

## ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ХАРАКТЕРИСТИК ВИПРЯМЛЯЧА ПРИ РОБОТІ НА АКТИВНО - ЄМНІСНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Шавьолкін О. О., Уланов Р.В.

Донецький національний технічний університет

Sha@dgtnu.donetsk.ua

У поточний час некеровані випрямлячі з активно-ємнісним ( $RC$ ) навантаженням є невід'ємним елементом перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму при достатньо значних потужностях. Робота випрямляча на  $RC$ -навантаження має свої особливості, на неї суттєво впливають параметри схеми випрямлення і мережі живлення. Аналіз вхідного струму випрямляча при  $RC$ -навантаженні з урахуванням усіх параметрів реальної схеми досить складний. Безпосереднє рішення рівнянь дозволяє визначити миттєві значення струму в кожному конкретному випадку, але одержання аналітичних залежностей для аналізу є складною задачею.

Питання розрахунків малопотужних випрямлячів з урахуванням лише активних опорів схеми достатньо вивчене, існують методики розрахунків. При великих потужностях переважний вплив має індуктивність кіл, активним опором звичайно пехтують. Аналіз процесів при цьому ускладнюється. Не зважаючи на великий інтерес до цього питання, на даний момент не існує загальної методики для розрахунків схеми випрямляча і оцінки впливу його на мережу з урахуванням індуктивності кіл. Особливий інтерес в даному напрямку викликає робота [1], де на основі аналізу процесів у колі випрямляча, отримані аналітичні залежності, проте вони майже не придатні для практичних розрахунків. Дане питання обумовлює необхідність подальшого аналізу і дослідження закономірностей процесів.

**Ціль роботи:** розробка інженерної методики розрахунку параметрів випрямляча з активно-ємнісним навантаженням з урахуванням індуктивних опорів мережі і вхідних кіл.

При цьому необхідно вирішити наступні завдання:

- виконати аналіз процесів у схемі з урахуванням параметрів мережі живлення і вхідного реактора;
- отримати аналітичні залежності для зв'язку основних параметрів схеми з навантаженням випрямляча;
- встановити основні закономірності і отримати зручні для використання залежності розрахунку параметрів реальної схеми.

**Основні результати досліджень.** При аналізі звичайно використовується припущення, що ємність конденсатору достатньо велика, щоб вважати вихідну напругу випрямляча  $U_d$  ідеально згладженою. Такий режим аналогічний роботі випрямляча на проти - ЕРС ( $E=U_{CP}=U_d=U_C$ ). Суттєвий вплив на процеси у схемі випрямляча мають параметри вхідного кола – мережі (трансформатору) і діодів. Реальна мережа змінного струму характеризується індуктивним и активним опорами, при цьому у малопотужних колах превалює активний опір, у потужних - реактивний. Для спрощення аналізу у подальшому будемо враховувати лише індуктивність кіл.

Розрахункова схема мережі з трифазним випрямлячем подана на рис.1. До затисків мережі  $A, B, C$  можуть підключатися і інші споживачі енергії. Опір фази мережі  $X_S$ . Кабель, що підводить і вхідний реактор на схемі враховуються опором  $X_{BX}$ . Фазна напруга на затисках мережі  $U_S$ , на вході випрямляча  $U_{\phi}$ .

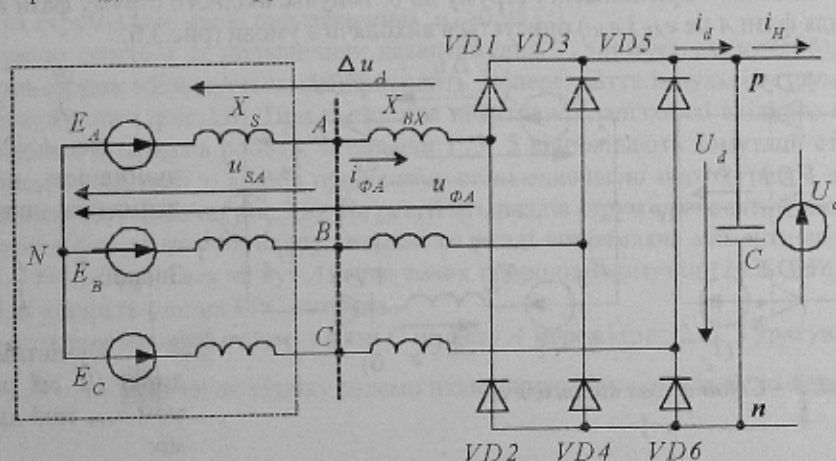


Рисунок 1 – Розрахункова схема випрямляча і мережі

В залежності від параметрів схеми і навантаження випрямляча можливі два режими його роботи [1]:

- з перервним струмом, коли вхідний струм фази  $i_{\phi}$  випрямляча має характер окремих імпульсів (рис.2,а), перервним є і струм на виході випрямляча  $i_d$ ,

- з безперервним струмом, коли імпульси струму  $i_{\phi}$  однієї полярності зливаються в один (рис.2,б), а струм на виході випрямляча  $i_d$  стає безперервним.

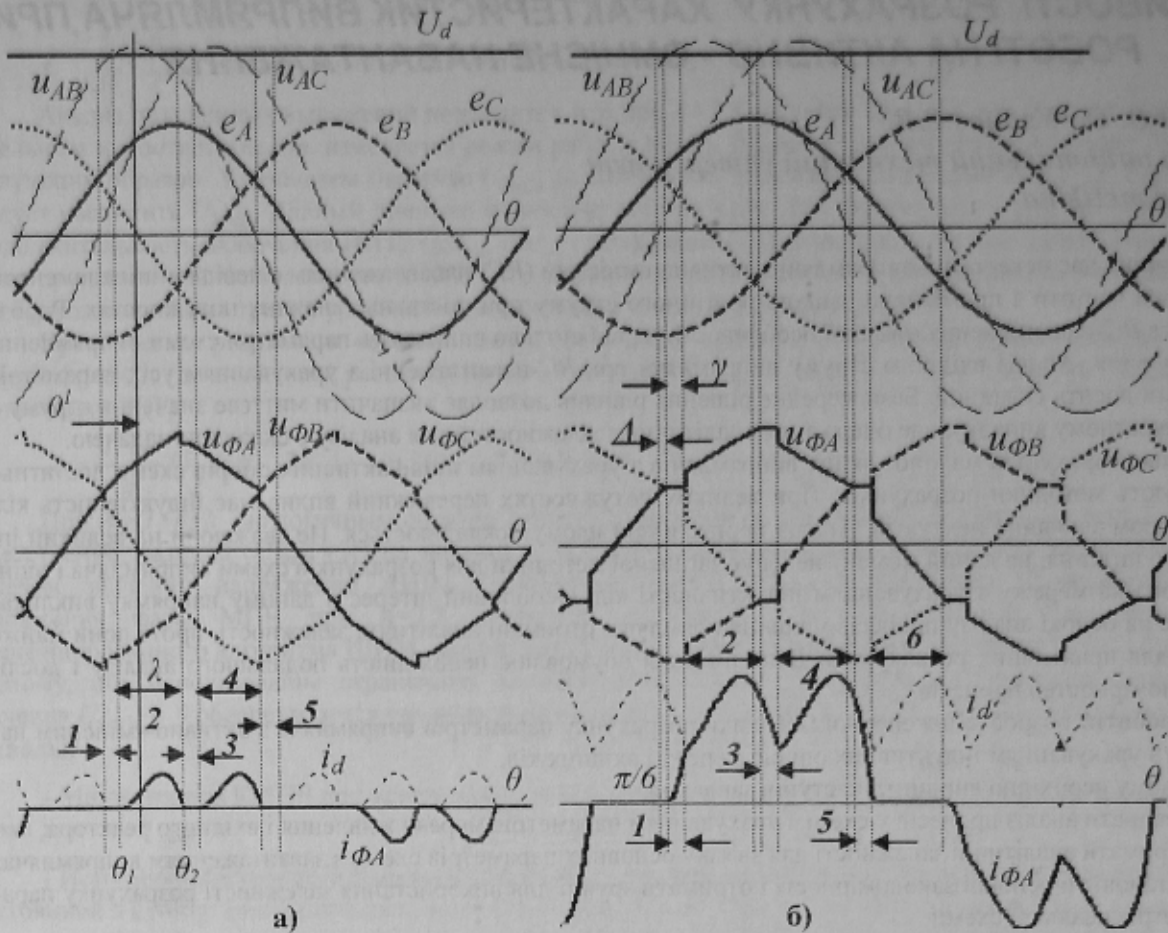


Рисунок 2 – Діаграми роботи трифазного мостового випрямляча на смісне навантаження

