

5. МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПАСИВНИХ ТА АКТИВНИХ ВИХІДНИХ ФІЛЬТРІВ ДВЖ МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

Вихідні згладжувальні фільтри використовуються для зменшення пульсацій випрямленої напруги споживаної навантаженням. Найбільш розповсюдженими є пасивні Г-подібні LC– та RC–фільтри виконані за схемами показаними на рис.5.1,а,б та активні транзисторні фільтри, схеми яких показані на рис.5.1,в-е.

Якість фільтрів, показаних на рис.5.1 характеризується коефіцієнтом згладжування, який визначається за формулою

$$q = K_{\text{по}} / K_{\text{пл}}, \quad (5.1)$$

де $K_{\text{по}}$ та $K_{\text{пл}}$ – коефіцієнти пульсацій на вході та виході фільтрів відповідно.

Припустиме значення коефіцієнта пульсацій $K_{\text{пл}}$ на виході фільтра у випадку розроблювального ДВЖ знаходиться в межах від 0,005 до 0,03.

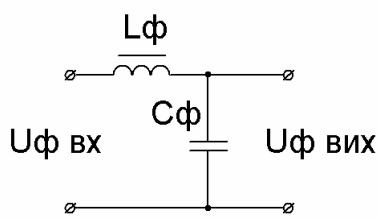
Г-подібні LC–фільтри (рис.5.1,а,б) широко розповсюджені в системах з великими струмами у навантаженні [9,3]. Коефіцієнт корисної дії LC – фільтрів є достатньо високим. До недоліків таких фільтрів треба віднести відносно великі малогабаритні показники, наявність магнітного поля розсіювання, порівняно велика вартість.

Коефіцієнт згладжування для LC–фільтрів треба вибирати більше 3, щоб уникнути резонансних явищ в електричній схемі ДВЖ.

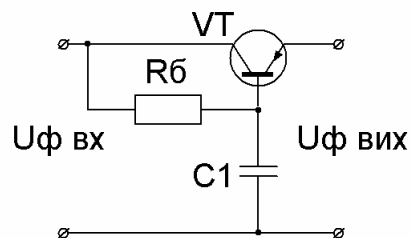
Величина індуктивності фільтра (рис.5.1,а) визначається за формулою

$$L_{\phi} C_{\phi} = 2,5 \cdot 10^4 \frac{q+1}{m^2 f^2}, \quad (5.2)$$

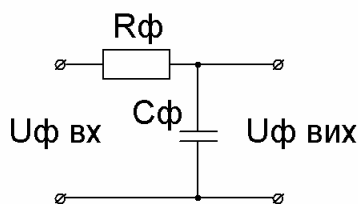
де L_{ϕ} – індуктивність фільтра (Гн); C_{ϕ} – ємність фільтра (мкФ); m – число фаз випрямлення; f – частота мережі живлення (Гц).



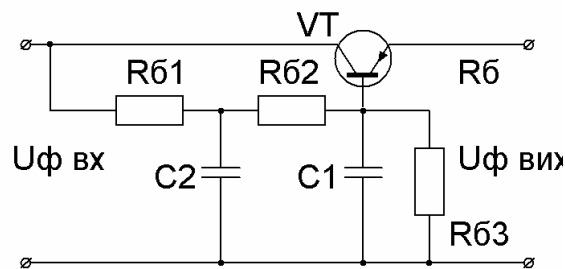
а



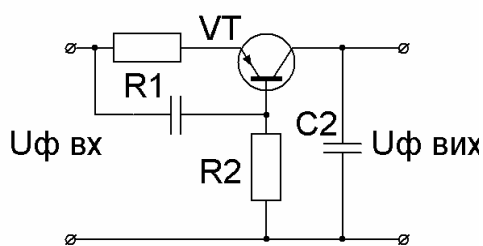
г



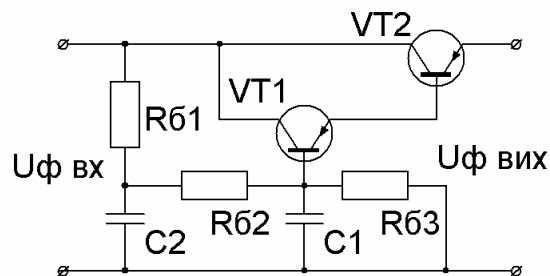
б



д



в



е

**Рис.5.1. Схеми згладжувальних фільтрів:
а – LC-фільтр, б – RC – фільтр; в–є – транзисторні фільтри**

При використанні (5.2) треба враховувати, що найбільший коефіцієнт згладжування досягається за умови $C_{\phi} = C_0$.

При виборі марки конденсаторів фільтра необхідно приймати до уваги, що миттєве значення напруги на них (з урахуванням пульсацій) не повинно перевищувати номінальної напруги конденсаторів. У такому разі конденсатор слід вибирати на напругу холостого ходу випрямляча при максимальній напрузі джерела, збільшеній на 10...15%, щоб врахувати перенапругу при ввімкненні випрямляча. Амплітуда змінної складової напруги на конденсаторах повинна не перевищувати припустимого значення за довідником [9].

Г-подібні RC-фільтри можна використовувати при малих струмах навантаження (менш 10...15 мА) та невеликих значеннях коефіцієнту

згладжування. Перевагами таких фільтрів є малі габаритні розміри, маса та низька вартість. Недоліком є досить велике падіння напруги на елементах фільтра і втрати енергії. Коефіцієнт згладжування RC-фільтра визначається із співвідношення

$$q = \frac{10^{-3} \pi m R_H R_\phi C_\phi}{R_\phi + R_H}, \quad (5.3)$$

де m – число фаз випрямлення; R_ϕ – опір фільтра, Ом; C_ϕ – ємність фільтра, мкФ; $R_H = U_H / I_H$ – опір навантаження, Ом.

