

## Пасивні згладжувальні фільтри

Електричними фільтрами називають електричні пристрої, які безперешкодно пропускають струми одних частот і затримують або пропускають з великим загасанням струми інших частот. **Енергетичні** фільтри широко застосовують в силовій електроніці для покращення якості вихідної енергії джерел енергії постійного струму і напруги. Енергетичні фільтри розміщують після вентильних схем, їхнє призначення – передавати у навантаження корисну постійну складову  $U_d$  пульсуючої напруги і максимального послаблювати змінну складову. Звідси інша назва енергетичних фільтрів – згладжувальні фільтри.

Фільтр має забезпечити певне згладжування пульсуючої напруги. Отже, якість згладжувального фільтра можна оцінити, порівнюючи коефіцієнти пульсації на вході та на виході фільтра. **Основним параметром** згладжувальних фільтрів, який кількісно оцінює їхні фільтруючі властивості, є **коефіцієнт згладжування**  $k_{згл}$ , який визначає відношення коефіцієнта пульсації вхідної напруги фільтра до коефіцієнта пульсації вихідної напруги фільтра  $k_{згл} = k_{п\ вх} / k_{п\ вих}$ .

В схемах пасивних фільтрів використовують реактивні елементи (катушки індуктивності та конденсатори), опори яких залежать від частоти сигналу. Такі фільтри накопичують енергію протягом частини періоду зміни напруги на вході випрямляча, а протягом іншої частини періоду віддають енергію у навантаження.

**Ємнісний фільтр** утворюється конденсатором, увімкненим до вихідних клем схеми випрямлення паралельно до навантаження (рис. 4.6,а).

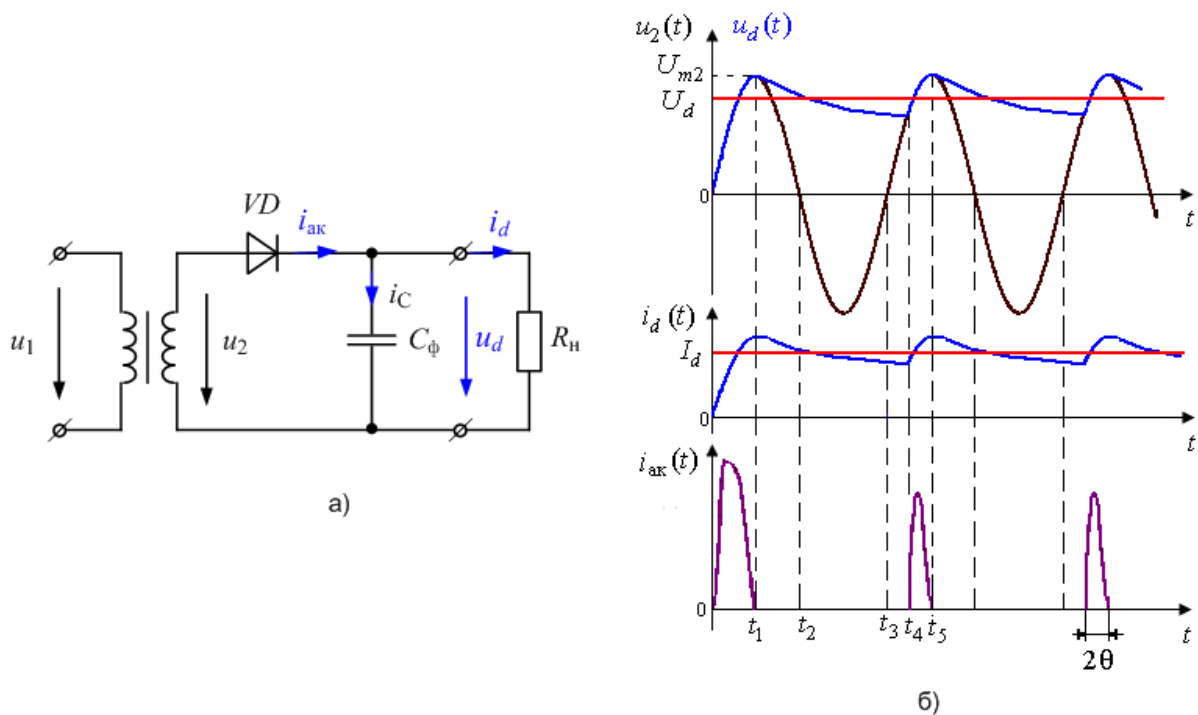


Рис. 4.6. Однофазний однопівперіодний випрямляч з ємнісним фільтром: схема (а), часові діаграми напруг і струму (б)

