

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
КОНОТОПСЬКИЙ ІНСТИТУТ

Кафедра електронних  
приладів і автоматики

Кваліфікаційна робота бакалавра

**Розробка та дослідження характеристик активного аналогового фільтра**

Студент гр. ЕПз-51к

В.М.Резнік

Науковий керівник

викладач

О.І. Федчун

Конотоп 2020

## РЕФЕРАТ

Об'єктом дослідження кваліфікаційної роботи є активний аналоговий фільтр.

Мета роботи полягає у розробці та дослідженні аналогового режекторного фільтра для придушення перешкоди промислової частоти при прийомі слабких сигналів низької частоти з можливістю незалежної настройки центральної частоти і добротності.

При виконанні роботи розглядаються існуючі типи електричних фільтрів і їх схемотехнічні рішення, порівнюються їх характеристики.. Проводиться теоретичний розрахунок і моделювання теоретичних характеристик фільтра, а також збірка і дослідження характеристик працездатного макета пристрою.

У результаті проведених досліджень встановлено, що практичні результати якісно підтверджують правильність математичної моделі. Однак мають певне місце кількісні відмінності теорії і експерименту - готовий пристрій має коефіцієнт посилення 2,5 дБ у вікні прозорості, в той час, як теоретична модель не посилює вхідний сигнал. Фазовий зсув на центральній частоті фільтра в теоретичному розрахунку становить  $180^\circ$ , що забезпечує максимальне пригнічення небажаної гармоніки. При експериментальному дослідженні фазовий зсув на центральній частоті досягає лише  $160^\circ$ , через що знижується коефіцієнт придушення, який під час проведення експерименту досягав -20 дБ, що в два рази менше теоретично розрахованого значення.

Робота викладена на 31 сторінках, у тому числі включає 13 рисунків, список цитованої літератури із 28 джерел.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:**. АНАЛОГОВИЙ РЕЖЕКТОРНИЙ ФІЛЬТР, ДОБРОТНІСТЬ, ЦЕНТРАЛЬНА ЧАСТОТА, КОЕФІЦІЄНТ ПРИДУШЕННЯ, ФАЗОВИЙ ЗСУВ

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
РОЗДІЛ 1 ЗАГАЛЬНИЙ ОГЛЯД АКТИВНИХ АНАЛОГОВИХ ФІЛЬТРІВ.....	5
1.1 Принцип побудови.....	5
1.2 Елементи активних фільтрів.....	7
1.3 Пасивні аналогові фільтри.....	10
РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНОК ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖЕКТОРНОГО ФІЛЬТРА.....	14
2.1 Опис схеми.....	14
2.2 Опис режекторних фільтрів методом комплексних змінних.....	15
2.3 Теоретичний розрахунок схеми.....	17
РОЗДІЛ 3 ЗАСТОСУВАННЯ РЕЖЕКТОРНИХ ФІЛЬТРІВ.....	24
3.1 Призначення та вимоги.....	24
3.2 Області використання.....	26
3.3 Можливі вдосконалення.....	27
ВИСНОВКИ.....	28
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	29
ДОДАТКИ	

## ВСТУП

В наш час активні аналогові фільтри використовуються в усіх областях електроніки. Основна задача, яка вирішується фільтрами – виділення інформаційної складової із вхідного сигналу придушення завад, підвищуючи таким чином «сигнал – шум».

Для пристроїв, що працюють зі слабкими сигналами в області низьких частот, серйозною проблемою є завада промислової електролінії з частотою 50 (60) Гц. [1] Така завада одночастотна і може бути усунена з допомогою полосно-придушуючого (режекторного) фільтра.

Частота корисного сигналу може мати значення, яке буде близьким до частоти завади, крім того, частота завади може піддаватися відхиленням. Для ефективної фільтрації сигналу, в таких випадках, необхідна можливість незалежного налаштування центральної частоти режекторного фільтра і його добротності.

Основне призначення електричного фільтра - виділяти і пропускати корисну складову з сигналу, що містить перешкоду. Через технічні обмежень, неминучих при фізичної реалізації пристроїв, створити ідеальний фільтр, що пропускає єдину частоту, поки неможливо.[2] Це призводить до необхідності введення частотного діапазона, що включає в себе потрібну нам смугу частот, який пропускається (або порівняно слабо послаблюється) фільтром, в той час як інші складові вхідного сигналу в тій чи іншій мірі знижуються. Такий частотний діапазон називається смугою пропускання фільтра.[3] Зазвичай вважають, що смуга пропускання має межі в точках, відповідаючих ослаблення 3 дБ. Область частот, придушуються фільтром, називається смугою придушення або смугою затримування. Ця смуга визначається якимось мінімальним ослабленням, тобто 40 дБ.

Отже, мета роботи полягає у розробці та дослідженні аналогового режекторного фільтра для придушення перешкоди промислової частоти при прийомі слабких сигналів низької частоти з можливістю незалежної настройки центральної частоти і добротності.

## РОЗДІЛ 1

### АКТИВНИЙ АНАЛОГОВИЙ ФІЛЬТР

#### 1.1. Принцип побудови

Є дуже багато способів будови фільтрів за заданою функцією передачі  $n$ -го порядку. Одним з популярний способів є представлення передавальної функції у вигляді добутку співмножників  $N_1, N_2, \dots, N_m$  і створенні ланки, схеми або каскадів  $N_1, N_2, \dots, N_m$ , що відповідають кожному співмножнику.[4] Ці ланки з'єднуються між собою покаскадно тобто, вихід першого каскаду є входом другого і т. д., як це показано на рис. 1.1.

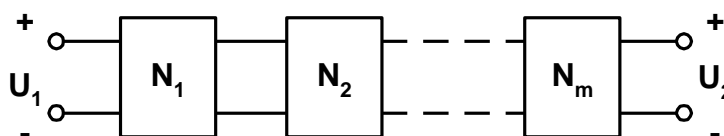


Рис. 1.1. Каскадне з'єднання ланок[4]

За умови, що окремі ланки не впливають на роботу одна одної та не змінюють власні передаточні функції, то повна схема буде мати задану передавальну функцію  $n$ -го порядку.

Так як створити ідеальний фільтр на практиці не можливо, але ж на основі розглянутих фільтрів (вони будуються на реальних елементах схеми) можна все таки досягти наближення до ідеальних.[5] Передаточна функція такого фільтра - це співвідношення поліномів, яке має вигляд:

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}, \quad (1.1)$$

Коефіцієнти  $a$  і  $b$  — істотні постійні величини, а

$$m, n=1, 2, 3 \dots (n \geq m) \quad (1.2)$$

Ступінь полінома в знаменнику  $n$  визначає порядок фільтра. Як буде далі показано, реальні амплітудно-частотні характеристики точніші

(наближаються до ідеальних) у фільтрах вищого порядку. Однак будь-яке підвищення порядку призведе до зростання вартості та ускладнення схеми. Тобто, основним аспектом при розробці фільтрів є отримання характеристики, яка апроксимується заданою степенем точності при найменших затратах ідеальну характеристику.[6]

Якщо в (1.2.) всі коефіцієнти  $a$  (за винятком  $a_0$ ) дорівнюють нулю, тоді передаточна функція представляє собою відношення постійного числа до поліному. У такому випадку фільтр називається всеполюсним або поліноміальним, так як його передаточна функція має таку ж властивість, що й всі її полюси. (Змінна  $s$  визначає ноль, так як її передаточна функція дорівнює нулю, а полюс - це таке значення змінної  $s$ , при якому передаточна функція має нескінченні значення.)

