

Лекція 3. ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

3.1. Основні поняття про фільтри

Згладжуючі фільтри використовуються для зниження рівня пульсації випрямленої напруги до такого, що забезпечує нормальну роботу навантаження.

Найширше використання мають пасивні згладжуючі фільтри, що будуються на реактивних елементах, які мають властивість накопичувати електричну енергію - дроселях і конденсаторах. Кількість накопиченої енергії відповідно становить:

$$W_L = \frac{LI^2}{2}; \quad W_C = \frac{CU^2}{2}. \quad (3.1)$$

Індуктивний фільтр - це дросель, що вмикається послідовно з навантаженням. Фактично, разом із навантаженням він являє собою частотно-залежний дільник напруги. Ефект фільтрації наявний тоді, коли опір дроселя ωL змінній складовій пульсуючого струму з найнижчою частотою значно перевищує активний опір навантаження R_H . Тоді вся постійна напруга прикладається до R_H (падіння напруги на ідеальному дроселі відсутнє), а змінні складові діляться між R_H і ωL .

Ємнісний фільтр - це конденсатор, що вмикається паралельно навантаженню. За умови, що опір конденсатора $1/\omega C$ для складової пульсуючого струму з найнижчою частотою значно менший опору навантаження R_H , забезпечується шунтування навантаження за змінним струмом: постійний струм увесь протікає через R_H (конденсатор постійного струму не проводить), а змінні складові розподіляються між R_H і $1/\omega C$. Схеми цих фільтрів зображені на рис. 3.1.

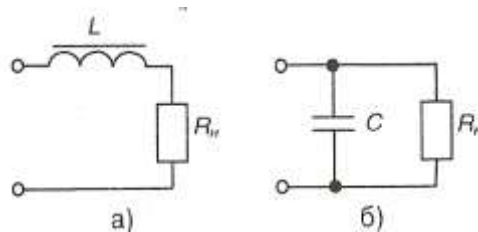


Рис. 3.1 - Індуктивний (а) та ємнісний (б) фільтри

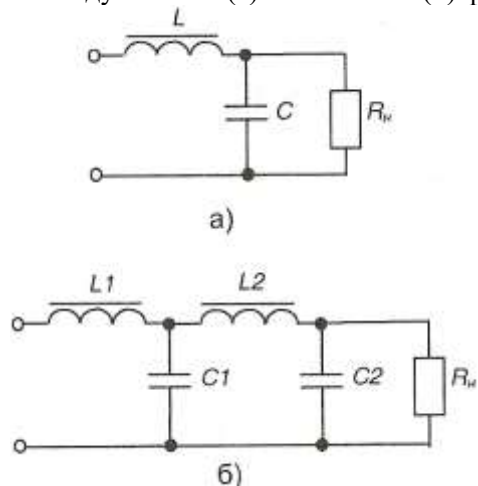


Рис. 3.2 - Г-подібні LC-фільтри: одноланковий (а) і дволанковий (б)

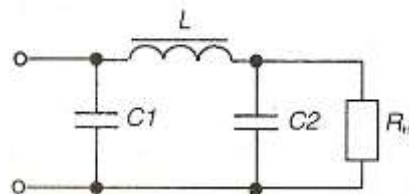


Рис. 3.3 - П-подібний LC-фільтр

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів.

Найширшого використання набули Г-подібні LC-фільтри (одноланкові або багатоланкові), зображені на рис. 3.2.

На рис. 3.3 зображена схема П-подібного LC-фільтра.

Фільтри, показані на рис. 3.1,б та рис. 3.3 мають ємнісні входи, решта - індуктивні.

Ефективність роботи фільтра визначається коефіцієнтом згладжування:

$$K_{\text{зг}} = \frac{K_{\text{вх}}}{K_{\text{вих}}}, \quad (3.2)$$

що показує, наскільки зменшується пульсація на виході фільтра $K_{\text{вих}}$ відносно пульсації на його вході $K_{\text{вх}}$.

Існують також резонансні фільтри. Схема одного з таких фільтрів, так званого "фільтра-пробки", наведена на рис. 3.4.