**Режим перервних струмів.** Має місце при малих навантаженнях, коли  $U_d$  за значенням близьке до амплітуди лінійної ЕРС мережі  $E_{\text{лн}}$ . При максимально можливій для трифазної мостової схеми тривалості інтервалу провідності діодів  $2\pi/3$  маємо в кожній напівхвилі вхідного струму два імпульси струму.

У цьому режимі чергуються інтервали (інтервали 2 і 4 на рис.2,а), коли струм проводять два діоди і підключають до виходу дві фази мережі (рис.3,б), а також інтервали, коли всі діоди вимкнуті (інтервали 1, 3, 5 на рис.2,а), і випрямляч від мережі відключений. Вмикання діодів відбувається за умови, що миттєве значення лінійної ЕРС  $e_{\text{л}} \geq U_d$ , вимкнення - при зниженні струму до 0. Імпульс вхідного струму фази випрямляча відповідний визначеній  $e_{\text{л}}$  (для фази А це  $e_{AB}$  і  $e_{AC}$ ) описується виходячи з умови (рис.3,б):

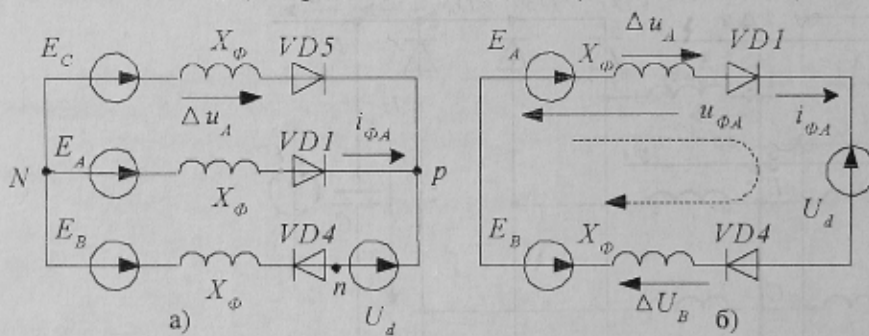


Рисунок 3 – Стан схеми випрямляча

$$L \frac{di}{dt} = e_{\text{л}} - U_d,$$

де:  $L = 2L_{\phi} = 2(L_s + L_{RX})$  – індуктивність кола, що утворено двома фазами випрямляча.

$$\text{Звідки: } i = \frac{1}{L} \int (e_{\text{л}} - U_d) dt.$$

Сумістимо початок координат ( $0'$  на рис.2,а) з максимумом  $e_{AB}$ , тоді для фази А отримуємо:

$$L \frac{di_{\phi A}}{dt} = E_{\text{лн}} \cos \alpha - U_d, \tag{1}$$

де  $E_{\text{лн}} = \sqrt{2}E_{\text{л}}$  – амплітуда лінійної ЕРС мережі змінного струму.

Відповідно до (1) струм на інтервалі  $\lambda = (\theta_2 - \theta_1)$  провідності діодів:

$$i_{\Phi A} = \frac{1}{L} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^t (E_{am} \cos \alpha x - U_d) dt = \frac{E_{am}}{\omega L} (\sin \alpha x - \sin \theta_1 - u_d (\alpha x - \theta_1)), \quad (2)$$

де  $u_d = U_d/E_{am}$ ,  $\theta_1 = -\arccos(u_d)$  – кут вмикання діодів.

