

УДК 621.315.62

¹А.В. Рудик, к.т.н.¹В.А. Рудик²О.О. Семенова, к.т.н.²А.О. Семенов, к.т.н.

ВИКОРИСТАННЯ ФІЛЬТРА ТОУ ДЛЯ ФІЛЬТРАЦІЇ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ПРОЦЕСІВ

¹Національний університет водного господарства та природокористування, andrey05011971@mail.ru²Вінницький національний технічний університет, semenov79@ukr.net

В статті показано, що для ефективного розділення корисного сигналу і завади з частотами відповідно 100 Гц та 50 Гц найкраще використовувати активний фільтр, реалізований за схемою Тоу. Розраховано параметри пасивних елементів схеми та вибрано активні елементи, необхідні для реалізації фільтра. Для розробленої схеми фільтра уточнено коефіцієнти передавальної функції, розраховано частотні характеристики фільтра та доведено можливість придушення завади не менше ніж на 40 дБ.

Ключові слова: смугопронускальний фільтр, схема Тоу, передавальна функція, частотна характеристика, коефіцієнт придушення завади.

Вступ. Вибірковий пошук підземних комунікацій можливий при використанні в якості робочого сигналу такого сигналу, який утворюється випрямлячем на станції катодного захисту. Як відомо, двопівперіодний випрямляч при випрямленні змінного струму з частотою 50 Гц створює змінну напругу пульсації з частотою 100 Гц. Це дозволяє виконати частотне розділення корисного сигналу та завади.

В більшості практичних випадків для спрощення вимірювальних приладів, тобто для збільшення їх надійності, зменшення ваги та здешевлення, достатнім є послаблення завади з частотою 50 Гц у 100 разів (40 дБ).

Метою статті є вибір типу фільтра для ефективного розділення корисного сигналу і завади з частотами відповідно 100 Гц та 50 Гц, розрахунок його основних параметрів і характеристик, а також схемна реалізація такого фільтра.

Постановка задачі. В статті необхідно:

1) показати, що для ефективного розділення корисного сигналу і завади з частотами відповідно 100 Гц та 50 Гц найкраще використовувати активний фільтр, реалізований за схемою Тоу;

2) розрахувати параметри пасивних елементів схеми та вибрати активні елементи, необхідні для реалізації фільтра;

3) розрахувати частотні характеристики фільтра та довести можливість придушення завади не менше ніж на 40 дБ.

Розв'язок задачі. Побудова селективного фільтра, який би забезпечив різницю коефіцієнтів передачі на частотах 50 Гц та 100 Гц на 40 дБ, є доволі складною задачею. Використання пасивних фільтрів на LC-елементах неможливе через дуже низькі частоти сигналів, а використання RC-фільтрів обмежено необхідністю використання схем п'ятого або шостого порядку (нахил АЧХ – 100...120 дБ/декаду).

Тому останнім часом знаходять широке застосування активні RC-фільтри. Вони застосовуються в таких галузях, як телефонія, системи передачі даних, телебачення, радіомовлення та системи якісного відтворення звуку. Вони передусім використовуються на низьких частотах, де використовувати котушки індуктивності неможливо через їх надмірні габарити та низьку якість. На існуючих активних елементах частотний діапазон може бути від нуля до сотень кГц. Для досягнення поставленої мети найкраще підходить активний фільтр, реалізований за схемою Тоу (рис.1). Теоретичне виведення передавальних функцій для такої схеми викладено в роботі [1]. Така схема є бікватратним колом, реалізованим на трьох операційних підсилювачах (ОП).

Передавальна функція активного фільтра, реалізованого за схемою Тоу [1], визначається як

$$K_{сф}(j\omega) = \frac{1}{R1 \cdot C1} \times \frac{j\omega}{(j\omega)^2 + \frac{j\omega}{R2 \cdot C1} + \frac{R5}{R3 \cdot R4 \cdot R6 \cdot C1 \cdot C2}} \quad (1)$$