Раніше було визначено, що операційний підсилювач має нескінченні вхідні і нульові вихідні опорами (в ідеальному випадку). Таким чином, його зручно використовувати для реалізації невзаємодіючих ланок.[7]

Для фільтрів першого порядку передаточна функція представляється у вигляді:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{P(s)}{s + C}, \quad (1.3)$$

де  $C$  — постійне число, а  $P(s)$  — поліном першого або нульового степеня.

Для фільтрів другого порядку передаточної функції.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{P(s)}{s^2 + Bs + C}, \quad (1.4)$$

де  $B$  і  $C$  — постійні числа, а  $P(s)$  — поліном другого або меншого степеня.

Для парного порядку з  $n > 2$  звичайна каскадна схема буде містити  $n / 2$  ланок 2-ого порядку, кожна з передавальною функцією типу (1.4). [8] У випадку, коли порядок буде  $n > 1$  є непарним, тоді схема буде містити  $(n-1)/2$  ланок 2-ого порядку з передаточними функціями типу (1.4) та одну ланку 1-ого порядку з передавальною функцією типу (1.3).

## 1.2. Елементи активних фільтрів

Розробляти схему фільтра розпочинають після отримання відповідної передавальної функції. Розробка являє собою проектування пасивних і активних фільтрів.

Пасивні фільтри це пристрої, що будуються на основі пасивних елементів: котушок індуктивності, резисторів та конденсаторів.[9] Такі фільтри працюють в певних діапазонах частот, однак вони не застосовуються на частотах нижче 0,5 мГц. Причиною цього є те, що зазвичай, на низьких частотах параметри котушок, які використовуються мають значні відхилення в робочих характеристиках, порівняно з ідеальними, збільшуються габарити і, на відміну від конденсаторів і резисторів, вони майже не застосовуються в інтегральному виконанні.

Тобто, щоб застосувати фільтри на низьких частотах зі схем маємо прибрати котушки індуктивності. В цих випадках розробляються активні фільтри на основі конденсаторів, резисторів та активних елементів.

Активні фільтри будуються на резисторах, конденсаторах та операційних підсилювачах. Вони призначені для пропускання на вихід сигналів лише заданих частот з усіх вхідних. [10] Ці схеми мають частотну вибірковість і використовуються для підсилення або ослаблення потрібних частот в сейсмічних приладах, у звуковій апаратурі, в лініях зв'язку та широко застосовуються в дослідницькій практиці, наприклад, для вивчення біострумів мозку або механічної вібрації. Таким чином, бачимо, що активні

фільтри широко застосовуються застосування майже в кожній області електроніки і саме тому заслуговують на нашу увагу [11].

Один з найвживаніших активних елементів, який в основному і використовуватиметься, це операційний підсилювач, Його умовне зображення наведено на рис.1.2.

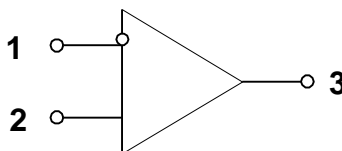


Рис. 1.2. Умовне позначення операційний підсилювач, складається з 3-х виводів: інвертуючий вхідний (1), неінвертуючий вхідний (2) і вихідний (3)[11]

Операційний підсилювач це багатовходовий елемент, (для зпрощення зображення показують лише три його виводи: інвертуючий вхідний (1), неінвертуючий вхідний (2) і вихідний (3). Характеристики операційного підсилювача наближені до ідеальних, тобто він має високим входним і близьким до нуля вихідним опорами, а також високим коефіцієнтом підсилення. Внаслідок чого, при дослідженнях можна розглядати тільки напругу між вхідними виводами, а також рахувати, що струм у вхідних виводах дорівнює нулю. Але реальні операційні підсилювачі до ідеальних за характеристиками наближаються лише для чітко визначеного діапазону частот, що залежить від певного типу підсилювачів.[12]

Не показані на рис. 1.2 виводи - це зазвичай виводи підключення джерела живлення; вводи для підключення ланцюгів корекції, що необхідна для деяких підсилювачів, наприклад типу 709; і виводи балансування нуля, наприклад, типу 741. Це додаткові виводи, які використовуються у відповідності до рекомендацій, що надає фірма-виробником. Зачасту операційні підсилювачі з зовнішніми ланцюгами корекції кращі результати



мають на більш високих частотах, ніж підсилювачі, що не мають виходів для підключення.

При побудові активних фільтрів розробник має застосовувати ті ж типи підсилювачів, що повністю відповідають заданим вимогам по частотних діапазонах та коефіцієнтам підсилення. Наприклад, коефіцієнт підсилення ОП з відімкненим зворотним зв'язком повинен приблизно в 50 разів бути більшим за коефіцієнт підсилення фільтра.[13]

У конструкціях фільтрів з низькими вимогами найчастіше використовуються дешеві композиційні резистори. Так, для побудови фільтрів четвертого і нижчих порядків достатньо вугільного композиційного резистора з 5% -ми допусками, у випадку, якщо такий фільтр буде використовуватись при кімнатній температурі. А ось для фільтрів з високими вимогами до робочих характеристик потрібно застосовувати більш високоякісні резистори. Тобто, чим вищий порядок, тим меншим має бути допуск. Якщо порядок фільтра вище четвертого, то необхідно використовувати резистори з 2% -вим або, навіть, меншим допуском.

Стосовно конденсаторів - найбільше підходить за типом майларовий конденсатор, який і застосовується успішно в більшості схем фільтрів.[14] Конденсатори на основі полістеролу і тифлону кращі за параметрами, але застосовуються лише в високоякісних фільтрах. А економічні дискові керамічні конденсатори використовуються тільки в менш критичних умовах.

Якщо в пасивних фільтрах використовують котушки індуктивності, то треба враховувати, що вони мають активний опір, міжвиткову ємність та втрати в осерді, а це робить їх властивості далеко не ідеальними.[15]

Активні фільтри, у порівнянні з пасивними, мають такі переваги:

- 1) при їх побудові застосовують тільки конденсатори і резистори (котушки індуктивності відсутні);
- 2) вони дешевші;
- 3) можуть підсилювати сигнал в смузі пропускання і майже не мають істотних втрат;

4) застосування в активних фільтрах ОП дозволяє забезпечити розв'язку входу та виходу (тому активні фільтри легко робляться багатокаскадними і таким чином покращуються їх показники);

5) активні фільтри мають відносну простоту в налаштуванні;

6) фільтри для роботи на дуже низьких частотах можуть складатися з компонентів, які мають помірні параметри;

7) активні фільтри мають малі розміри і масу.[14]

Активний фільтр мають потребу в джерелі живлення, також їх робочий діапазон частот обмежується верхньою максимальною робочою частотою ОП. Тобто більшість активних фільтрів працює лише на частотах, які не перевищують кілька МГц, хоча деякі окремо взяті типи ОП можуть забезпечувати нормальну роботу фільтрів і на вищих частотах. По мірі того, як виробники будуть поліпшувати частотні характеристики операційних підсилювачів буде збільшуватись і верхня частотна межа активних фільтрів.