Напруга на навантаженні  $u_d(t)$  за наявності фільтра є водночас напругою на конденсаторі, отже, визначається процесами заряду і розряду конденсатора. Одразу після комутації ВДЕ до мережі під час дії додатної півхвилі напруги  $u_2(t) = U_{m2} \sin \omega t$  на вторинній обмотці трансформатора до діода прикладається пряма напруга, тому вентиль відкривається і струм, що протікає через  $VD$ , ділиться на дві складові: одна  $i_d$  протікає через навантаження, інша  $i_C(t)$  – через конденсатор з ємністю  $C_\phi$ :

$$i_{ак}(t) = i_d(t) + i_C(t) = \frac{U_{m2}}{R} \sin \omega t + \omega C_\phi U_{m2} \cos \omega t. \quad (4.10)$$

На інтервалі часу  $0 - t_1$  при збільшенні миттєвих значень  $u_2(t)$  конденсатор заряджається. В момент  $t_1$  напруга на конденсаторі досягає максимального значення. На часовому інтервалі  $t_1 - t_2$  продовжує діяти додатна півхвиля напруги  $u_2(t)$ , але миттєві значення цієї напруги зменшуються. Згідно другого закону комутації напруга на конденсаторі не може змінитися стрибком. Це означає, що додатний потенціал анода за значенням стає меншим від потенціалу катода  $VD$ , який визначається зарядом конденсатора. Діод закривається, струм через вторинну обмотку трансформатора не протікає. В цей же час конденсатор розряджається через опір навантаження  $R_H$ , причому струм через навантаження протікає у тому самому напрямі, що і до моменту  $t_1$ . На часовому інтервалі  $t_2 - t_3$  діод закритий зворотною напругою від'ємної півхвилі напруги  $u_2(t)$  і напруга на навантаженні підтримується виключно завдяки розряду конденсатора. На часовому інтервалі  $t_3 - t_4$  миттєві значення додатної півхвилі напруги  $u_2(t)$  на аноді залишаються меншими від потенціалу катода, тому діод не відкривається і триває розряд конденсатора на навантаження.

В момент  $t_4$  значення  $u_2(t)$  і напруги на конденсаторі зрівнюються.

На часовому інтервалі  $t_4 - t_5$  миттєві значення додатної півхвилі напруги  $u_2(t)$  перебільшують значення напруги на конденсаторі, отже, діод відкривається і пропускає струм, який підзаряджає конденсатор і протікає через навантаження. Далі процес повторюється.

Таким чином, після комутації до мережі конденсатор виконує роль резервуара енергії, яку він віддає у навантаження, коли струм через вентиль не тече. Напруга на навантаженні має згладжений плавний характер (рис. 4.6,б). Якщо конденсатор розряджається повільно, то напруга  $u_d(t)$  наближається до постійної.

Перехідний процес після вмикання кола  $RC$  до джерела постійної ЕРС  $E$  описується рівнянням (4.11):

$$u_C(t) = E - (E - U_0)e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (4.11)$$

де  $U_0$  – напруга на конденсаторі до початку перехідного процесу,  $\tau = RC$  – стала часу кола, тобто час за який значення вільних складових напруги і струму зменшуються у  $e \cong 2,718$  разів.