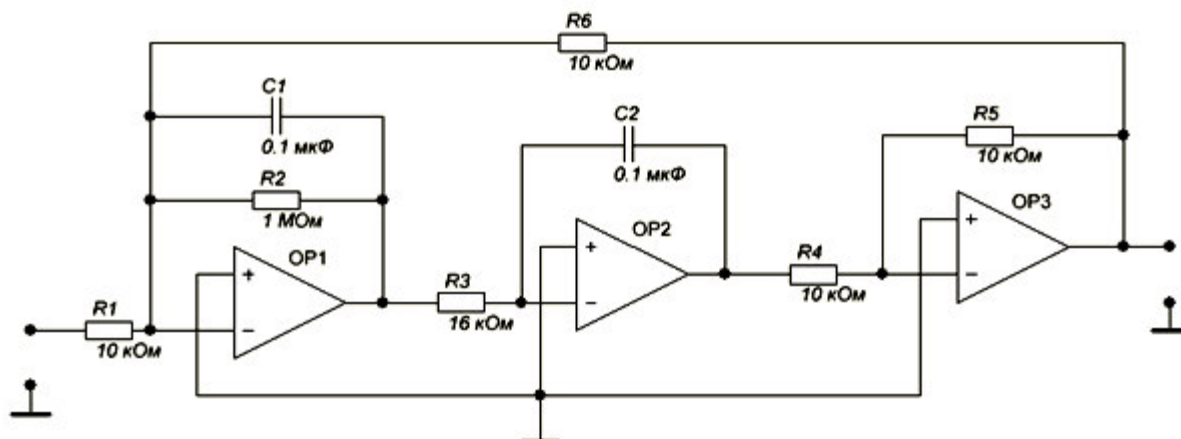


Рис.1. Смугопропускальний фільтр, реалізований за схемою Тоу

В розглянутому випадку таким активним фільтром можна забезпечити фільтрацію не тільки завади з частотою 50 Гц, але й частот, що лежать вище корисного сигналу з частотою 100 Гц. Тобто такий активний фільтр має бути смугопропускальним.

Тоді операторна передавальна функція фільтру набуде вигляду

$$K_{\text{сф}}(p) = \frac{a_1 p}{p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (2)$$

де

$$a_1 = \frac{1}{R1 \cdot C1}; \quad b_1 = \frac{1}{R2 \cdot C1}; \quad b_0 = \frac{R5}{R3 \cdot R4 \cdot R6 \cdot C1 \cdot C2}. \quad (3)$$

В результаті розв'язання рівняння (3) отримаємо:

$$R1 = \frac{1}{a_1 \cdot C1}; \quad R2 = \frac{1}{b_1 \cdot C1}; \quad R4 = R5; \quad R6 = \frac{\sqrt{b_0 \cdot C1}}{k_1}; \quad R3 = \frac{k_1}{b_0 \cdot C2}. \quad (4)$$

Оскільки дискретні зосереджені ємності (конденсатори) не можуть мати довільну величину ємності, необхідно вибрати їх номінали, що і виходить з співвідношення (4)

В загальному випадку номінали резисторів $R4 = R5$ вибираються в межах (1...20) кОм. Це означає, що у співвідношенні (4) єдиним вільним параметром є k_1 . Дуже часто параметр k_1 вибирають з міркувань мінімізації діапазону величин резисторів $R1 \dots R6$.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) фільтра, необхідного для фільтрування частоти завади 50 Гц та частот, які лежать вище частоти 100 Гц, за допомогою фільтра Тоу наведена на рис.2. При апроксимації основну роль відіграє крутизна нахилу АЧХ на ділянці від нульової частоти до частоти основного корисного сигналу, тобто 100 Гц.

Операторна передавальна функція, якою апроксимується АЧХ смугопропускального фільтра, має згідно з співвідношенням (2) такий вигляд:

$$K(p) = \frac{1000 \cdot p}{p^2 + 10 \cdot p + 394800}, \quad (5)$$

де $a_1 = 1000$; $b_1 = 10$; $b_0 = 394800$.

Аналогічно розраховуються значення елементів схеми $C1, C2$ та $R1 \dots R6$.

В роботі значення номіналів конденсаторів $C1$ і $C2$ прийнято за стандартним рядом 0.1 мкФ.