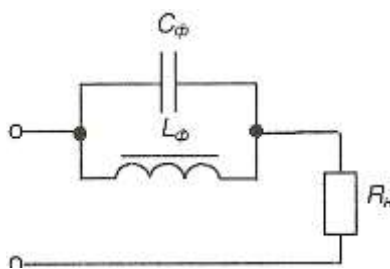


Рис. 3.4 – Резонансний "фільтр-пробка"

Тут послідовно з навантаженням увімкнено LC-контур, резонансна частота якого:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}. \quad (3.3)$$

Як правило, $\omega_0 = \omega_M = 2\pi f_M m$. Опір контуру на цій частоті теоретично нескінченний, тому напруга з цією частотою до навантаження не доходить. Якщо паралельно до R_H підімкнути послідовний резонансний контур, опір якого на резонансній частоті теоретично нескінченно малий, отримаємо "фільтр-дірку", що шунтує навантаження для складової з частотою ω_0 .

Роботу фільтрів з індуктивними входами розглянемо на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-індуктивне навантаження, а фільтрів з ємнісними входами - на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-ємнісне навантаження, оскільки вид входу фільтра визначає характер навантаження випрямляча (вентильної схеми) - відповідно активно-індуктивне чи активно-ємнісне.

3.2. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження

Навантаження випрямлячів має активно-ємнісний характер при використанні згладжуючих фільтрів з ємнісним входом. Робота випрямляча у цьому випадку має специфічний характер: він працює на протиелектрорушійну силу (проти-е.р.с.). Схема випрямляча зображена на рис. 3.5.

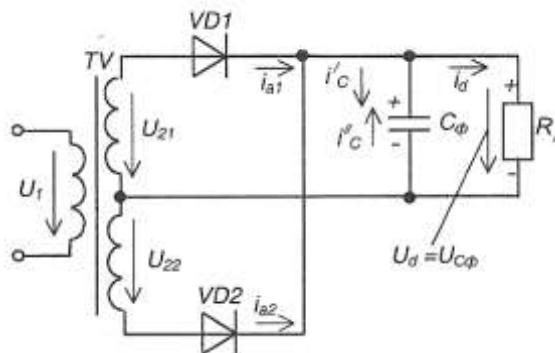


Рис. 3.5 - Однофазний двопівперіодний випрямляч з активно-ємнісним навантаженням

Тут завдяки ємнісному фільтру напруга на навантаженні R_H має згладжений характер, а заряджений конденсатор C_ϕ виступає як джерело проти-е.р.с.

У результаті цього діоди VD1 або VD2 знаходяться у провідному стані лише тоді, коли $u_2 > u_{C\phi}$.

На рис. 3.6 наведені часові діаграми роботи випрямляча.

На інтервалі (1)-(2) напруга u_{21} перевищує $u_{C\phi}$ і діод VD1 знаходиться у провідному стані, струм через нього:

$$i_{a1} = \frac{u_{21} - u_{C\phi}}{R_\Sigma}, \quad (3.4)$$

де R_Σ - внутрішній опір випрямляча.

Струмом i'_C що є частиною струму i_{a1} заряджається C_ϕ (інша частина i_{a1} є струмом i_d , який тече через навантаження). На інтервалі (2)-(3) вторинна напруга нижча за напругу на конденсаторі ($u_{22} > u_{C\phi}$), діоди закриті і C_ϕ розряджається струмом i'_C через навантаження.

На інтервалі (3)-(4) $u_{22} > u_{C\phi}$, у провідному стані знаходиться діод VD2, через нього тече струм i_{a2} частина якого також заряджає C_ϕ і т.д. Внаслідок такої роботи ємності C_ϕ напруга на навантаженні згладжується, що видно із часової діаграми $u_{C\phi} = u_d$. Чим більша ємність C_ϕ , тим більший ефект згладжування напруги u_d .