У разі розряду фільтра-конденсатора з ємністю  $C_\phi$  на активне навантаження  $R_H$  (коротке замикання кола  $R_H C_\phi$ ) напруга на конденсаторі змінюється за експонентою:

$$u_C(t) = U_{m2} e^{-\frac{t}{R_H C_\phi}}. \quad (4.12)$$

Чим більші значення мають ємність конденсатора і опір навантаження, тим краще згладжується крива напруги  $u_d(t)$  і тим ближче значення  $U_d$  до амплітуди  $U_{m2}$ . Для якісного згладжування необхідно, щоб стала часу кола перебільшувала період напруги мережі у кілька разів:

$$\tau = R_H C_\phi \gg T. \quad (4.13)$$

Струм через вентиль  $i_{ак}(t)$  протікає короткими імпульсами тільки під час заряду конденсатора. Імпульси струму через діод можуть значно перевищувати середнє значення випрямленого струму  $I_d$ , що треба враховувати при виборі діоду для схеми випрямлення.

Зручно аналізувати струм  $i_{ак}(t)$  як суму постійної складової і змінної  $i_{ак}(t) = I_d + i_{\approx}(t)$ . Постійна складова  $I_d$  не може протікати через конденсатор і повністю протікає через навантаження. Змінна складова вхідного струму проходить частково через навантаження, а частково через конденсатор. Для того, щоб гармонічні складові повністю протікали через конденсатор, потрібно обрати ємність конденсатора настільки великою, щоб ємнісний опір був би значно менший за опір навантаження:

$$X_C = \frac{1}{\omega C_{\phi}} \ll R_H. \quad (4.14)$$

Умова (4.14) зводиться до (4.13):

$$\frac{1}{\frac{2\pi}{T} C_{\phi}} \ll R_H \rightarrow \frac{T}{2\pi C_{\phi}} \ll R_H \rightarrow T \ll 2\pi R_H C_{\phi}.$$

Отже, у разі заданого опору навантаження величину  $C_{\phi}$  обирають з таким розрахунком, щоб виконувалося співвідношення (4.13). Чим більша ємність конденсатора, тим повільніше він розряджається і тим менші пульсації випрямленої напруги, однак, зі збільшенням ємності зростають габаритні розміри конденсатора, а отже, всього випрямляча у цілому.

**Коефіцієнт згладжування** визначимо через струми:

$$k_{згл} = \frac{k_{ПВХ}}{k_{ПВИХ}} = \frac{\frac{I_{\approx d'(1)}}{I_d}}{\frac{I_{mR_H(1)}}{I_d}} = \frac{I_{\approx d'(1)}}{I_{mR_H(1)}} \cong \frac{I_{mC_{\phi}(1)}}{I_{mR_H(1)}} = \frac{R_H}{\frac{1}{\omega C_{\phi}}} = \omega C_{\phi} R_H, \quad (4.15)$$

де  $I_{\approx d'(1)}$  – амплітуда основної гармоніки пульсуючого струму після вентильного блоку перед фільтром,  $I_{mR_H(1)}$  – амплітуда основної гармоніки струму через активне навантаження. У разі якісного згладжування гармоніки пульсуючого струму замикаються тільки через конденсатор, тому  $I_{\approx d'(1)} \cong I_{mC_\Phi(1)}$ . Зважаючи на те, що відношення струмів у паралельних вітках обернено пропорційне до відношення опорів цих віток, отримуємо вираз для коефіцієнта згладжування (4.15).

При застосуванні ємнісних фільтрів для згладжування напруги, випрямленої двопівперіодним вентильними схемами, конденсатор підзаряджається на кожному півперіоді напруги мережі струмом, що по черзі пропускають діоди (рис. 4.7).

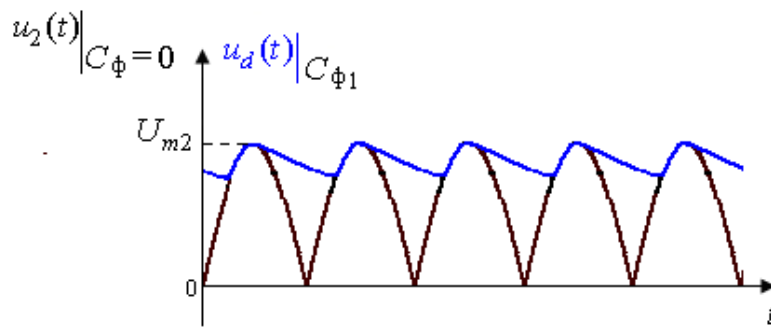


Рис. 4.7. Форма напруги на активному навантаженні двопівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