Тривалість інтервалу провідності  $\lambda$  знаходимо з рішення рівняння (2), коли струм дорівнює нулю:

$$(\sin \theta_2 - \sin \theta_1 - u_d (\theta_2 - \theta_1)) = 0. \quad (3)$$

Струм  $i_d$  на виході випрямляча має одну полярність (рис.2) і формується як сума вхідних струмів окремих фаз. При цьому за період напруги мережі маємо шість імпульсів струму. З урахуванням цього середнє значення (постійна складова) струму:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^T i_d dt = \frac{6}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{\Phi A} d\alpha x = \frac{3 \cdot E_{am}}{\pi \cdot \omega L} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (\sin \alpha x - \sin \theta_1 - u_d (\alpha x - \theta_1)) d\alpha x.$$

Після перетворення отримуємо:

$$I_d = \frac{3 \cdot E_{am}}{\pi \cdot \omega L} \left[ -(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) + (u_d \cdot \theta_1 - \sin \theta_1) (\theta_2 - \theta_1) - \frac{u_d}{2} (\theta_2^2 - \theta_1^2) \right]. \quad (4)$$

Очевидно, що із-за наявності  $X_{\Phi}$ , форма напруги  $u_{\Phi}$  на вході випрямляча спотворюється (це стосується і напруги  $u_S$  на затискач мережі). Проаналізуємо закон зміновання напруги  $u_{\Phi A}$  на вході перетворювача. Для зручності вважаємо, що початок відліку співпадає з початком синусоїди  $e_A$ .

За відсутності струму (інтервали 1,3,5 на рис.2,а)  $u_{\Phi A} = e_A$ .

Для інтервалу 2 (рис.2,а) скористаємося схемою рис.3,б. Відповідно до 2-го закону Кірхгофа одержуємо

$$e_{AB} - U_d = 2 \cdot \Delta u,$$

де  $\Delta u$  – падіння напруги на  $X_{\Phi}$ . Звідки:

$$\Delta u = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\alpha x + \frac{\pi}{6}) + \frac{U_d}{2}, \quad (5)$$

$$u_{\Phi A} = e_A - \Delta u = e_A - (\frac{e_{AB}}{2}) + \frac{U_d}{2} = e_A - (\frac{e_A - e_B}{2}) + \frac{U_d}{2} = \frac{e_A + e_B}{2} + \frac{U_d}{2}. \quad (6)$$

Для симетричної трифазної системи  $e_A + e_B + e_C = 0$  або  $e_A + e_B = -e_C$ . З урахуванням цього:

$$u_{\Phi A} = \frac{E_m}{2} \sin(\alpha x - \frac{\pi}{3}) + \frac{U_d}{2}. \quad (7)$$

На інтервалі 4 до виходу випрямляча підключаються фази  $A$  і  $C$ , відповідно:  $e_{AC} - U_d = 2 \cdot \Delta u$ .

Падіння напруги на  $X_{\Phi}$  і значення  $u_{\Phi A}$  визначаються аналогічно (5) и (7):

$$\Delta u = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\alpha x - \frac{\pi}{6}) + \frac{U_d}{2}, \quad (8)$$

$$u_{\Phi A} = \frac{E_m}{2} \sin(\alpha x + \frac{\pi}{3}) + \frac{U_d}{2}. \quad (9)$$

Режим перервних струмів має місце при значеннях  $u_d > 0.95$  [1].

**Режим безперервних струмів.** Із збільшенням навантаження  $U_d$  знижується ( $u_d \leq 0.95$ ), амплітуда і тривалість імпульсів вхідного струму збільшується, що приводить до перекриття імпульсів струму - вихідний струм випрямляча  $i_d$  стає безперервним (рис.2,б). При цьому для позитивної напівхвилі вхідного струму фази можна виділити шість характерних інтервалів роботи. Інтервали 1, 3, 5 відповідають комутації струму з однієї фази мережі на іншу - інтервали комутації  $\gamma$ , коли в провідному стані одночасно знаходяться 3 діоди, підключаючи всі фази джерела до виходу випрямляча (рис.3,а). На решті інтервалів струм проводять 2 діоди. Слід зазначити, що внаслідок спотворення форми фазних напруг мережі на вході випрямляча моменти вмикання діодів  $VD1$ ,  $VD3$ ,  $VD5$  і  $VD2$ ,  $VD4$ ,  $VD6$  зміщуються на кут  $\Delta$  щодо точок природної комутації ( $\pi/6$ ,  $3\pi/6$ ,  $5\pi/6$ ,  $7\pi/6$ , ...), що визначаються як момент рівності фазних ЕРС джерела.