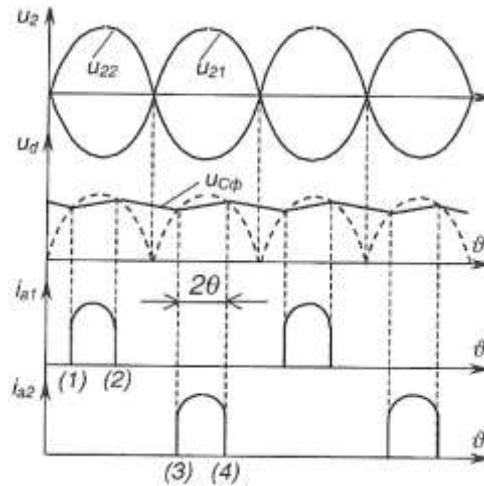


Рис. 3.6 - Часові діаграми роботи випрямляча з активно-ємнісним навантаженням

Половина кута, протягом якого діод знаходиться у провідному стані, називається кутом відтинання θ .

Основні співвідношення для зазначеної схеми:

$$K_n = \frac{1}{\omega\tau}; \quad \tau = R_H C_H; \quad (3.5)$$

$$\tau = (5 \div 10) \frac{1}{f_c}; \quad f_c = m f_m; \quad (3.6)$$

$$\omega = 2\pi f_c; \quad (3.7)$$

$$u_{21} = U_{21m} \cos \theta. \quad (3.8)$$

Під час заряду конденсатора, коли $(-\theta \leq \vartheta < \theta)$,

$$U_{C\phi} = U_d = U_{21m} \cos \theta.$$

Струм навантаження (його середнє значення) становить:

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{U_{21m}}{R_\Sigma} (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \frac{2U_{21m}}{\pi R_\Sigma} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (3.9)$$

Оскільки $U_{21m} = \frac{U_d}{\cos \theta}$,

$$\text{то } I_d = \frac{2U_d}{2\pi R_\Sigma} (tg\theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} A(\theta), \quad (3.10)$$

де величина $A(\theta)$ є функцією кута відтину і її можна визначити з виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi R_\Sigma}{2} \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi R_\Sigma}{2R_H}. \quad (3.11)$$

Опір R_H відомий, а R_Σ вибирається орієнтовно, залежно від потужності трансформатора та типу вентилів випрямляча.

Знайшовши значення $A(\theta)$ визначають кут відтинання θ з виразу:

$$A(\theta) = tg\theta - \theta. \quad (3.12)$$

Усі основні електричні параметри схеми можна виразити як функцію кута відтину або $A(\theta)$.

Так, максимальний струм вентиля:

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \quad (3.13)$$

$$\text{де } F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (3.14) \quad - \text{ коефіцієнт максимального струму.}$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{21} = 0,707 I_d D(\theta), \quad (3.15)$$

$$\text{де } D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi[\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (3.16) \quad - \text{ коефіцієнт форми струму (показує, наскільки}$$

форма даної кривої відрізняється від прямокутної).

Діюче значення е.р.с. вторинної обмотки:

$$U_2 = U_d B(\theta), \quad (3.17)$$

$$\text{де } B(\theta) = \sqrt{2} \frac{1}{2 \cos \theta} \quad (3.45) \quad - \text{ коефіцієнт фазної е.р.с.}$$

Зазвичай, функції $F(\theta)$, $D(\theta)$, $B(\theta)$ залежно від $A(\theta)$ подають у вигляді графіків, що значно спрощує розрахунок випрямляча із активносемісним навантаженням.

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 0,707 U_d I_d B(\theta) D(\theta). \quad (3.18)$$

3.3. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження

Як було значно вище, використання фільтрів з індуктивним входом призводить до того, що навантаження випрямляча має активно-індуктивний характер. Такий же характер носить навантаження при підмиканні до випрямляча обмоток збудження електричних машин, котушок контактів, реле і т. п.

Вмикання у коло випрямляча індуктивності призводить до того, що при переході випрямленої напруги через нуль струм у колі не дорівнює нулю, а визначається магнітною енергією, що була накопичена індуктивністю. Внаслідок цього струм у навантаженні має згладжений характер.