До **недоліків** ємнісних фільтрів слід віднести погіршення згладжувальної дії зі збільшенням потужності навантаження та великий імпульс струму через діод одразу після вмикання випрямляча до мережі. Збільшення потужності у разі незмінного значення напруги означає зменшення опору навантаження, що веде до зменшення сталої часу фільтра, прискоренню розряду конденсатора і збільшенню пульсацій випрямленої напруги. Вищезазначені недоліки обумовлюють застосування ємнісних фільтрів у малопотужних випрямлячах до 300 (Вт).

**Індуктивний фільтр** являє собою дросель  $L_\Phi$ , увімкнений послідовно з навантаженням  $R_H$  (рис. 4.8,а)). Осердя дроселя виготовляють з повітряним проміжком, щоб зменшити підмагнічування постійною складовою струму.

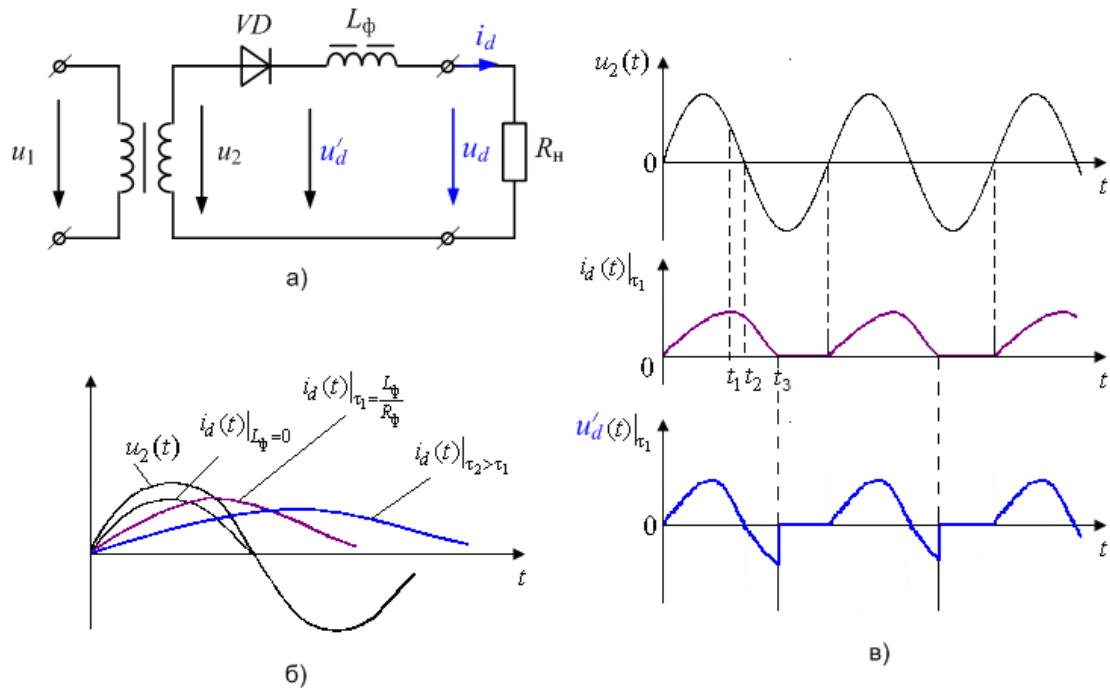


Рис. 4.8. Схема однопівперіодного випрямляча

з індуктивним фільтром (а) та часові діаграми струмів (б) і напруг (в)

Робота фільтра ґрунтується на використанні явища самоіндукції, коли внаслідок змін струму через навантаження і дросель виникає ЕРС самоіндукції, яка завжди перешкоджає змінам струму, як наростанню струму, так і його спаданню. Дросель накопичує енергію у ті моменти часу, коли струм через навантаження зростає, і віддає її, підтримуючи сталу складову струму через навантаження, коли струм  $i_d(t)$  починає зменшуватися. Таким чином, відбувається згладжування пульсацій струму.