### **1.3. Пасивні аналогові фільтри**

Даний вид фільтрів відносно простий в схемотехнічній реалізації і включає тільки пасивні елементи - опору і ємності. Оскільки імпеданс конденсаторів  $z_C = -j/\omega C$  має частотну залежність, можна створювати частотно-залежні подільники напруги з резисторів і конденсаторів. Такі схеми будуть пропускати сигнали певної частоти, пригнічуючи інші.[16]

Пасивні фільтри функціонують без джерела живлення. У них сигнал не підсилюється за потужністю, на відміну від активних схем.

Як приклад можна навести кілька популярних схемотехнічних рішень пасивних RC-фільтрів:

Найпростіші однозвенної фільтри, «пасивні чотирьополосники», являють собою подільники напруги з двох пасивних дво полюсних елементів - в даному випадку резистора і конденсатора (рис. 3).

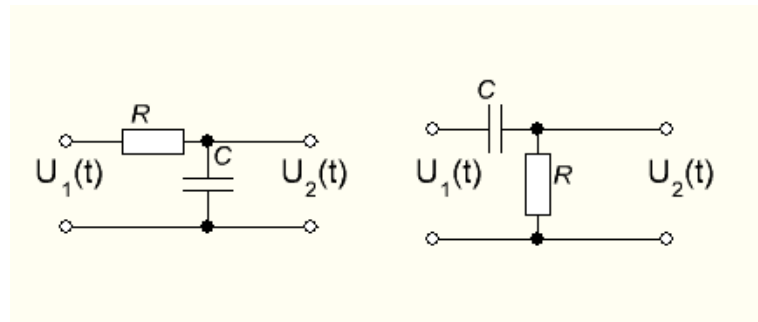


Рис. 1.3. Прості фільтри: а) фільтр низьких частот; б) фільтр високих частот[16]

Через частотної залежності імпедансу конденсатора  $C$  амплітуда і фаза вихідної напруги  $U_2(t)$  залежать від частоти вхідного  $U_1(t)$ .

Наступний поширений тип - найпростіші смугові фільтри, що являють собою комбінування ФНЧ і ФВЧ (рис. 1.4).

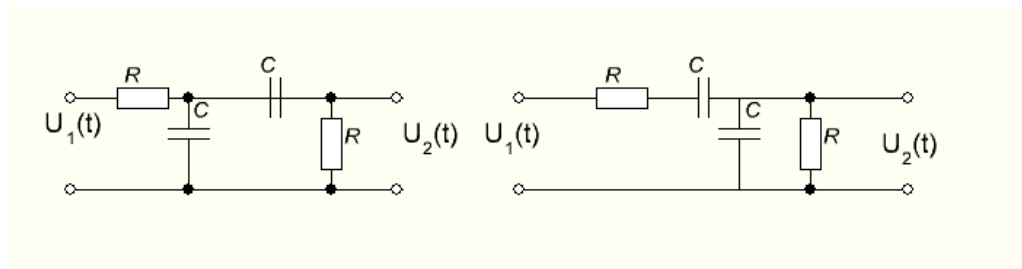


Рис. 1.4. Прості полосові фільтри: а) дволанковий RC; б) Віна[16]

Дволанковий RC-фільтр – це, по суті, послідовне ввімкнення фільтрів низьких частот і фільтрів високих частот

Пасивні RC-фільтри, згадані вище, мають пологими характеристик спаду коефіцієнта посилення з крутизною 6 дБ / октава. Такі фільтри добре підходять для вирішення багатьох завдань, при яких небажану-них і корисний сигнали знаходяться досить далеко один від одного по осі частот.

Але найчастіше частоти сигналу і шуму мають близькі значення. [17] У цьому випадку виникає необхідність використання фільтра з більш різкими спадами. Рішення даної проблеми не вдалося досягти шляхом каскадного з'єднання декількох пасивних фільтрів. Зробити перехід від області пропускання до області відсічення більш «прямокутним» допомогло створення RLC-фільтрів з використанням котушок індуктивності, однак

результати все ще були далекі від ідеальних. Крім того, застосування котушок в якості-стве компонентів схеми привносить додаткові труднощі - котушки володіють великими розмірами, високим опором, паразитного ємністю обмотки, нелінійністю характеристик, високою чутливістю до електромагнітних завад.

Таким чином, виникла необхідність створення фільтрів з характеристиками, які не поступаються RLC-схем, але без використання котушок індуктивності. Рішенням стала розробка фільтрів з активними компонентами - активних фільтрів.[18]

Активні фільтри широко застосовуються в багатьох областях електроніки. Використовуючи активні елементи - операційні підсилювачі або транзистори, можна домогтися поведінки схеми, як у будь-якого RLC-фільтра, не використовуючи котушки індуктивності. Найбільш часто такі фільтри використовуються в низькочастотних приладах, де котушки індуктивності неприйнятні через громіздкість і низької якості. На існуючих активних компоненти діапазон застосування активних фільтрів починається з постійного струму і закінчується в області сотень кГц.

На момент перших розробок даного типу фільтрів роль активних елементів електроніки виконували вакуумні лампи. Висока споживана потужність і відносно велика вартість не дозволяли активним фільтрам скласти конкуренцію пасивним LC-фільтрам. Після появи транзисторів проблема споживаної потужності зникла, проте вартість перших поколінь транзисторів була все ще досить висока, що затримувало розвиток фільтрів з їх використанням. Пізніше, в результаті здешевлення транзисторів, найбільш популярними активними елементами стали операційні підсилювачі - модульні компоненти, що складаються з транзисторів і опорів. Поступове зниження вартості операційних підсилювачів дозволяло розробникам проектувати схеми з використанням все більшого числа активних елементів, домагаючись поліпшення функціональних характеристик - чутливості, стійкості, точності настройки.[19]

Активні схеми можуть виконувати будь-які завдання фільтрації сигналу - ФНЧ, ФВЧ, смугово-пропускає і полосоподавляюча фільтрація. Вибір схеми визначається тим, які властивості вихідної характеристики найбільш важливі - рівномірність посилення в вікні прозорості, крутизна спаду характеристики, частотна незалежність тимчасового запізнювання.

Розглянемо одне з найбільш поширених схемотехнік активного фільтра - схему Саллі і Кея.

В даній схемі активного ФВЧ використовується ОУ з одиничним коефіцієнт посилення, підключений в режимі повторювача, або просто емітерний повторювач.

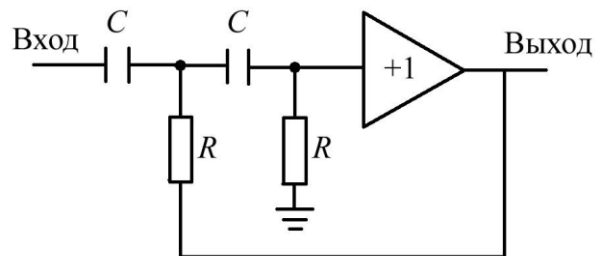


Рис. 1.5. Схема фільтра Салена і Кея[19]

Із даної схеми (рис. 1.5) видно, що на низьких частотах спадання характеристики відповідає RC-фільтру, так як вихідний сигнал близький до нуля. При збільшенні частоти вихідний сигнал зростає, що призводить до зменшення послаблення через з'єднання резистора з виходом. Саме це й робить злам характеристики більш загостреним.