Далі розраховують точні значення опорів резисторів $R1$ та $R2$ згідно з співвідношенням (4):

$$R1 = \frac{1}{a_1 \cdot C1} = \frac{1}{1000 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ кОм}; \quad R2 = \frac{1}{b_1 \cdot C1} = \frac{1}{10 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ МОм}.$$

Розраховані значення опорів резисторів $R1$ та $R2$ відповідають існуючим номіналам в стандартному ряді. Використовуючи можливість, описану в співвідношенні (4), вибираємо значення опорів резисторів $R4$ та $R5$ рівними 10 кОм, тоді опір резистора $R3$ можна розрахувати як

$$R3 = \frac{k_1}{b_0 \cdot R6 \cdot C1 \cdot C2}, \quad (6)$$

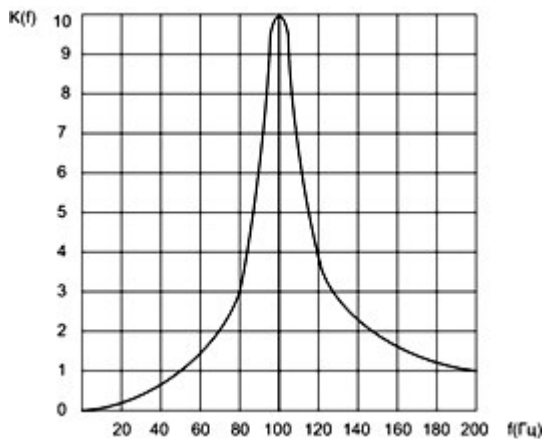


Рис.2. АЧХ смугопрпускового фільтра Тоу при частоті настроювання 100 Гц

і для інших значень частот корисного сигналу і завади. Для практичної реалізації схеми прийнято такі типи елементів: конденсатори $C1$ та $C2$ типу КМ-6-0.1 мкФ \times 25 В \pm 10%; резистори типу С2-22-0.125 Вт \pm 10%: $R1$ та $R4...R6$ – 10 кОм; $R2$ – 1 МОм; $R3$ – 16 кОм.

Співвідношення для АЧХ смугопрпускового фільтра є модулем його комплексної передавальної функції, тобто

$$K_{c\phi}(\omega) = \frac{\omega}{R1 \cdot C1} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R5}{R3 \cdot R4 \cdot R6 \cdot C1 \cdot C2} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{R2 \cdot C1}\right)^2}}. \quad (7)$$

Розраховані значення модуля комплексної передавальної функції на частотах 50 та 100 Гц:

$$K_{c\phi}(50 \text{ Гц}) = \frac{314}{10^4 \cdot 10^{-7}} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10^4}{16 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-7}} - 314^2\right)^2 + \left(\frac{314}{10^6 \cdot 10^{-7}}\right)^2}} = 1.012;$$

$$K_{c\phi}(100 \text{ Гц}) = \frac{628}{10^4 \cdot 10^{-7}} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10^4}{16 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-14}} - 628^2\right)^2 + \left(\frac{628}{10^6 \cdot 10^{-7}}\right)^2}} = 101.478.$$

За результатами розрахунків отримусмо відношення модулів коефіцієнтів передачі на частотах 100 Гц та 50 Гц рівним

$$A = \frac{K_{c\phi}(100 \text{ Гц})}{K_{c\phi}(50 \text{ Гц})} = \frac{101.478}{1.012} = 100.2747. \quad (6)$$

Однак на практиці частіше оперують не величиною, яка показує, у скільки разів корисний сигнал більше за сигнал завади, а оберненою величиною – коефіцієнтом придушення завади

$$d = \frac{1}{A} = \frac{K_{c\phi}(50 \text{ Гц})}{K_{c\phi}(100 \text{ Гц})} = \frac{1}{100.2747} = 0.009973. \quad (7)$$

Коефіцієнт придушення завади зручно представляти в логарифмічних одиницях (дБ):

$$d_{\text{дБ}} = 20 \lg d = 20 \lg 0.009973 = -40.024 \text{ дБ}. \quad (8)$$

Розраховане значення коефіцієнта придушення відповідає сформульованим у вступі вимогам. Розрахункові значення залежності модуля апроксимуючої передавальної функції від частоти з кроком 10 Гц наведені в таблиці 1, а графічна залежність модуля апроксимуючої передавальної функції смугопрпускового фільтра від частоти наведена на рис.3.