На інтервалі часу  $0 - t_1$  струм, виникнувши в момент відкриття вентиля, зростає повільніше, ніж відбувається збільшення напруги, а

енергія  $W = \frac{L_\Phi \cdot i^2(t)}{2}$  накопичується у магнітному полі дроселя. Коли

струм досягає максимального значення у момент  $t_1$ , ЕРС самоіндукції  $e_{L_\Phi}(t) = -L_\Phi \frac{di(t)}{dt}$  зменшується до нульового значення. На наступному часовому інтервалі  $t_1 - t_3$  ЕРС самоіндукції змінює напрям і підтримує струм, що поступово зменшується. Струм продовжує протікати через навантаження деякий час навіть після зміни полярності напруги на вторинній обмотці трансформатора в момент  $t_2$  (рис. 4.8,в)) за рахунок позитивної ЕРС самоіндукції, що виникає в індуктивності  $L_\Phi$  при зменшенні струму навантаження і компенсує негативну напругу  $u_2(t)$  і падіння напруги на діоді. На часовому інтервалі  $t_2 - t_3$  напруга на виході вентиля  $u'_d(t)$  приймає від'ємні значення (рис. 4.8, в).

Чим більша стала часу  $\tau = L_\Phi / R_H$ , тим більше розтягнутий у часі імпульс струму (рис. 4.8,б)). Середнє значення випрямленої напруги буде меншим, ніж  $U_d$  в схемі без фільтра при активному навантаженні, тому що на часовому інтервалі  $t_2 - t_3$  напруга  $u_d(t)$  приймає від'ємні значення (рис. 4.8, в). Зменшення пульсацій струму вимагає виконання умови (4.16), тобто збільшення габаритів фільтра, але при цьому зменшується середнє значення випрямленої напруги:

$$\tau = \frac{L_\Phi}{R_H} \gg T, \quad (4.16)$$

де  $T$  – період змінної напруги на вході випрямляча.

Внаслідок вищезазначеного в однопівперіодних випрямлячах індуктивність не застосовують в якості фільтра. При застосуванні індуктивного фільтру після двопівперіодних схем випрямлення на відміну від чисто активного навантаження струм і напруга на навантаженні стають більш плавними у порівнянні з активним навантаженням (рис. 4.9). Струм через кожний вентиль не встигає зменшитися до нуля за півперіод, коли



діод відкритий, а перехід струму з одного вентиля на інший відбувається у ті самі моменти, що і в разі роботи схеми без фільтра.