## РОЗДІЛ 2

### РОЗРАХУНОК ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖЕКТОРНОГО ФІЛЬТРУ

#### 2.1. Опис схеми

Розроблена схема активного режекторного фільтра складається із декількох блоків, а саме: двох фазових фільтрів, симетричного дільника напруги і петлі зворотнього зв'язку, дана схема наведена на рис. 2.1.

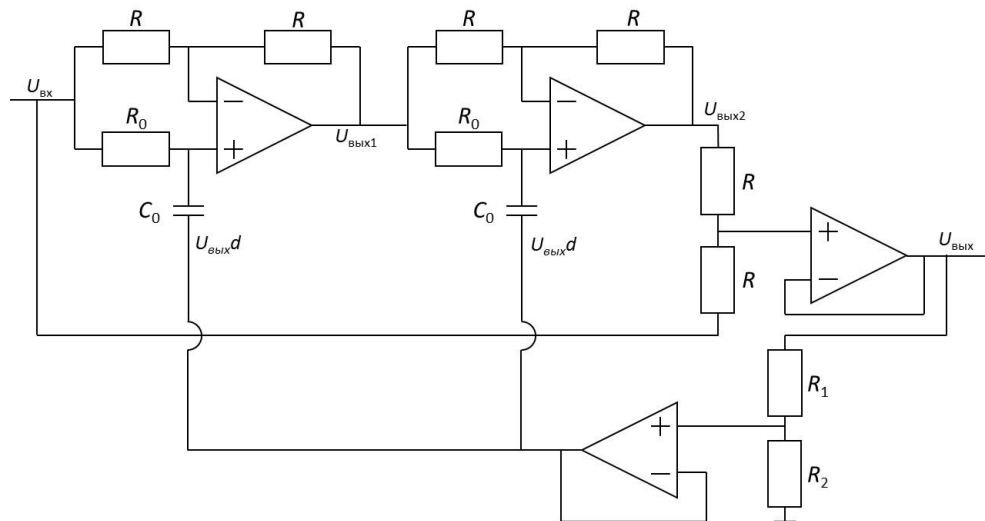


Рис. 2.1 Схема активного режекторного фільтра[20]

Кожен з двох фазових фільтрів включають в себе диференціальний підсилювач на ОП і RC-ланцюг, що підключається до неінвертуючого входу. При проходженні фазових фільтрів сигнал змінює свою фазу, при цьому амплітуда залишається незмінною. Фаза гармоніки з частотою, що дорівнює середньому геометричному резонансних частот RC-ланцюгів обох фазових фільтрів, зміщується на  $180^\circ$ . [20]

Сигнал, що пройшов два фазових фільтра, складається з «оригінальним» вхідним сигналом у вихідному симетричному делителе напруги. В результаті цього гармоніка, фаза якої змістилася на  $180^\circ$ , пригнічується. Так

само відбувається придушення найближчих по частоті гармонік в смузі, яка визначається добротністю фільтра.

Перевага запропонованої схеми полягає в можливості незалежно регулювання центральної частоти фільтру і добротності.

Налаштування добротності здійснюється через петлю зворотного зв'язку, що подає вихідний сигнал схеми на загальну точку фазових фільтрів. Глибина зворотного зв'язку  $d$  задається резисторами  $R_1$  і  $R_2$ :

$$d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.1)$$

Змінюючи значення опору  $R_2$ , можна змінювати глибину зворотного зв'язку, і відповідно, добротність.

## 2.2 Опис режекторних фільтрів методом комплексних змінних

Режекторні фільтри - це вузькосмугові смугасто-пропускаючі або смугасто-заграждаючі фільтри. Цей тип фільтрів застосовується для видалити-ня сигналу однієї гармоніки з спектра: «промислової» перешкоди електро-мережі змінного струму в медичній техніці та високоякісної аудіо-апаратури, для запобігання явища самозбудження підсилювача потужності звукової частоти на певній резонансній гармоніці при об'єднанні паразитного зворотного зв'язку входу і виходу підсилювача.[21]

З точки зору теорії ланцюгів режекторний фільтр характеризується комплексною передавальною функцією, що має вигляд:

$$H(s) = \frac{H_0(s^2 + \omega_0^2)2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.2)$$

де  $\omega_0$  – центральна частота фільтра;

$Q$  – добротність фільтра;

$s$  – комплексна змінна,  $s = j\omega = \omega\sqrt{-1}$ .

Центральна частота і добротність залежать від конкретної схеми (або програми) фільтра і параметрів пристрою.

Амплітудно-частотна характеристика фільтра є модулем комплексної передаточної функції  $H(s)$ , а фазочастотна характеристика  $\Phi(\omega)$  – її аргументом:

$$H(j\omega) = A(\omega) \exp(j\Phi(\omega)) \quad (2.3)$$

Використовуючи формулу Ейлера:

$$\exp(jx) = \cos x + i \sin x \quad (2.4)$$

ми можемо вивести вираз функцій АЧХ і ФЧХ:

$$\Phi(\omega) = \arcsin \left( \frac{\operatorname{Im} H(j\omega)}{\sqrt{(\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (\operatorname{Im} H(j\omega))^2}} \right) = \operatorname{arctg} \left( \frac{\operatorname{Im} H(j\omega)}{\operatorname{Re} H(j\omega)} \right) \quad (2.5)$$

$$A(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (\operatorname{Im} H(j\omega))^2}, \quad (2.6)$$

де  $\operatorname{Re} H(j\omega)$  – дійсна;  $\operatorname{Im} H(j\omega)$  – мінімальна частина передаточної функції  $H(j\omega)$ . Так як ФЧХ даного режекторного фільтру знаходиться в області  $-90 \dots +90^\circ$ , в формуле (2.4) для  $\Phi(\omega)$  потрібно використати арксинус або арктангенс. [20]

Щоб виразити функції  $\operatorname{Re} H(j\omega)$  і  $\operatorname{Im} H(j\omega)$  в явному вигляді, потрібно помножити формулу (2.1) на дробове число, чисельник і знаменник які комплексно спряжені із знаменником функції  $H(s)$ :

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2 s^2 \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2 s - \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{(s^2 + \omega_0^2)^2 - s(s^2 + \omega_0^2)^2 \frac{\omega_0}{Q}}{s^2 + \omega_0^2)^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 s^2} \\ &= \frac{s^4 - \frac{\omega_0}{Q} s^3 + 2\omega_0^2 s^2 - \frac{\omega_0^3}{Q} s + \omega_0^4}{s^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right) \omega_0^2 s^2 + \omega_0^4} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Так як  $s = j\omega, s^2 = -\omega^2, s^3 = -j\omega^3, s^4 = \omega^4$ , вираз (2.7) приймає наступний вигляд:



$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= \frac{\omega^4 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega^3s^3 - 2\omega_0^2\omega^2 - j\frac{\omega_0^3}{Q}\omega s + \omega_0^4}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2s^2 + \omega_0^4} = \\
 &= \frac{\omega^4 - 2\omega_0^2\omega^2 + \omega_0^4}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2s^2 + \omega_0^4} j \frac{\frac{\omega_0}{Q}\omega^3\frac{\omega_0^3\omega}{Q}}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2s^2 + \omega_0^4} \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

Із (2.1.8) виражаються дійсна і мінімальна частини передаточної функції режекторного фільтру  $H(j\omega)$ :

$$\operatorname{Re}H(j\omega) = \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2} \quad (2.10)$$

$$\operatorname{Im}H(j\omega) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}\omega(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2} \quad (2.11)$$

Виходячи із формул (2.5), (2.9) та (2.10) АЧХ режекторного фільтру описується залежністю:

$$\begin{aligned}
 A(\omega) &= \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2} \sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2} = \\
 &= \sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2\omega^2}} \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

Формула для ФЧХ режекторного фільтру виводиться, якщо підставити в вираз (2.1.4) формули (2.9) та (2.10). Для зручності обчислення ФЧХ краще використовувати арктангенс:

$$\Phi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_0}{Q} \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_0^2}\right) \quad (2.13)$$

### 2.3 Теоретичний розрахунок схеми

Розглянемо перший фазовий фільтр (рис. 2.2).