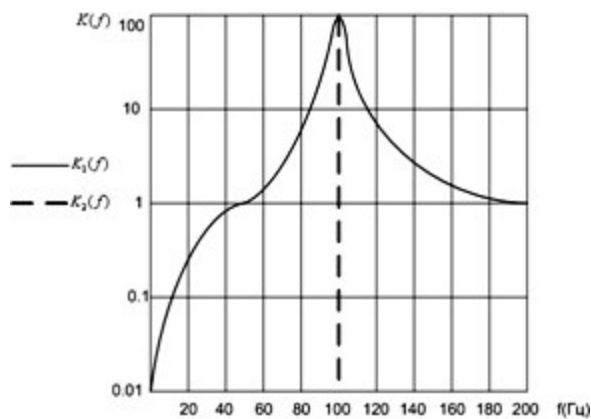


Рис.3. АЧХ, отримана за апроксимуючою передавальною функцією (K_1), та ідеальна характеристика смугопропускального фільтра (K_2)

Таблиця 1

Розрахункові значення модуля апроксимуючої передавальної функції

$f, \text{Гц}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200
$K(f)$	0.000	0.161	0.332	0.525	0.785	1.000	1.492	2.184	3.535	7.518	100.000	8.308	4.337	2.997	2.320	1.910	1.632	1.431	1.279	1.159	1.061

Апроксимуюча передавальна функція (5) та розрахункові значення модуля передавальної функції (7) відрізняються чисельно, хоча форма апроксимуючої кривої зберігається.

Розрахункові значення модуля передавальної функції, розрахованого з врахуванням точних параметрів використаних в схемі елементів, наведені в таблиці 2.

Таблиця 2

Розрахункові значення модуля передавальної функції

$f, \text{Гц}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200
$K(f)$	0.000	0.161	0.332	0.525	0.758	1.012	1.493	2.186	3.540	7.540	101.478	8.286	4.331	2.995	2.319	1.909	1.632	1.431	1.278	1.158	1.061

Величина модуля передавальної функції після частоти 200 Гц продовжує спадати, що дозволяє ефективно відфільтрувати завади з частотами більше 100 Гц, наприклад, промислову частоту 400 Гц та наводки від радіостанцій, що працюють в діапазоні довгих хвиль, на обстежувану комунікацію, які, як відомо, можуть індукувати струми в металевих предметах у ґрунті та в самому ґрунті.

Графік залежності модуля передавальної функції від частоти наведений на рис.4.

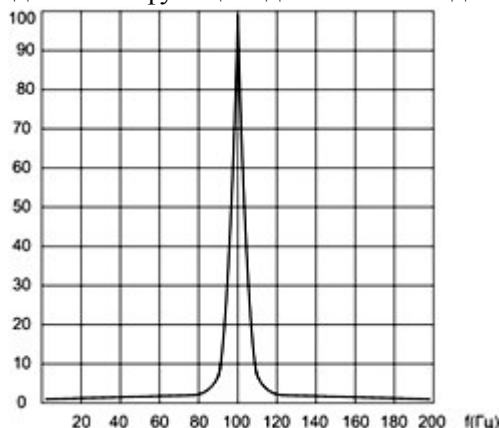


Рис.4. Графік залежності модуля передавальної функції від частоти (АЧХ)

Вхідний опір смугопропускального фільтра (СФ) буде дорівнювати величині опору $R1$.

Спеціальних заходів для узгодження з попереднім каскадом (зазвичай підсилювальним) приймати непотрібно, тому що СФ має достатньо великий вхідний опір, що визначається резистором R_4 . Враховуючи, що ОП має вихідний опір порядку (100...1000) Ом, навантаження є на порядок більшим опором і не буде мати суттєвого впливу на величину сигналу на виході попереднього каскаду, а отже, і на вході СФ. Величина вихідного опору є залежною від типу активного елементу, що використовується в схемі смугового фільтра.

В якості активного елемента фільтра використовується операційний підсилювач. Вибір типу операційного підсилювача здійснюється виходячи з таких міркувань: великий вхідний опір, маленький вихідний опір, великий коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку, малий споживаний струм, наявність режиму мікроспоживання.