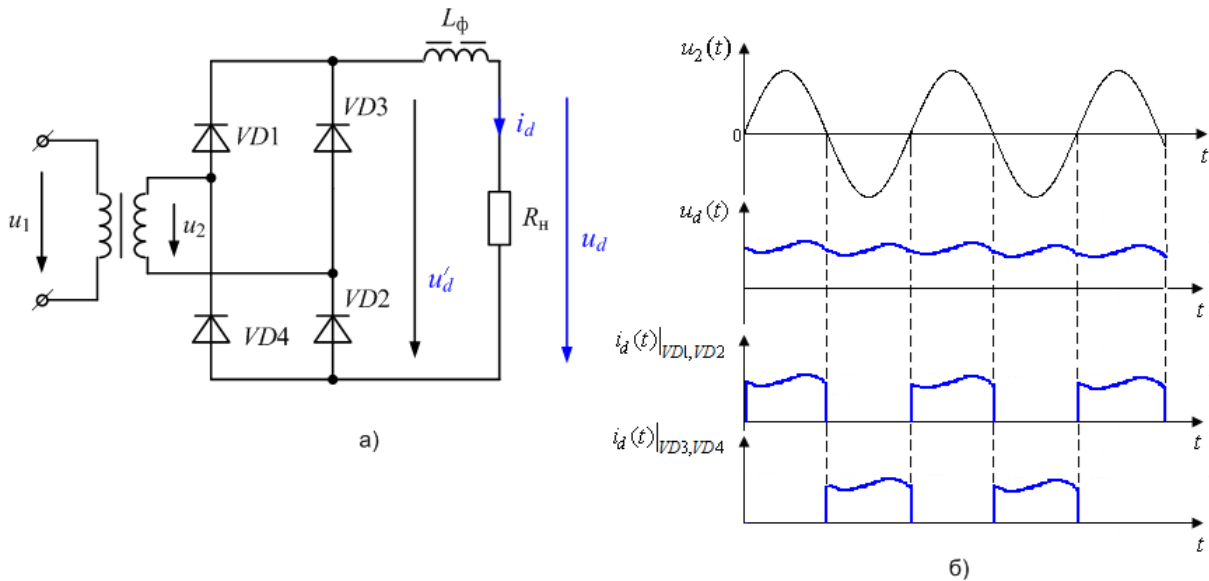


Рис. 4.9. Мостова схема однофазного випрямляча з індуктивним фільтром (а) та часові діаграми напруг і струмів (б)

Нехтуючи перехідними процесами при комутаціях діодів, можна вважати, що форми струмів через відкриті діоди наближаються до прямокутних однополярних імпульсів (рис. 4. 9,б), а через вторинну обмотку трансформатора проходить струм, що має форму різнополярних прямокутних імпульсів.

Амплітуда кожної із гармонік струму навантаження визначається виразом (4.17):

$$I_{m(k)} = \frac{U_{m(k)}}{\sqrt{(R_{\text{н}} + R_{\text{др}})^2 + (k\omega_{(1)}L_{\phi})^2}}, \quad (4.17)$$

де  $k = 1, 2, 4, 6, \dots$  – номер гармонічної складової.

Зростання індуктивного опору дроселя зі збільшенням номера гармоніки веде до суттєвого зменшення амплітуд вищих гармонік. Кажуть, що дросель створює великий опір змінним складовим струму. Для якісного

згладжування потрібно, щоб індуктивний опір дроселя для будь-якої змінної складової струму був би набагато більшим за опір навантаження:

$$X_L = \omega L_\phi \gg R_H. \quad (4.18)$$

**Коефіцієнт згладжування** визначаємо через напруги. За умови нехтування активним опором дроселя і вибору  $X_L = \omega L_\phi \gg R_H$  коефіцієнт згладжування для індуктивного фільтра визначають із співвідношення:

$$k_{згп} = \frac{k_{пвх}}{k_{пвих}} = \frac{\frac{U_{\approx d'(1)}}{U_d}}{\frac{U_{mR_H(1)}}{U_d}} = \frac{U_{\approx d'(1)}}{U_{mR_H(1)}} = \frac{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_\phi)^2}}{R_H} \cong \frac{\omega L_\phi}{R_H}, \quad (4.19)$$

де  $U_{\approx d'(1)}$  – амплітуда основної гармоніки пульсуючої напруги після вентильного блоку,  $U_{mR_H(1)}$  – амплітуда основної гармоніки напруги на активному навантаженні.

До **переваг** індуктивних фільтрів слід віднести покращення згладжувальної дії зі збільшенням потужності навантаження та відсутність великих імпульсів струму через діод, тому що струм весь час протікає рівномірно. До **недоліків** індуктивних фільтрів слід віднести менше середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, ніж у схемі з ємнісним фільтром, та великі габарити і більшу вартість у порівнянні з ємнісним фільтром. Індуктивні фільтри доцільно застосовувати у потужних випрямлячах за великих струмів і малих значень опору навантаження.

Для забезпечення великих коефіцієнтів згладжування застосовують **комбіновані LC-фільтри**. Найширшого використання набули: одноланковий Г-подібний фільтр (рис. 4.10,а)), в якому послідовно з опором навантаження вмикають дросель, а паралельно навантаженню –

конденсатор; П-подібний фільтр (рис. 4.10,б)); Т-подібний фільтр (рис. 4.10,в)); дволанковий Г-подібний фільтр (рис. 3.13,г)).