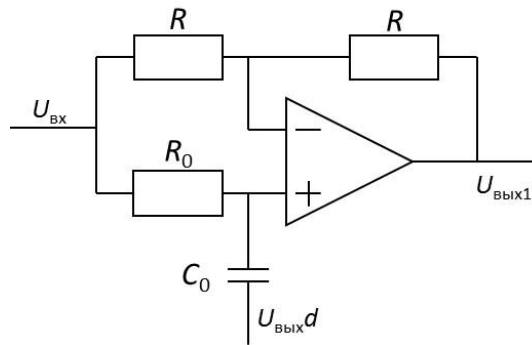


Рис.2.2. Перший фазовий фільтр[21]

Через діляник напруги, утворений елементами  $R_0$  і  $C_0$ , можна висловити напруга на позитивному вході операційного підсилювача  $U_+$ .

$$U_+ = \frac{R_0 U_{\text{вих}} d}{z_{c0} + R_0} + \frac{z_{c0} U_{\text{вх}}}{z_{c0} + R_0} = \frac{R_0 U_{\text{вих}} d + z_{c0} U_{\text{вх}}}{z_{c0} + R_0} \quad (2.14)$$

де  $z_{c0} = \frac{1}{j\omega c_0}$  – комплексний опір конденсатора  $C_0$ .

Для зручності запису вводимо змінну для діляника напруги:

$$\frac{R_0}{z_{c0} + R_0} = D \quad (2.15)$$

Отже, вираз для  $U_+$  можна записати в наступному вигляді:

$$U_+ = U_{\text{вих}} d D + U_{\text{вх}} (1 - D) \quad (2.16)$$

Напруга на від'ємному вході операційного підсилювача  $U_-$  виражається через діляник напруги, що включає в себе два однакових резистора  $R$ :

$$U_- = \frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{вих1}}}{2} \quad (2.17)$$

У співвідношенні із «золотим правилом» операційних підсилювачів, напруга на входах однакова, тобто  $U_+ = U_-$ . [22] Виходячи із цього ми можемо прирівняти наступні вирази:

$$U_{\text{вих}} d D + U_{\text{вх}} (1 - D) = \frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{вих1}}}{2} \quad (2.18)$$

Якщо поділити даний вираз на  $U_{\text{вх}}$ , отримаємо наступний вираз:

$$H d D + (1 - D) = \frac{1 + H_1}{2} \quad (2.19)$$

де  $H=U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$  – передаточна функція режекторного фільтра;  
 $H_1=U_{\text{вих1}}/U_{\text{вх}}$  – передаточна функція першого фазового фільтра. Із отриманого виразу можна вивести наступну залежність  $H_1$ :

$$H_1=2(HdD+(1-D)-1/2) \quad (2.20)$$

Розглянемо наступний фазовий фільтр (рис. 2.3):

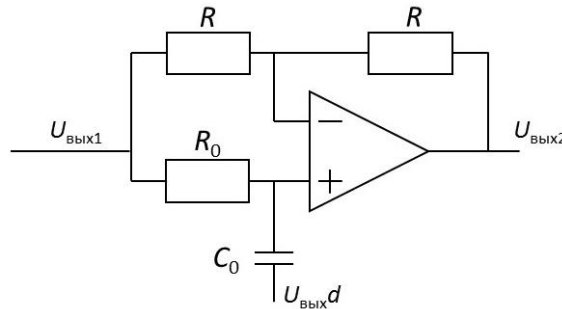


Рис. 2.3. Другий фазовий фільтр[22]

Для другого фазового фільтра залежність передаточної функції виводиться аналогічним способом:

$$U_+=U_{\text{вих}}dD+U_{\text{вих1}}(1-D) \quad (2.21)$$

$$U_+=U_- \quad (2.22)$$

$$\frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{вих1}}}{2} = U_{\text{вих}}dD + U_{\text{вих1}}(1 - D) \quad (2.23)$$

$$\frac{1}{2}(H_1 + H_1H_2) = HdD + H_1(1 - D) \quad (2.24)$$

$$\frac{1}{2}H_1H_2 = HdD + H_1(1 - D) - \frac{1}{2}H_1 \quad (2.25)$$

$$H_2 = \frac{\frac{1}{2}H_1H_2 = HdD + H_1(1 - D) - \frac{1}{2}H_1}{\frac{1}{2}H_1} \quad (2.26)$$

$$H_2 = 2d\frac{H}{H_1}D + 2(1 - D) - 1 \quad (2.27)$$

Розглянемо дільник напруги на виході режекторного фільтра (рис. 2.4).

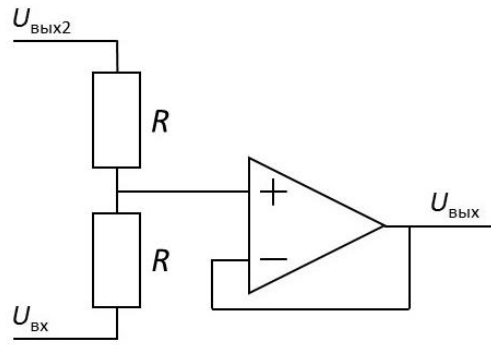


Рис. 2.4. Дільник напруги на виході режекторного фільтра[22]

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2}(U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ2}}) \quad (2.28)$$

Якщо поділити даний вираз на  $U_{\text{ВХ}}$ , і підставити вираз в формули, які використовувалися раніше для  $H_1$  та  $H_2$ , ми отримаємо вираз для передаточної функції режекторного фільтра  $H$ :

$$H = \frac{1}{2}(1 + H_1 H_2) = \frac{1}{2}(1 + 2HdD + 2(1 - D)H_1 - H_1) \quad (2.29)$$

$$H = \frac{1}{2} + HdD + H_1 \left(1 - D - \frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2} + HdD + H_1 \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.30)$$

$$H(1 - dD) = \frac{1}{2} + H_1 \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.31)$$

$$H(1 - dD) = \frac{1}{2} + 2 \left(\frac{1}{2} - D\right) \left(HdD + (1 - D) - \frac{1}{2}\right) \quad (2.32)$$

$$H(1 - dD) = \frac{1}{2} + (1 - 2D)HdD + (1 - 2D) \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.33)$$

$$H(1 - dD - (1 - 2D)dD) = \frac{1}{2} + (1 - 2D) \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.34)$$

$$H = \frac{\frac{1}{2} + (1 - 2D) \left(\frac{1}{2} - D\right)}{1 - dD - (1 - 2D)dD} \quad (2.35)$$

Використовуючи отриману формулу передаточної характеристики режекторного фільтра, можна побудувати теоретичні графіки АЧХ і ФЧХ, (рис.2.5, рис. 2.6).

