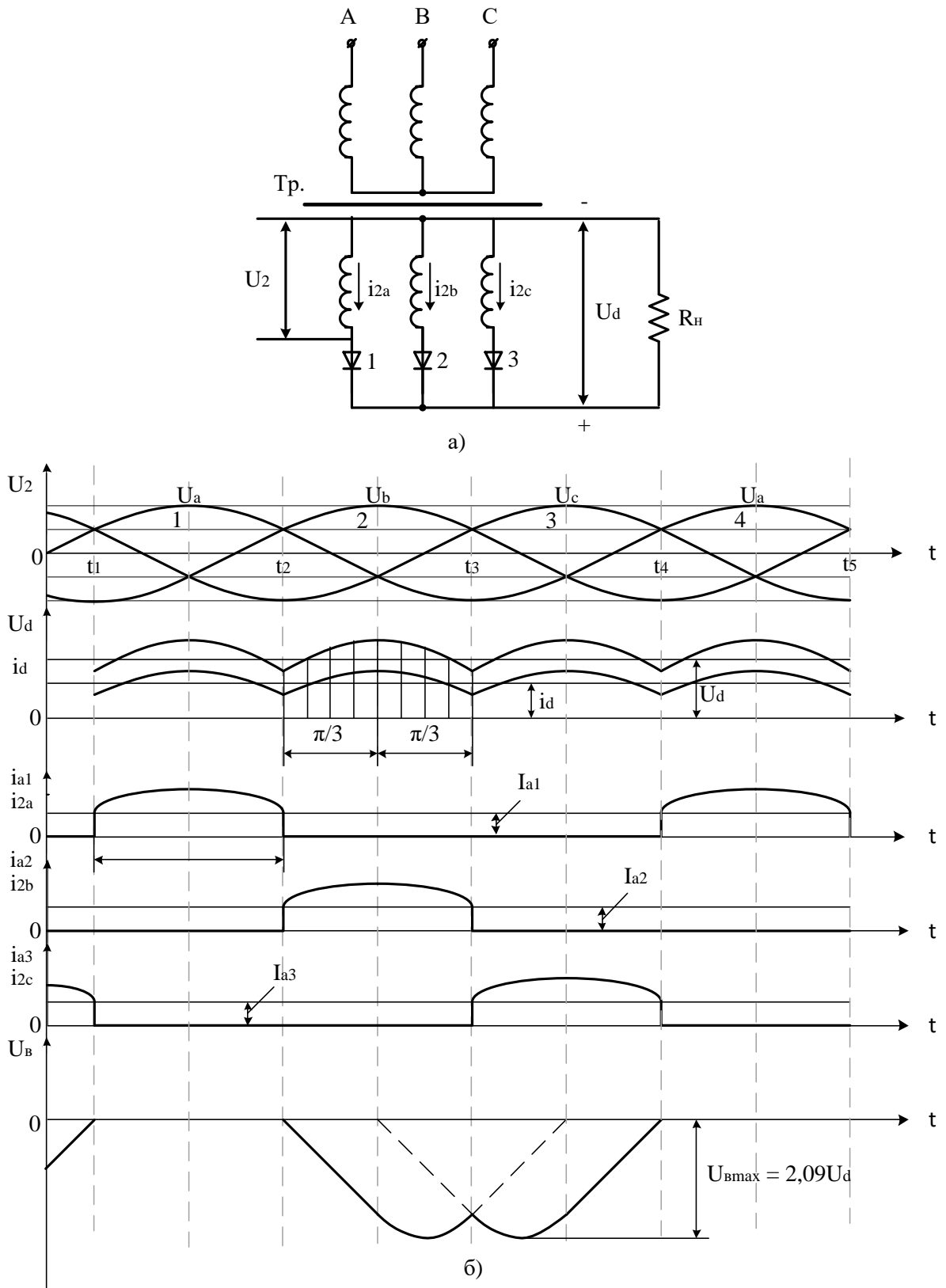


Рисунок 1 – Схема - а) і часові діаграми – б) трифазного нульового випрямляча

Середнє значення випрямної напруги знаходять за площею заштрихованої ділянки.