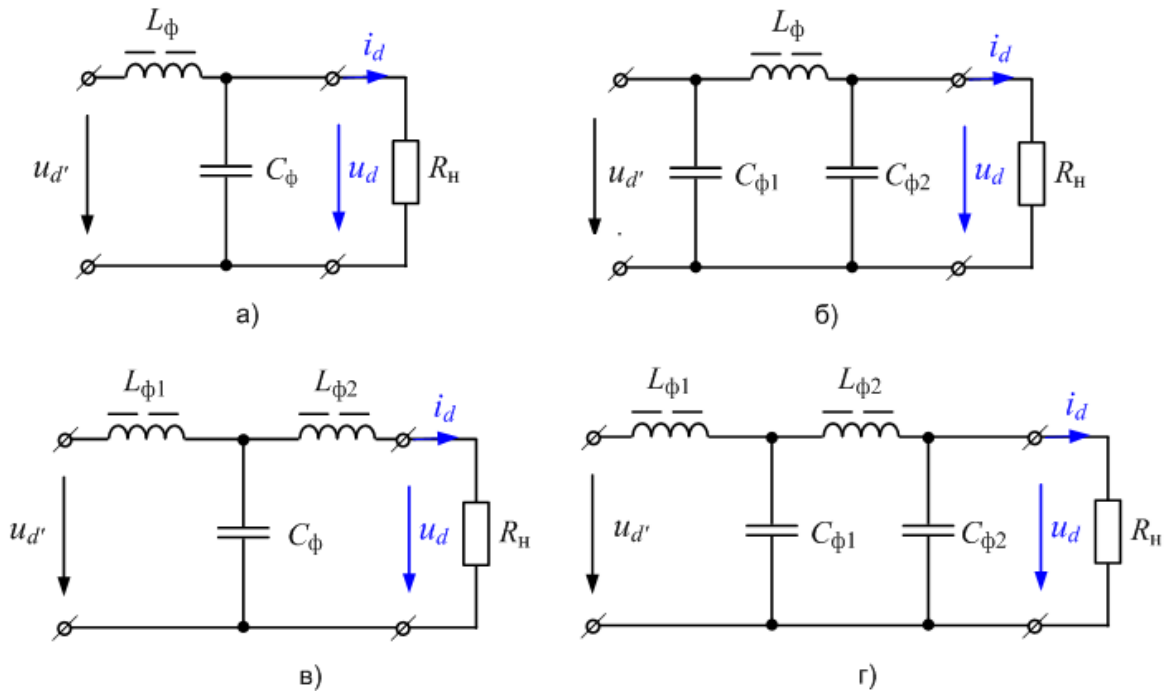


Рис. 4.10. Схеми комбінованих фільтрів: Г-подібний одноланковий (а), П-подібний (б), Т-подібний (в), Г-подібний дволанковий (г)

Якщо комбінований фільтр представити як послідовно з'єднані окремі найпростіші фільтри (індуктивний, ємнісний), то загальний коефіцієнт згладжування дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування окремих фільтрів, оскільки для кожної ланки вхідною напругою є вихідна напруга попередньої ланки:

$$k_{згл} = k_{згл1} \cdot k_{згл2} \cdot k_{згл3} \cdot \dots \cdot k_{згл n}. \quad (4.20)$$

Для одноланкового Г-подібного фільтра коефіцієнт згладжування за умови  $X_C = \frac{1}{\omega C_\phi} \ll R_H \ll X_L = \omega L_\phi$  має значення (4.21):

$$k_{згл} = \frac{C_\phi R_H}{\omega L_\phi} = \frac{L_\phi}{\omega C_\phi} \quad (4.21)$$

Якщо перед Г-подібним фільтром увімкнений конденсатор (рис. 4.10,б)), то фільтр називають П-подібним, а його коефіцієнт згладжування має значення:

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{згл}C_{\phi 1}} \cdot k_{\text{згл}L_{\phi}C_{\phi 2}} = \omega C_{\phi 1} R_{\text{н}} \cdot (\omega^2 L_{\phi} C_{\phi 2}) = \omega^3 C_{\phi 1} C_{\phi 2} L_{\phi} R_{\text{н}}. \quad (4.22)$$

Вибір того чи іншого фільтра залежить від типу навантаження і бажаного коефіцієнта згладжування випрямленої напруги.