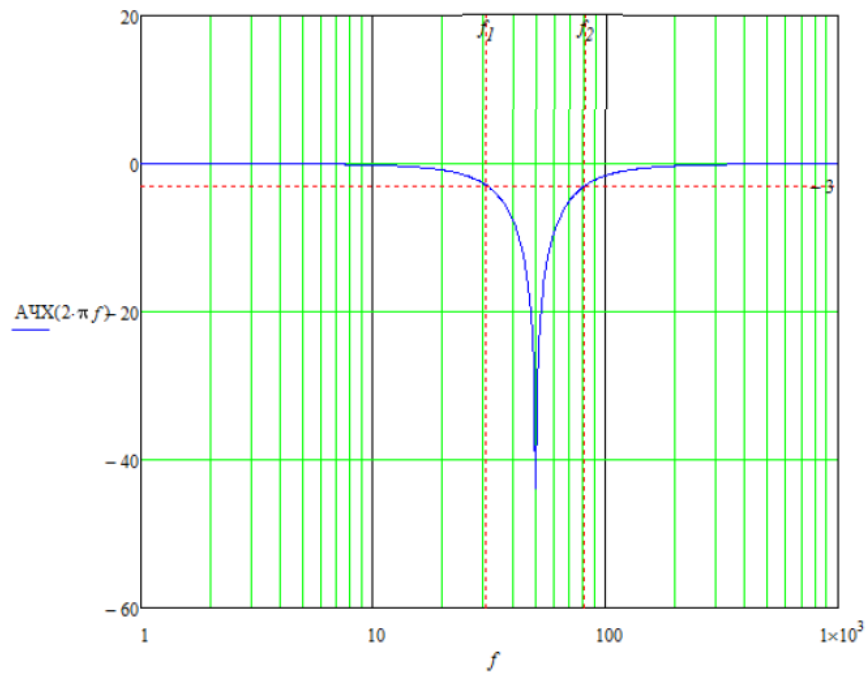


Рис.2.5. Теоретична АЧХ фільтра[23]

Для спрощення математичної моделі елементів схеми фільтра були прийняті як рівні. [23] Дане приближення істотно спрощує розрахунки і дає результат допустимої точності на початковому етапі проектування пристрою, однак не враховується вплив допустимих відхилень номіналу кожного окремого елемента схеми.

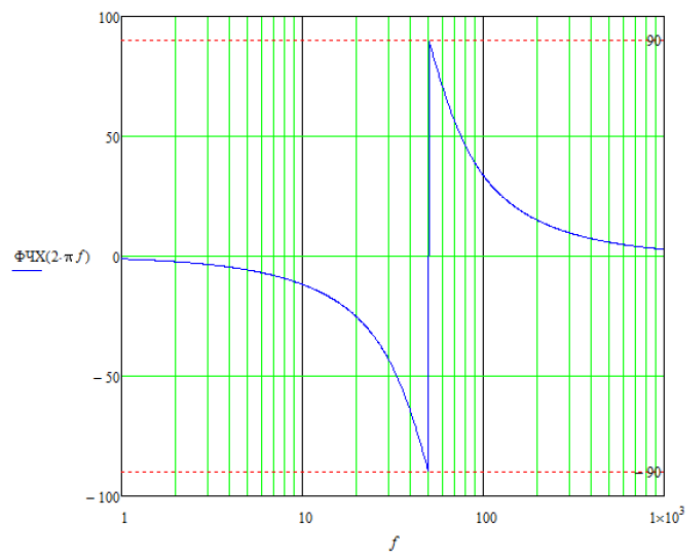


Рис. 2.6. Теоретична ФЧХ фільтра[23]

В ході даної роботи, було отримано і проаналізовано осцилограми вхідного і вихідного сигналів. Згідно із зібраними даними було побудовано експериментальні АЧХ та ФЧХ (рис. 2.7, рис.2.8).

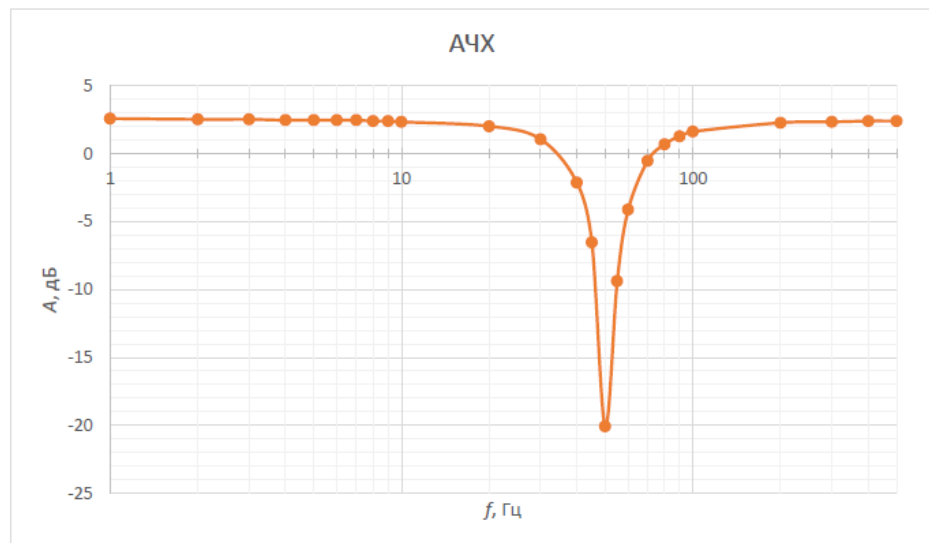


Рис.2.7. Експериментальна АЧХ режекторного фільтра[24]

Порівнюючи експериментально отримані дані з обчисленими теоретично залежностями АЧХ і ФЧХ (рис. 2.5, 2.6, 2.7, 2.8), можна побачити, що практичні результати якісно підтверджують правильність математичної моделі. Однак мають певне місце кількісні відмінності теорії і експерименту - готовий пристрій має коефіцієнт посилення 2,5 дБ у вікні прозорості, в той час, як теоретична модель не посилює вхідний сигнал. Фазовий зсув на центральній частоті фільтра в теоретичному розрахунку становить  $180^\circ$ , що забезпечує максимальне пригнічення небажаної гармоніки. [24] При експериментальному дослідженні фазовий зсув на центральній частоті досягає лише  $160^\circ$ , через що знижується коефіцієнт придушення, який під час проведення експерименту досягав -20 дБ, що в два рази менше теоретично розрахованого значення.