На рис. 3.7 зображено схему однофазного випрямляча з нульовим виводом, що працює на активно-індуктивне навантаження, а на рис. 3.8 - часові діаграми його роботи. Розрахунок параметрів схеми, як і раніше, ведеться за припущень, що діод ідеальний, а провідники не мають опору.

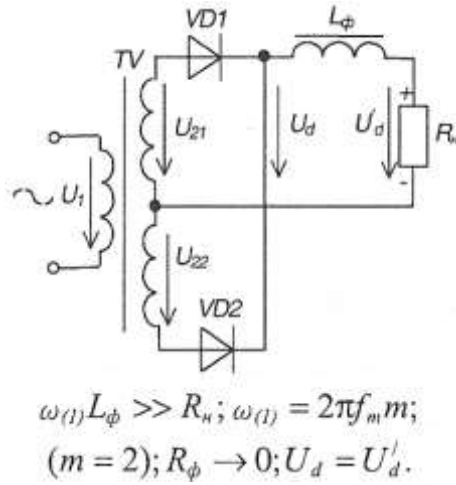


Рис. 3.7 - Однофазний випрямляч з активно-індуктивним навантаженням

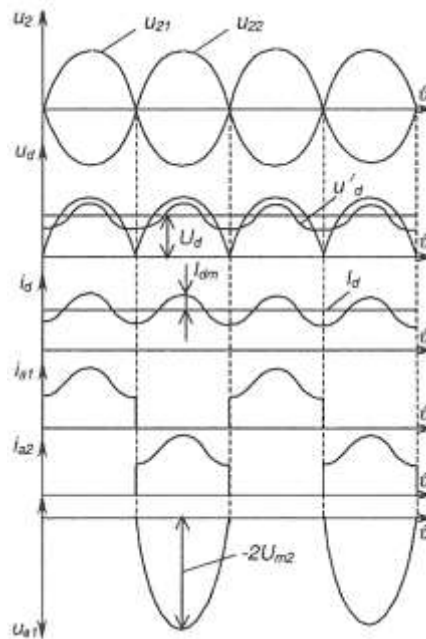


Рис. 3.8 - Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з активно-індуктивним навантаженням

Вихідні дані: $U_1, f_m, U_d, I_d, R_{\text{н}}$.

Розрахункові параметри: $U_2, n, I_a, I_{\text{ам}}, U_{\text{ем}}, I_1, I_2, S_T, K_n$.

Розрахунок ведеться за такими виразами:

$$R_{\phi} \approx 0; \quad (3.19)$$

$$\omega_{(1)} L_{\phi} \gg R_{\text{н}}; \quad (3.20)$$

$$U_d = U'_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_2 \sqrt{2} \sin \omega d\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2; \quad (3.21)$$

$$U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 1.11 U_d; \quad (3.22)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1.11 U_d}; \quad (3.23)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad (3.24)$$

$$I_{\text{ам}} \approx I_d; \quad (3.25)$$

$$U_{em} = 2U_2\sqrt{2} = U_d\pi; \quad (3.26)$$

За одержаними з (3.53) і (3.54) значеннями вибирають тип вентилів.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}; \quad (3.27)$$

$$I_1 = \frac{I_d}{n}; \quad (3.28)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad (3.29)$$

$$S_1 = U_1 I_1 = 1.11 U_d I_d; \quad (3.30)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = \frac{2}{\sqrt{2}} 1.11 U_d I_d = 1.57 U_d I_d; \quad S_T = 1.34 U_d I_d. \quad (3.31)$$

Оскільки форма напруги на вході фільтра у мостового однофазного випрямляча та випрямляча з нульовим виводом однакова, основні формули придатні для обох випрямлячів, за винятком декількох.

Так, для мостової схеми:

$$U_{em} = \frac{\pi}{2} U_d; \quad I_2 = I_d; \quad S_T = 1.11 U_d I_d; \quad (3.32)$$

Коефіцієнт згладжування фільтра:

$$K_{32} = \frac{K_{n\phi x}}{K_{n\phi yx}}; \quad K_{n\phi x} = \frac{U_{m(1)}}{U_d}; \quad K_{n\phi yx} = \frac{U'_{m(1)}}{U'_d}; \quad (3.33)$$

Для $R_\phi = 0$, $U_d = U'_d$.