Інтервал 1 - комутується вхідний струм з фази  $C$  на фазу  $A$  мережі (рис.2,а). З урахуванням зсуву  $\Delta$  межі інтервалу  $\frac{\pi}{6} + \Delta \leq \alpha x \leq \frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma$  (початок відліку ведемо щодо синусоїди  $e_A$ ). Згідно до методу вузлової напруги:

$$u_{\Phi A} = u_{NP} = \frac{e_C \cdot y_C + e_A \cdot y_A + (e_B + U_d) y_B}{y_A + y_B + y_C} = \frac{U_d}{3}, \quad (10)$$

де:  $y_A = y_B = y_C$  – провідність гілок схеми.

Падіння напруги на  $X_{\Phi}$ :

$$\Delta u = e_A - U_{NP} = E_m \sin \alpha x - \frac{U_d}{3}. \quad (11)$$

Інтервал 2 - після вимкнення діода VD5 фаза C мережі відключається. У відкритому стані залишаються діоди у фазах A і B (рис.3,б). Напруги  $u_{\phi A}$  і  $\Delta u_A$  визначаються виразами (5) і (7). Двофазний режим роботи має місце до моменту комутації струму з фази B на фазу C, який визначається відповідною точкою природної комутації ( $\frac{\pi}{2}$ ) з урахуванням кута зсуву  $\Delta$ . Таким чином, межі цього інтервалу  $\frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \Delta$ .

Інтервал 3 - струм проводять діоди в трьох фазах мережі (рис.4). Вузлова напруга:

$$u_{Nm} = \frac{e_B \cdot y_B + e_C \cdot y_C + (e_A - U_d) y_A}{y_A + y_B + y_C} = -\frac{U_d}{3}$$

Фазна напруга:

$$u_{\phi A} = u_{Nn} + U_d = \frac{2U_d}{3} \quad (12)$$

Падіння напруги:

$$\Delta u = e_A - u_{\phi} = E_m \sin \omega t - \frac{2U_d}{3} \quad (13)$$

Таким же чином розраховуються напруги для інтервалів 4 і 5:

$$\text{Інтервал 4 } \left( \frac{\pi}{2} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + \Delta \right),$$

$$u_{\phi A} = \frac{E_m}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) + \frac{U_d}{2}, \quad \Delta u_A = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) - \frac{U_d}{2} \quad (14)$$

$$\text{Інтервал 5 } \left( \frac{5\pi}{6} + \Delta < \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + \Delta + \gamma \right),$$

$$u_{\phi A} = \frac{U_d}{3}, \quad \Delta u_A = E_m \sin \omega t - \frac{U_d}{3} \quad (15)$$

$$\text{Інтервал 6 } \left( \frac{5\pi}{6} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{7\pi}{6} + \Delta \right) \text{ після вимкнення діода VD1 у фазі A струм відсутній } (u_{\phi A} = e_A, \Delta u = 0).$$

Для визначення кута  $\Delta$  скористаємося рис.5, де розглядається перехід з фази A на фазу B. Умова вмикання діода VD3 фази B - рівність фазних напруг  $u_{\phi A}$  і  $u_{\phi B}$  (за відсутності струму  $u_{\phi B} = e_B$ ). Причому з моменту початку комутації (інтервал 5) напруги фаз однакові і дорівнюють  $U_d/3$ . Таким чином, напруга фази B:

$$u_{\phi B} = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = E_m \sin((\frac{5\pi}{6} + \Delta) - \frac{2\pi}{3}) = E_m \sin(\frac{\pi}{6} + \Delta) = \frac{U_d}{3}$$

Звідси:

$$\Delta = \arcsin\left(\frac{U_d}{\sqrt{3}E_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}\right) - \frac{\pi}{6} = \arcsin\left(\frac{u_d}{\sqrt{3}}\right) - \frac{\pi}{6} \quad (16)$$

де  $u_d = \frac{U_d}{E_m \sqrt{3}}$  - відносне значення випрямленої напруги.