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_2 \cos(t) dt = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2,$$

де  $U_2$  - діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора  $U_2 = 0,85 U_d$

Кращі показники має схема і щодо коефіцієнта пульсації випрямленої напруги.

При  $m = 3$   $K_{n(1)} = \frac{2}{m^2-1} = 0,25\%$ , замість 0,67, для однофазної схеми.

Перша гармоніка пульсації має частоту, трифазну частоті мережі, і дорівнює 150 Гц.

$$f_{(1)} = 1 \cdot m_2 \cdot f_c, \text{ де } f_c - \text{ частота мережі.}$$

Середній струм вентилів, пов'язаний із середнім значенням струму навантаження  $I_d = \frac{U_d}{R_H}$ , співвідношенням  $I_a = \frac{I_d}{3}$ .

Зворотна напруга знайдена як різниця між потенціалами анода і катода. Для вибору вентиля, максимальна зворотна напруга, дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинної обмотки трансформатора.

$$U_{\text{вmax}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_2 = \sqrt{6} \cdot U_2.$$

Струми вторинних обмоток трансформатора  $i_{2a}$ ,  $i_{2b}$ ,  $i_{2c}$  визначаються відповідними струмами вентилів. Криві анодних струмів містять постійну складову, яка дорівнює  $\frac{I_d}{3}$ , яка протікає і через вторинні обмотки трансформатора, створюючи у кожному з трьох стрижнів магнітопроводу односпрямований потік вимушеного подмагнічування трансформатора. Цей потік замикається від верхнього ярма трансформатора до нижнього через повітря, а у разі невдалої конструкції - через деталі кріплення магнітопроводу.

Явище вимушеного підмагнічування магнітопроводу трансформатора небажано, оскільки воно може призвести до його насичення. Для зменшення насичення доводиться збільшувати переріз магнітопроводу, а це призводить до збільшення його габаритів і маси.

Потік вимушеного підмагнічування може бути виключений введенням додаткових обмоток на вторинній стороні і з'єднанням вторинних обмоток зигзагом.

$$\text{Чинне значення напруги вторинної обмотки } U_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d.$$

$$\text{При } m = 3, U_2 = 0,855 \cdot U_d.$$

Якщо враховувати активні опори обмоток трансформатора  $r_a$  і вентилів в прямому напрямку  $R_{np}$ , то

$$U_2 = 0,855 \cdot \frac{U_d}{\eta_a}$$

Типовая потужність трансформатора:

$$S_T = (S_1 \cdot S_2)/2 = 1,35 \cdot P_d$$

де  $\eta_a = \frac{r_d}{r_d + r_a + r_{np}}$  - условный к.к.д. анодного ланцюга.

При  $m = 3$ , струм  $I_2 = 0,583 \cdot I_d$ .

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 1,48 \cdot P_d$$

Чинне значення струму у первинній обмотці:

$$I_1 = 0,476 \cdot n \cdot I_d$$

де  $n$ , - коефіцієнт трансформації.

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \frac{W_1}{W_2} \cdot U_2 \cdot I_2 = 1,22 \cdot P_d$$

Типовая потужність трансформатора:

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,35 \cdot P_d$$

## **10.2. Схема трифазного мостового випрямляча при роботі на активно-індуктивне навантаження.**

Струм навантаження у мостовій схемі (сх. Ларіонова) (рис. 2а), створюється під дією лінійної напруги. Струм навантаження тут протікає через два вентиля, один з яких розташований у катодній групі, а інший в анодній.

З катодного групи у відкритому стані перебуватиме той з вентилів, напруга анода якого має позитивну полярність, щодо нульового виводу (фазна напруга) і найбільшу величину у порівнянні з іншими вентилями.

З анодної групи відкриється той вентиль, напруга катода якого в даний момент є найбільшою і має негативну полярність. Таким чином, у провідному стані перебуватимуть ті два навхрест лежачих вентиля моста, між якими діє в провідному напрямку найбільша лінійна напруга.