Коефіцієнт фільтрації K_ϕ :

$$K_\phi = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}, \quad (3.34)$$

де $U_{m(1)}$ - амплітуда першої (основної) гармоніки.

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} \sqrt{R_H^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}; \quad U'_{m(1)} = I_{m(1)} R_H; \quad (3.35)$$

$$K_{32} = K_\phi = \frac{\sqrt{R_H^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}}{R_H}. \quad (3.36)$$

Оскільки $\omega_{(1)} L_\phi \gg R_H$, то

$$K_{32} \approx \frac{\omega_{(1)} L_\phi}{R_H}. \quad (3.37)$$

Індуктивний фільтр ефективно працює лише за умови малого опору навантаження. При значних R_H ефективність його роботи знижується. Підвищити вплив індуктивності дроселя на згладжування випрямленої напруги можна, увімкнувши конденсатор великої ємності паралельно навантаженню, як це показано на рис. 3.9.

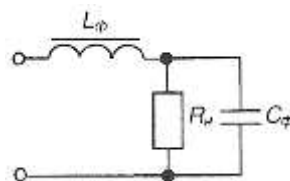


Рис. 3.9 - Ілюстрація підвищення ефективності індуктивного фільтру

При цьому зменшується опір навантаження фільтра для змінних складових і тоді маємо:

$$\frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}} \ll R_H; \quad R_{\phi} = 0; \quad K_{32} = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}; \quad (3.38)$$

$$U_{m(1)} = I_{m(1)}X_{екв} = I_{m(1)}\left(\omega_{(1)}L_{\phi} - \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}\right); \quad (3.39)$$

$$U'_{m(1)} = I_{m(1)}\frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}; \quad (3.40)$$

$$K_{32} = \left(\omega_{(1)}L_{\phi} - \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}\right)\omega_{(1)}C_{\phi} = \omega_{(1)}^2L_{\phi}C_{\phi} - 1; \quad (3.41)$$

$$L_{\phi}C_{\phi} = \frac{K_{32} + 1}{\omega_{(1)}^2}; \quad (3.42)$$

Якщо $\omega_{(1)}L_{\phi} = (5 \div 10)R_H$; $\frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}} = (0.1 \div 0.2)R_H$, то $K_{32} \leq 100$.

За необхідністю отримання $K_{32} \leq 100$, використовують багатоланкові Г-подібні LC-фільтри. Тоді коефіцієнт згладжування:

$$K_{32} = K_{321}K_{322} \dots K_{32n}. \quad (3.43)$$

3.4. Особливості роботи фільтрів

Ємнісний фільтр відзначається своєю простотою і дешевизною. Проте у нього, як наслідок переривчастості струму заряду конденсатора, присутнє імпульсне перевантаження за струмом вентилі в і обмоток трансформатора у робочому режимі випрямляча (іноді такий вид навантаження трансформатора називають навантаженням VDCR-типу). Крім того, переривчасте споживання струму з мережі живлення вносить в неї додаткові гармонійні складові, що вимагає установки додаткових вхідних фільтрів, які повинні забезпечувати умови електромагнітної сумісності споживачів (виключати взаємні завади). Тому ємнісні фільтри використовують тільки за малої потужності навантаження випрямляча.

Індуктивний фільтр, хоча він і більш громіздкий та дорогий, забезпечує безперервність струму, споживаного з мережі, що автоматично виконує умови електромагнітної сумісності споживачів. Тому в потужних випрямлячах використовують саме індуктивні фільтри. Але у таких режимах роботи випрямляча, коли навантаження різко змінює свій опір, наприклад, якщо воно чи значна його частина повністю вмикається або вимикається, індуктивність фільтра спричиняє перехідні процеси, що супроводжуються різкими змінами значень напруги на навантаженні. Це відбувається тому, що, як відомо, згідно з першим законом комутації, струм у індуктивності не може змінюватися стрибкоподібно.