Кут комутації  $\gamma$  можна знайти відповідно до [1] як рішення рівняння:

$$\frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\Delta + \frac{\gamma}{2}) \sin(\frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{3}) - u_d \frac{\pi + \gamma}{6} = 0 \quad (17)$$

Значення струму  $i_{\phi A}$  на кожному з інтервалів можна визначити як:

$$i_{\phi A} = \frac{1}{L_{\phi}} \int_{\frac{\theta_H}{\omega}}^t \Delta u dt \quad (19)$$

де  $\theta_H$  - кут, що визначає початок інтервалу.

При заміні значення  $U_d = \sqrt{3}E_m u_d$  у виразах для  $u_{\phi A}$  і  $\Delta u_A$   $E_m$  є загальним співмножником для складових, що визначають значення напруг на інтервалах роботи схеми. Тоді вираз, що визначає струм, можна привести до вигляду  $i_{\phi A} = \frac{E_m}{\omega L_{\phi}} f(u_d) = \frac{E_m}{X_{\phi}} i_{\phi}^*$ . Це ж стосується і фазної напруги на вході випрямляча  $u_{\phi}$ , де загальним співмножником є  $E_m$  і  $u_{\phi A} = E_m u_{\phi}^*$ . Таким чином, для визначення параметрів схеми можна використо-

увати базові функції для струму на виході випрямляча  $I_d = \frac{E_m}{X_\phi} I_d^*$ , вхідного струму і його першої гармоні-

ки  $I_\phi = \frac{E_m}{X_\phi} I_\phi^*$ ,  $I_{\phi(1)} = \frac{E_m}{X_\phi} I_{\phi(1)}^*$ , фазної напруги і падіння напруги  $U_\phi = E_m U_\phi^*$ ,  $\Delta U = E_m \Delta U^*$ . Розрахо-

вані залежності подані на рис.6 графічно і після апроксимації аналітично (див. табл.1–табл.3). Також визначені залежності для  $\psi_i$  – початкової фази вхідного струму відносно фазної ЕРС джерела і коефіцієнт гармонік струму  $K_{ГС} = I_{\phi(BГ)} / I_{\phi(1)}$ , де  $I_{\phi(BГ)}$  – діюче значення вищих гармонік вхідного струму (див. табл.1–табл.3). Отримані дані базуються на результатах моделювання схеми у пакеті Matlab.

Таблиця 1

Параметр	$u_d < 0.95$	$u_d \geq 0.95$
$I_d^*$	$4.38 \cdot (u_d)^3 - 10.3 \cdot (u_d)^2 + 7.02 \cdot u_d - 1.10$	$0.736 \cdot (u_d)^3 - 2.21 \cdot u_d + 1.47$
$I_\phi^*$	$4.75 \cdot (u_d)^3 - 11.8 \cdot (u_d)^2 + 8.99 \cdot u_d - 1.95$	$0.564 \cdot (u_d)^3 - 1.72 \cdot u_d + 1.15$
$I_{\phi(1)}^*$	$3.84 \cdot (u_d)^3 - 11.8 \cdot (u_d)^2 + 6.76 \cdot u_d - 1.28$	$0.582 \cdot (u_d)^3 - 1.74 \cdot u_d + 1.16$
$U_\phi^*$	$-4.99 \cdot (u_d)^3 + 11.3 \cdot (u_d)^2 - 7.81 \cdot u_d + 2.51$	$-0.247 \cdot (u_d)^3 + 0.729 \cdot u_d + 0.518$
$\Delta U^*$	$-0.726 \cdot (u_d)^3 - 0.472 \cdot u_d + 1.12$	$1.72 \cdot (u_d)^3 - 5.94 \cdot u_d + 4.22$

Таблиця 2

$\psi_i$	$u_d < 0.94$	$50.6 \cdot (u_d)^3 + 6.43 \cdot u_d - 61.3$
	$0.94 \leq u_d < 0.95$	$-0.832 \cdot 10^4 \cdot (u_d)^3 + 2.22 \cdot 10^4 \cdot u_d - 1.39 \cdot 10^4$
	$u_d \geq 0.95$	$1.01 \cdot 10^3 \cdot (u_d)^3 - 2.65 \cdot 10^3 \cdot u_d + 1.64 \cdot 10^3$