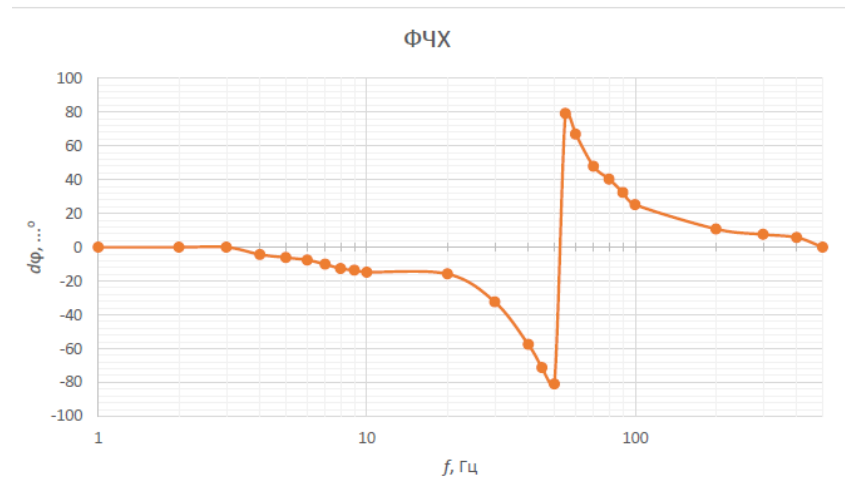


Рис. 2.8. Експериментальна ФЧХ режекторного фільтра[24]

Перераховані невідповідності теорії і експерименту можна пояснити його малою точністю математичної моделі. З метою спрощення розрахунків частина номіналів пасивних елементів була прийнята за рівні. Таким чином, формули, що описують теоретичні АЧХ і ФЧХ відображають лише перше наближення, що дає якісне уявлення про роботу фільтра. При необхідності математична модель може бути доопрацьована з урахуванням значень і допустимих відхилень кожного окремого компонента схеми, що дозволить моделювати роботу фільтра з більшою точністю.

## РОЗДІЛ 3

### ЗАСТОСУВАННЯ РЕЖЕКТОРНИХ ФІЛЬТРІВ

#### 3.1. Призначення та вимоги

У сучасних електронних пристроях для перетворення сигналів найчастіше застосовуються цифрові фільтри. Їх перевага полягає в можливості адаптації до параметрів вхідного сигналу і стабільності значень їх характеристик. З іншого боку, цифрові фільтри обмежені в динамічному діапазоні. Основна причина такого обмеження - розрядність сигналу, що визначається розрядністю певного перетворювача. Три тимчасові популярні моделі АЦП мають розрядність до 24 біт, а значить, можуть працювати з сигналом, що мають високий рівень шумової складової.[25]

Часто корисний сигнал і шум квантування мають амплітуду одного порядку. Цю проблему можна вирішити введенням на вході схеми блоку передньої обробки - аналогового фільтра. Цей фільтр виділяє інформаційну складову вхідного сигналу і знижує рівень перешкоди. Крім того, аналогові фільтри доцільно використовувати для запобігання-обертання накладення спектрів на вході аналогово-цифрового перетворювача - гармоніки сигналу, перевищує частоту Найквіста (половина частоти дискретизації аналогово-цифрового перетворювача) вносяться певні спотворення в корисну частину сигналу, яка розташована по частотній сітці нижче частоти Найквіста. Для згладжування сигналів на вході цифро-аналогових перетворювачів в даний час дуже широко використовуються аналогові фільтри.

Основне завдання для розробки фільтра - придушення перешкоди змінного струму промислової частоти. Значення цієї частоти в промислових мережах і допустимі її відхилення в даний час регламентуються ГОСТ 32144-2013 «Електрична енергія.[24] Сумісність технічних засобів електромагнітна. Норми якості електричної енергії в системах електропостачання загального призначення ». Згідно з цим документом, в Україні і ряді інших країн номінальне значення промислової частоти становить 50 Гц, а «відхилення частоти в синхронізованих системах електропостачання не повинно



перевищувати  $\pm 0,2$  Гц протягом 95% часу інтервалу в один тиждень і  $\pm 0,4$  Гц протягом 100% часу інтервалу в один тиждень ».[26]

Таким чином, «промислова» перешкода є одночастотної, тобто частота шумової гармоніки у вхідному сигналі відхиляється на незначну величину від середньостатистичного значення.

Виходячи з цього, можна сформулювати основні вимоги до параметрів досліджуваного фільтра:

1. Центральна частота фільтра повинна збігатися з середньостатистичною частотою шумової гармоніки.

2. Ширину смуги придушення слід вибрати таким чином, щоб вона була не менше подвоєного середнього відхилення частоти перешкоди і в той же час не перекривала корисний сигнал.[25]

Відповідність проєктованої схеми режекторного фільтра даним вимогам досягається за допомогою можливості настройки добротності  $Q$ , що дорівнює  $Q = \omega_0/\Delta\omega$ , тобто відношенню центральної частоти до ширини смуги придушення за рівнем 3 дБ від максимальної амплітуди. При високому значенні добротності вплив фільтра на АЧХ сигналу мінімально: пригнічена тільки одна потрібна гармоніка з мінімальною околицею. ширину цієї околиці можна зменшити до величини гармоніки перешкоди в спектрі, однак це може затруднити налаштування фільтра на потрібну частоту - величина смуги придушення при цьому зменшується до роздільної спроможності вузла регулювання фільтра (зазвичай - змінного резистора). Виходячи з цих особливостей для збільшення ККД фільтра необхідно вибрати оптимальне значення добротності.

У більшості випадків, коли частота перешкоди не схильна до сильних змін, достатньо одноразового регулювання.[26] Однак слід відзначити її економічність, що у випадках, коли джерелом енергії служить не промислова енергомережа, а ізольоване джерело, наприклад, генератор, частота змінного струму, а значить і перешкоди, може мати серйозні відхилення (згідно з ГОСТ 32144-2013 до 5 Гц). У такій ситуації ширина смуги пропускання стає

рівною 10 Гц, що загрожує тим, що з'являються спотворенням корисного сигналу в разі, якщо його частота знаходиться поблизу значення 50 Гц. У такому випадку необхідна можливість регулювання добротності фільтра, що не зачіпає налаштування центральної частоти.

### **3.2. Області використання**

Розглянутий в даній роботі режекторний фільтр спочатку призначається для використання в пристроях реєстрації біоелектричних імпульсів - електроенцефалограф. Даний прилад зчитує електричні імпульси, що генеруються головним мозком, за допомогою електродів, що розміщуються на поверхні голови або вводяться в скальп. Амплітуда таких імпульсів вкрай мала і становить одиниці-сотні мкВ при частотах від 4 до 13 Гц [24]. Таким чином, електроенцефалограф відноситься до пристроїв прийому слабких низькочастотних сигналів, для яких перешкода промислової електромережі становить серйозну проблему. Рішенням цієї проблеми стає введення активного режекторного фільтра між системою електродів, які реєструють біоелектричні імпульси в аналогово-цифровому перетворювачі, що перетворює їх до дискретного виду. Таким чином, до моменту оцифровки співвідношення корисної складової і шуму у вхідному сигналі помітно поліпшується. Аналогічним чином досліджуваний активний режекторний фільтр може бути використаний в кардіографії, електроміографії і інших приладах реєстрації біоелектричних імпульсів. Пропонована схема фільтра «промислової» перешкоди вигідно відрізняється від популярних тимчасових рішень тим, що незалежне регулювання центральної частоти і добротності, не зачіпає коефіцієнти посилення і придушення фільтра, дозволяє швидко і просто налаштувати фільтр при можливих відхиленнях частоти перешкоди або сигналу.

Інша велика область потенційного застосування розробленої схеми режекторного фільтра - аудіотехніка. Робочий частотний діапазон сучасної аудіоапаратури відповідає спектру сигналів звукової частоти, які можуть розрізнятися людиною, і становить приблизно від 20 Гц до 20 кГц.