У результаті, при вмиканні навантаження виникає провал напруги на час, доки дросель не накопичить енергію, а при вимиканні - викид напруги на час, доки дросель не витратить накопичену енергію, бо у обох випадках він намагається підтримувати незмінним значення струму, що було до комутації. Наслідком різких змін напруги можуть бути збої у режимах роботи навантаження і навіть вихід його з ладу через перенапругу.

Запобігти зазначеним явищам дозволяє застосування Г-подібного фільтра. Крім, як вже зазначалося, підвищення ефективності фільтра в цілому, наявність конденсатора веде також і до зменшення величини провалів і викидів напруги на виході фільтра, бо, згідно з другим законом комутації, напруга на конденсаторі (а значить, і на підімкненому паралельно до нього навантаженні) не може змінюватися стрибкоподібно.

Роботу фільтра за перехідних режимів ілюструє рис. 3.10, де на часовій діаграмі суцільною лінією показано напругу на навантаженні при індуктивному фільтрі, а штриховою - при Г-подібному.

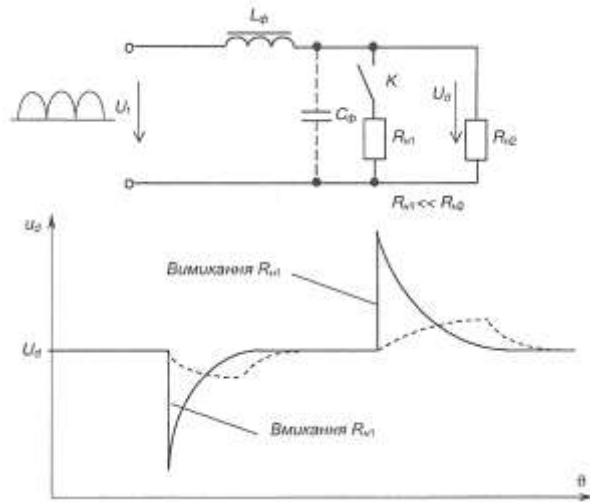


Рис. 3.10 – Робота фільтрів у перехідних режимах

3.5. Зовнішні характеристики випрямлячів

При попередньому розгляді роботи випрямних схем та їх основних розрахункових співвідношень ми вважали за ідеальні випрямні діоди, трансформатор і провідники, що з'єднують елементи випрямляча, а тому нехтували їхнім опором. Реально цей опір впливає на роботу пристроїв і його необхідно враховувати.

Зовнішні характеристики випрямлячів зображені на рис. 3.11.

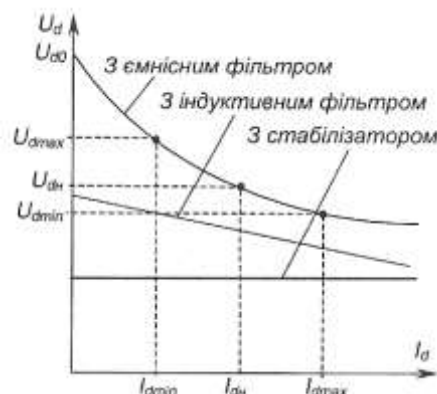


Рис. 3.11 – Зовнішні характеристики випрямлячів

Зовнішня характеристика випрямляча описується формулою:

$$U_d = U_{do} - I_d (R_a + R_L + R_{np} + R'), \quad (3.44)$$

де U_{do} - середнє значення напруги на виході випрямляча при холостому ході (при вимкненому навантаженні);

I_d - середнє значення струму навантаження;

R_a - приведений до вторинного кола активний опір обмоток трансформатора;

R_L - активний опір дроселя фільтра;

R_{np} - активний опір з'єднуючих провідників;

R' - опір діодів у провідному стані.

За зовнішньою характеристикою, знаючи допустиме відхилення напруги на навантаженні від номінальної величини $U_{дн}$, можна знайти мінімальне та максимальне значення допустимого струму, тобто допустимий діапазон змін струму навантаження (або навпаки).