Таблиця 3

$K_{ГС}$	$u_d < 0.94$	$0.574 \cdot 10^5 \cdot (u_d)^3 - 1.51 \cdot 10^5 \cdot (u_d)^2 + 1.32 \cdot 10^5 \cdot u_d - 0.384 \cdot 10^5$
	$0.94 \leq u_d < 0.95$	$0.665 \cdot 10^5 \cdot (u_d)^3 - 1.75 \cdot 10^5 \cdot u_d + 1.09 \cdot 10^5$
	$u_d \geq 0.95$	$1.75 \cdot 10^6 \cdot (u_d)^3 - 5.05 \cdot 10^6 \cdot (u_d)^2 + 4.85 \cdot 10^6 \cdot u_d - 1.55 \cdot 10^6$

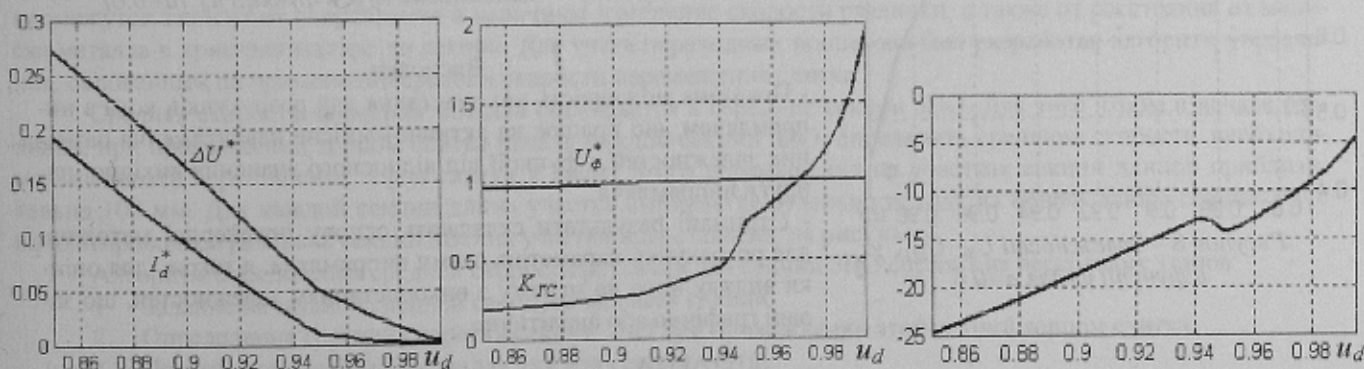


Рисунок 6 – Залежність  $I_d^*$ ,  $\Delta U^*$ ,  $U_\phi^*$ ,  $K_{ГС}$ ,  $\psi_i$  в функції  $u_d$

Фазна напруга на затисках мережі  $u_s$  залежить від співвідношення індуктивних опорів,  $a = X_S / X_\phi$ . Діюче значення падіння напруги на  $X_S$  складе при цьому  $\Delta U_{S-} = a \Delta U$ . Діюче значення його першої гармоніки  $\Delta U_{S(1)} = I_{\phi(1)} X_S$ . Відповідно до векторної діаграми (рис.7) діюче значення першої гармоніки  $u_s$  можна визначити як:

$$U_{S(1)} = \sqrt{(E - \Delta U_{S(1)} \sin \psi_I)^2 + (\Delta U_{S(1)} \cos \psi_I)^2}$$

Діюче значення вищих гармонік падіння напруги на  $X_S$  складає:

$$\Delta U_{S(BГ)} = \sqrt{(a \Delta U)^2 - (\Delta U_{S(1)})^2}$$

З урахуванням цього діюче значення напруги на затисках мережі:

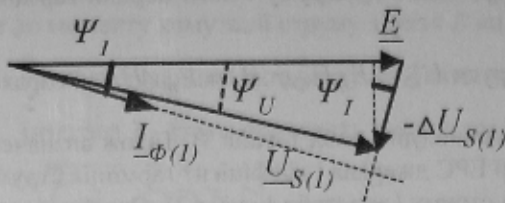


Рисунок 7 – Векторна діаграма напруг на вході випрямляча

$$U_S = \sqrt{(U_{S(1)})^2 + (\Delta U_{S(BГ)})^2}$$

Фаза напруги  $u_s$  і кут зсуву фаз  $\varphi$ :

$$\psi_U = \arcsin \frac{\Delta U_{S(1)} \cos \psi_I}{U_{S(1)}}, \quad \varphi = \psi_U - \psi_I$$

Коефіцієнт гармонік напруги:  $K_{GH} = \frac{\Delta U_{S(BГ)}}{U_{S(1)}}$ . Кое-

фіцієнт потужності випрямляча щодо затисків мережі:

$$\chi = \frac{Pd}{S} = \frac{U_d I_d}{U_S I_\phi}$$

Залежності  $U_S$ ,  $U_{S(1)}$ ,  $K_{GH}$ ,  $\chi$  у функції  $u_d$  для  $a=0.6$  приведені на рис.8 і 9.

З одержаних залежностей неважко відзначити, що якнайкращі входні характеристики досягаються в зоні безперервних струмів при  $u_d < 0.95$ . Проте зниження випрямленої напруги за відсутності вхідного трансформатора не завжди допустимо.

Таким чином, можна сформулювати наступний підхід до розрахунку параметрів випрямляча (розрахунок ємності вихідного конденсатора здійснюється з умови отримання заданого коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги):

1. Задаємося допустимим значенням випрямленої напруги  $u_d$  і відповідно до зовнішньої характеристики знаходимо базовий струм  $I_d^*$ .

2. Виходячи з потужності навантаження  $P_d = U_d I_d$ , знаходимо струм  $I_d$  і визначаємо індуктивний опір вхідного

кола  $X_\phi = \frac{E_m}{I_d} I_d^*$  і реактора на вході випрямляча  $X_p = X_\phi - X_s$ .

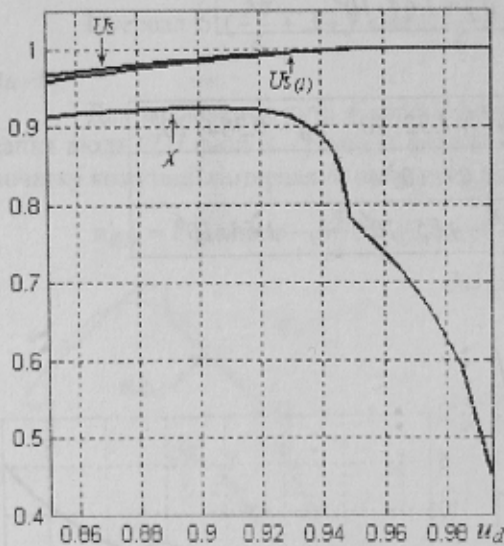


Рисунок 8 – Залежності  $U_S$ ,  $U_{S(1)}$ ,  $\chi$  в функції  $u_d$  для  $a=0.6$

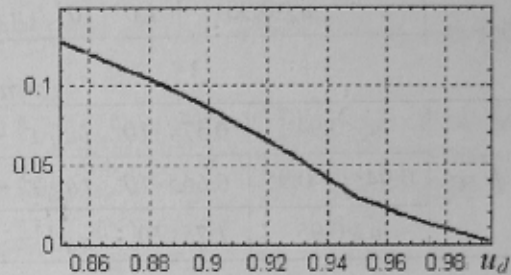


Рисунок 9 – Залежність  $K_{GH}$  в функції  $u_d$  ( $a=0.6$ )

#### Висновки:

- Показана можливість використання для розрахунків кола з випрямлячем, що працює на активно-ємнісне навантаження базисних залежностей в функції від відносного значення вихідної напруги випрямляча.
- Отримані результати складають основу інженерної методики для розрахунку параметрів схеми випрямляча, а також для оцінки впливу його на мережу з використанням залежностей, що задані графічно або аналітично.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Жук А.К.. Влияние на питающую сеть преобразователей частоты со звеном постоянного тока// Техн. электродинамика. Темат. выпуск. "Силовая электроника та енергоефективність. - К.2006. - Ч.5. - С.42-46