На підставі розглянутих вимог в схемі можна використовувати операційний підсилювач КР140УД12, що має такі параметри: коефіцієнт підсилення напруги без зворотного зв'язку $K_U = 50000$; напруга зміщення $U_{3M} = 5$ мВ; вхідний струм $I_{BX} = 7.5$ нА; різниця вхідних струмів $\Delta I_{BX} = 3$ нА; частота зрізу (частота одиничного підсилення напруги) $f_{3P} = 0.01$ МГц; коефіцієнт послаблення синфазної завади $K_{ПСЗ} = 70$ дБ; швидкість наростання вихідної напруги $V_{U_{ВИХ}} = 0.03$ В/мкс; номінальна вихідна напруга $U_{ВИХ} = 2$ В; номінальний вихідний струм $I_{ВИХ} = 2.9$ мА; споживаний струм $I_{СП} = 25$ мкА; номінальна напруга живлення $U_{Ж} = \pm 3$ В.

Вибраний операційний підсилювач має можливість включення режиму мікроспоживання, низьковольтне живлення та достатній вихідний струм. Він зберігає працездатність при зменшенні напруги живлення до 1.2 В.

Типова схема включення [2] операційного підсилювача КР140УД12 наведена на рис.5.

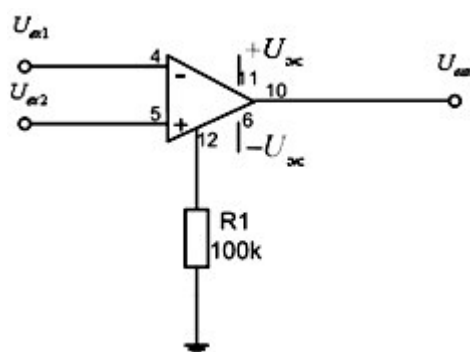


Рис.5. Типова схема включення операційного підсилювача КР140УД12

Операційний підсилювач може працювати в діапазоні напруг живлення $\pm(1.2...18)$ В, при цьому максимальна вихідна напруга дорівнює $0.9 U_{Ж}$, та побудований за двокаскадною схемою. АЧХ скорегована одним внутрішнім конденсатором. Передбачений захист вихідного каскаду від перевантаження та тригерного режиму. Основною відмінністю такого ОП є те, що режим внутрішнього стабілізатора-регулятора, який визначає всю роботу ОП за постійним струмом, задається ззовні. Вибором струму зміщення стабілізатора-регулятора регулюють споживаний струм ОП від 1 мкА до величин, властивих звичайним універсальним ОП. Резистором

$R1$ задається режим мікроспоживання. Такий ОП випускається в корпусі 201.8-6.

Вихідний опір операційного підсилювача визначається як $R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta I_{ВИХ}}$. Підставивши в останнє

співвідношення значення вихідних параметрів активного елемента (операційного підсилювача),

$$\text{отримаємо } R_{ВИХ} = \frac{U_{ВИХ}}{I_{ВИХ}} = \frac{2}{2.9 \cdot 10^{-3}} = 690 \text{ Ом}.$$

Таким чином, отримана величина вихідного опору ОП підтверджує попередні міркування, що при вхідному опорі наступного каскаду, на порядок більшому, ніж вихідний опір попереднього каскаду, вхідний опір істотно впливу на величину вихідної напруги не вносить.

Висновки. 1. Показано, що для ефективного розділення корисного сигналу і завади з частотами відповідно 100 Гц та 50 Гц найкраще використовувати активний фільтр, реалізований за схемою Тоу (рис.1).

2. Розраховано параметри пасивних елементів схеми та вибрано активні елементи, необхідні для реалізації фільтра.

3. Для розробленої схеми фільтра уточнено коефіцієнти передавальної функції, розраховано частотні характеристики фільтра та доведено можливість придушення завади більше 40 дБ.

Список літературних джерел

1. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчёт и реализация. – М.: Мир, 1982. – 592 с.
2. Якубовский С.В., Ниссельсон Л.И. Цифровые и аналоговые микросхемы. Справочник – М.: Радио и связь, 1989. – 496с.