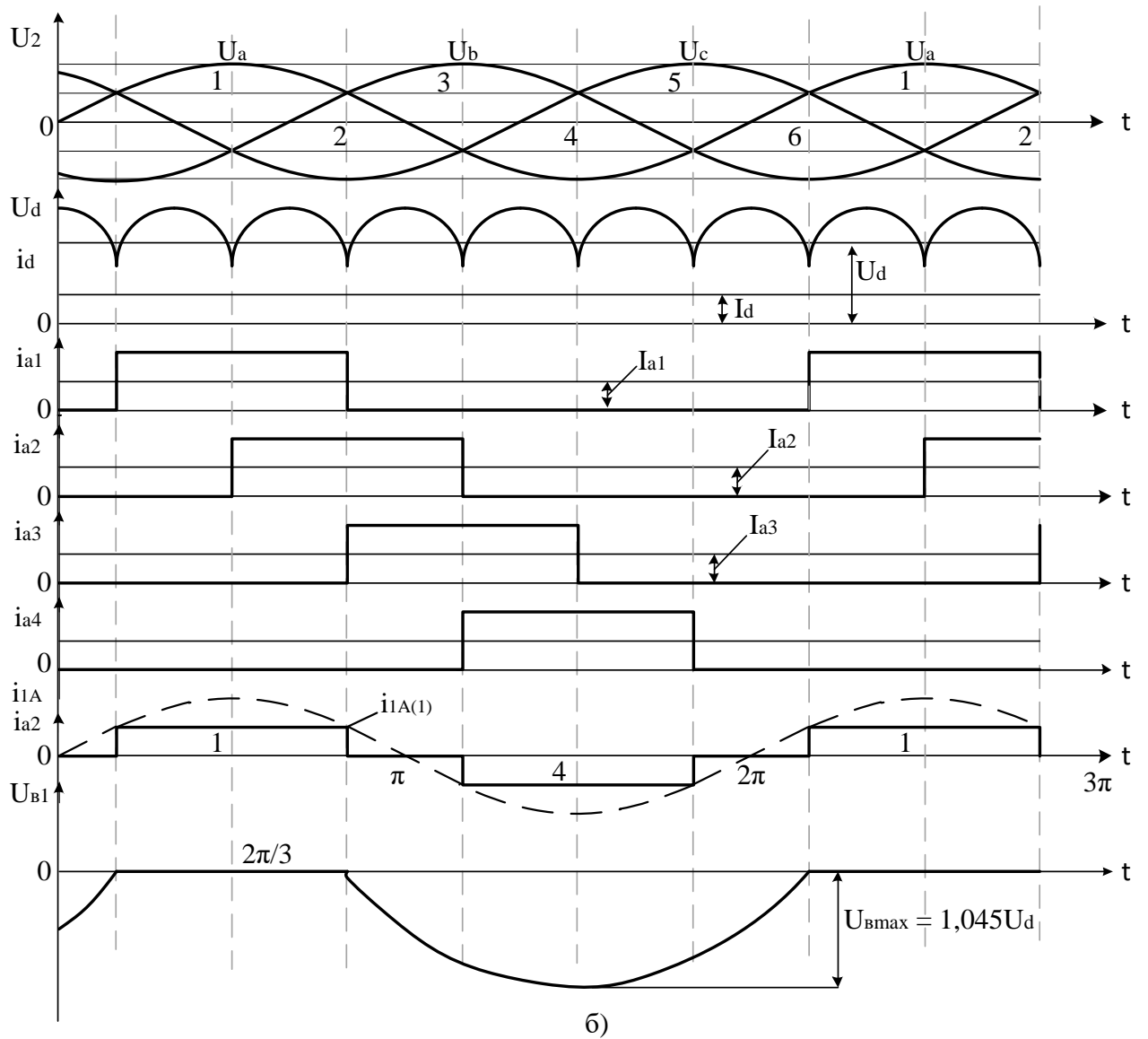
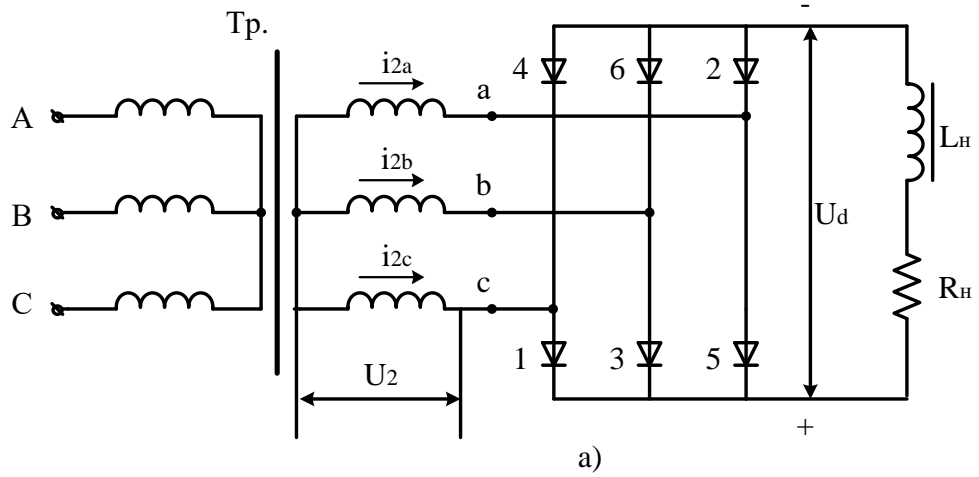