Активний опір фільтра обирають із умови припустимого падіння напруги постійного струму на фільтрі або виходячи із заданого ККД за формулою

$$R_\phi = \frac{R_H(1-\eta)}{\eta}. \quad (5.4)$$

Ємність конденсатора розраховують із співвідношення

$$C_\phi = \frac{3200q(R_\phi + R_H)}{mR_\phi R_H}, \text{ мкФ}. \quad (5.5)$$

ККД фільтра треба вибрати з умов його оптимальності, але не меншим ніж 80%.

Основними рисами транзисторних фільтрів є порівняно великі ККД та коефіцієнти згладжування. Принцип дії транзисторних фільтрів оснований на тому, що опір транзистора між емітером та колектором для змінної складової випрямленого струму у багато разів більше, ніж для сталої складової.

Фільтр, який показаний на рис.5,в рекомендується використовувати при порівняно невеликих струмах навантаження, оскільки частина випрямленої напруги падає на резисторі R_1 . При збільшенні опору R_1 підвищується коефіцієнт згладжування, однак знижується ККД фільтра. Найчастіше значення R_1 обирають в діапазоні 80...100 Ом, а R_2 – порядку десятків кілоом.

Ємність конденсатора фільтра визначається із співвідношення

$$C_1 = \frac{5 \cdot 10^{-5}}{mfR_1}, \text{ мкФ}. \quad (5.6)$$

Фільтри показані на рис.5,г–є мають ККД вищий за транзисторний фільтр (рис.5,а) [9].

Для фільтра (рис.5,г) напруга колектор – емітер U_{KE} повинна бути на 2...3 В більше амплітуди пульсацій на вході фільтру. Опір резистора R_B у колі бази можна визначити за формулою $R_B = U_{KE}/I_B$, де I_B – струм бази, який визначається за вихідними характеристиками транзистора у залежності від заданого струму навантаження $I_H \approx I_K$ або розраховується із використанням h -параметрів транзистора [9,14].

Ємність конденсатора у колі бази фільтра (рис.5,г) визначається співвідношенням

$$C_1 \approx \frac{10^6 q}{\pi m f R_B}, \text{ мкФ.} \quad (5.7)$$

Коефіцієнт згладжування фільтру (рис.5.1,г) є значно нижчим, а температурна стабільність вищою, ніж у фільтру (рис.5.1,в). Коефіцієнт згладжування збільшується при збільшенні опору резистора R_B (зменшенні струму навантаження). Даний коефіцієнт можна збільшити в 1,5...3 рази, якщо резистор R_B замінити двома резисторами R_{B1} і R_{B2} , підключених паралельно до конденсатору C_2 , яке показано на рис.5.1,д. Сумарний опір вказаних резисторів (рис.5.1,д) повинен дорівнювати опору R_B у схемі фільтра (рис.5.1,г). Ємності конденсаторів у схемі (рис.5.1,д) можна визначати за формулами

$$C_1 = \frac{160 q h_{22B}}{m f}, \text{ мкФ}; \quad C_2 = \frac{3 \cdot 10^3}{m f h_{22B} R_B^2}, \text{ мкФ.} \quad (5.8)$$

де h_{22B} – параметр транзистора, мкСм [9].

При малому коефіцієнті підсилення струму транзистора або великому струмі навантаження опір резистора R_B є малим. При цьому можливе наступне співвідношення ємностей фільтру $C_2 > C_1$. У такому випадку ємності конденсаторів слід визначати за формулами

$$C_1 = \frac{160 \sqrt{q [q h_{22B}^2 + 4/R_B^2]}}{m f}, \text{ мкФ}; \quad C_2 = \frac{160 \sqrt{q}}{m f R_B}, \text{ мкФ.} \quad (5.9)$$

Для збільшення коефіцієнта згладжування можна використовувати складений транзистор (рис.5.1,є), оскільки струм бази транзистора VT1 значно менший струму бази транзистора VT2, опір резистора R_B у фільтрі (рис.5.1,є) може бути значно більше, ніж у фільтрі (рис.5.1,д).

Крім того, результуючий опір кола емітер-колектор складеного транзистора для змінного струму значно більший, ніж для одиничного. При струмах навантаження більше 3...5 А доречно використовувати транзистори, що складені з трьох транзисторів.

Щоб підвищити температурну стабільність фільтру, слід подавати напругу у коло бази від дільника напруги. Для цього у схемах (рис.5.1,д,є) призначений додатковий резистор R_{B3} . Опір елементів дільника напруги можна визначити за формулами

$$R_{B3} = \frac{U_H}{5I_B}; R_{B1} = R_{B2} = \frac{0,5U_{KE}R_{B3}}{U_H} \quad (5.10)$$

де U_H – напруга на навантаженні фільтру.

Фільтр з дільником напруги у колі бази транзистора менш чутливий до розкиду параметрів транзисторів. Однак при введенні дільника напруги зменшується коефіцієнт згладжування, оскільки зменшується сумарний опір $R_{B1} + R_{B2}$.

Транзистори для згладжувальних фільтрів обираються у залежності від струму навантаження, падіння напруги на фільтрі та потужності, що розсіюється на транзисторі. У деяких випадках транзистори мають встановлюватися на радіаторах.