Рис.2

Рисунок 2 – Схема – а) та часові діаграми – б) трифазного мостового випрямляча

Інтервал провідності кожного вентиля становить  $\varphi = 2\pi/3$ , а інтервал спільної роботи двох вентилів, дорівнює  $\pi/3$ . За період напруги живлення



відбувається шість перемикань вентилів. Схема працює у шість тактів, її називають шестипульсною.

Напруга складається з ділянок лінійних напруг, вторинних обмоток трансформатора. Середнє значення випрямленої напруги  $U_d$  за період повторюваності  $\pi/3$ .

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_{2л} \cdot \cos(t) dt = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{2л} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_2 = 2,34 \cdot U_2.$$

Напруга на навантаженні в порівнянні з нульовою схемою виходить удвічі більшим. Це пояснюється тим, що трифазна мостова схема випрямляча є хіба дві трифазні схеми з нульовим виводом, висновки яких включені послідовно.

При заданій напрузі  $U_d$  тут потрібно вдвічі менше напруги  $U_2$ , що скорочує число витків вторинних обмоток трансформатора.

$$U_2 = \frac{\pi}{3} \cdot U_d = 0,425 \cdot U_d.$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{n(1)} = \frac{2}{m^2-1} = \frac{2}{6^2-1} = 0,057.$$

Частота першої гармоніки пульсацій дорівнює 300 Гц. Струм із-за наявності індуктивності, згладжений.

$$I_d = \frac{U_d}{R_H}.$$

Середнє значення анодного струму вентилів:

$$I_a = \frac{I_d}{3}.$$

Максимальна величина зворотньої напруги дорівнює амплітуді лінійної напруги:

$$U_{\text{вmax}} = \sqrt{6} \cdot U_2, \quad \text{або} \quad U_{\text{вmax}} = \frac{\pi}{3} U_d = 1,045 \cdot U_d.$$

Таким чином, вентиля в трифазній мостовій схемі слід вибирати на напругу, близьку до  $U_d$ . Струм вторинних обмоток трансформатора має форму прямокутних імпульсів тривалістю  $I_d$ , коли обидва вентиля даної фази закриті. Постійна складова у вторинному струмі відсутня.

Чинне значення вторинного струму:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_2^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 dt} = \sqrt{2/3} \cdot I_d.$$

Струм первинної обмотки трансформатора пов'язаний зі струмом його вторинної обмотки коефіцієнтом трансформації:

$$i_1 = \frac{i_2}{n}, n = \frac{W_1}{W_2}, n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{0,45 \cdot U_d}.$$

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d.$$

Розрахункові потужності первинних і вторинних обмоток:

$$S_T = S_1 = S_2 = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d = \frac{\pi}{3} \cdot P_d = 1,045 \cdot P_d. \quad (1.1)$$

Відповідно до формули (1.1), трансформатор трифазної мостової схеми випрямляча, вибирають на потужність близьку до потужності навантаження.