Низькочастотна частина цього спектру схильна до впливу перешкоди примусової мережі, особливо в разі слабкого вхідного сигналу - посилення голосу та інструментів мікрофонами, сигнали з котушкою і п'єзо-звукознімачів в музичних інструментах, сигнал з голки в програвачах вінілових пластинок і так далі.[27]

Крім того, перешкода промислової мережі - не єдиний випадок одностотной перешкоди. Наприклад, в аудіотехніці поширеною є проблема резонансу, що виникає при направленні мікрофона в сторону динаміка, простим рішенням якої є ослаблення резонансної частоти за допомогою режекторного фільтра в ланцюзі підсилювача. Оскільки АЧХ різних аудіосистем можуть значно відрізнятися одна від одної, обчислювати єдину резонансну частоту для таких випадків не являється можливим, тому розглянутий в роботі фільтр з налаштованими параметрами прекрасно підходить для вирішення подібного завдання.

### **3.3. Можливі вдосконалення**

Подальшим розвитком приладу може стати автоматичне налаштування фільтра. Це може бути реалізовано з введенням в схему аналогово-цифрового перетворювача, що перетворює сигнал на виході фільтра в дискретну форму і мікро-контролера, що аналізує оцифрований сигнал. [28] У разі, якщо відома амплітуда корисного сигналу, можна розробити програму, яка звіряє амплітуду сигналу з заданим значенням і при невідповідності коригувати центральну частоту і добротність через зміну опорів відповідних резисторів. Для можливості автоматичної зміни опорів резистори  $R_0$  і  $R_2$  у схемі (рис. 2.1) слід замінити цифровими потенціометрами.[20] В результаті такого вдосконалення можна отримати режекторний фільтр, здатний в реальному часі і перебудовувати свої параметри при зміні вхідного сигналу, що не очікує ручного коректування.

## ВИСНОВКИ

1) Важливою вимогою до схеми пристрою була можливість незалежного регулювання центральної частоти і добротності для ефективної і швидкої перенастроювання фільтра в разі зміни частоти перешкоди або потрапляння частоти корисного сигналу в смугу придушення. У представленій схемі фільтра обидві функції регулюються, не впливаючи один на одного і на коефіцієнти посилення і придушення. Коригування обох параметрів здійснюється зміною номіналу одного з пасивних елементів, що робить настройку фільтра простий і швидкою.

2) В роботі розглядаються існуючі типи електричних фільтрів і їх схемотехнічні рішення, порівнюються їх характеристики. Описується проблема перешкоди промислової частоти для чутливих низькочастотних приймачів сигналу. Пропонується схема адаптивного режекторного фільтра для усунення перешкоди. Проводиться теоретичний розрахунок і моделювання теоретичних характеристик фільтра, а також збірка і дослідження характеристик працездатного макета пристрою.

3) Порівнюючи експериментально отримані дані з обчисленими теоретично залежностями АЧХ і ФЧХ (рис. 2.5, 2.6, 2.7, 2.8), можна побачити, що практичні результати якісно підтверджують правильність математичної моделі. Однак мають певне місце кількісні відмінності теорії і експерименту - готовий пристрій має коефіцієнт посилення 2,5 дБ у вікні прозорості, в той час, як теоретична модель не посилює вхідний сигнал. Фазовий зсув на центральній частоті фільтра в теоретичному розрахунку становить  $180^\circ$ , що забезпечує максимальне пригнічення небажаної гармоніки. При експериментальному дослідженні фазовий зсув на центральній частоті досягає лише  $160^\circ$ , через що знижується коефіцієнт придушення, який під час проведення експерименту досягав -20 дБ, що в два рази менше теоретично розрахованого значення.

4) Області можливого застосування отриманого фільтра - медична діагностична техніка (енцефалографи, кардіографи) і аудіотехніка.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аналоговая схемотехника. Схемы на транзисторах и операционных усилителях: учеб.-метод. пособие / А. А. Ухов, В. А. Герасимов, Л. М. Селиванов и др. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 96 с.
2. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов. М.: Техносфера, 2010. 328 с.
3. Зиатдинов С. И. Восстановление сигнала по его выборкам на основе теоремы отсчетов Котельникова // Приборостроение. 2010. № 5. С. 44–47.
4. Громько А. И. Схемотехника аналоговых электронных устройств. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / А. И. Громько, А. Г. Григорьев, В. Д. Скачко. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008.
5. Пряников В. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств : курс лекций / В. С. Пряников. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 203 с.
6. Красько А. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебное пособие / А. С. Красько. – Томск : Изд-во «В-Спектр», 2005. – 180 с.
7. Ровдо А. А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах / А. А. Ровдо. – М. : Изд. дом «Додэко-XXI», 2002. – 188 с.
8. Сафоненков Ю. П. Схемотехника : в 2 ч. Ч.1. Основы теории аналоговых схем : тексты лекций / Ю. П. Сафоненков. – М : МГТУ ГА, 2006. – 80 с.
9. Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.
10. Шарапов А. В. Аналоговая схемотехника : учебное пособие / А. В. Шарапов. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. – 128 с.

11. Савицька М. П. Аналогові електронні пристрої : навчальний посібник. Модуль 1 / М. П. Савицька, Л. Б. Ботнар. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2009. – 108 с.
12. Савицька М. П. Аналогові електронні пристрої: навчальний посібник. Модуль 2 / М. П. Савицька, Л. Б. Ботнар. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2009. – 144 с.
13. Юдін О. К. Електроніка : конспект лекцій. Модуль 1 / О. К. Юдін, Н. К. Гулак, А. В. Чунарьова. – Київ : НАУ, 2010. – 74 с.
14. Колонтаєвський Ю. П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум : навч. посіб. / Ю. П. Колонтаєвський, А. Г. Сосков; за ред. А. Г. Соскова. – 2-ге вид. – К. : Каравела, 2004. – 432 с.
15. Бессчетнова Л. В. Схемотехника аналоговых электронных устройств: письменные лекции / Л. В. Бессчетнова, Ю. В. Кузьмин, С. И. Малинин. – СПб. : СЗТУ, 2003. – 128 с.
16. Савицкая М. П. Аналоговые электронные устройства: учебное пособие. Модуль 1 / М. П. Савицкая, Л. Б. Ботнар. – Одесса : ОНАС им. А. С. Попова, 2008. – 108 с.
17. Воробйова О. М. Основи схемотехніки : підручник / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса : Фенікс, 2009. – 388 с.
18. Схемотехніка електронних систем: підручник : у 3 кн. Кн 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. – К. : Вища школа, 2004. – 366 с.
19. Аналогова схемотехніка : навчальний посібник / О. М. Кобяков, М. М. Ляпа, В. М. Лисенко та ін. – Суми : СумДУ, 2007. – 209 с.
20. Малахов В. П. Схемотехника аналоговых устройств / В. П. Малахов. – Киев : Одесса, 2000.
21. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. - М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2005. - 528 с.
22. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2016. – 528 с

23. Аналогова схемотехніка : навчальний посібник / О. М. Кобяков, М. М. Ляпа, В. М. Лисенко та ін. – Суми : СумДУ, 2007. – 209 с.

24. Нестеров С.В. Синтез линейных электрических цепей. - Волгоград: Изд-во ВолГУ, 2013. – 84 с.

25. Улахович Д.А. Основы теории линейных электрических цепей. – СПб.: БХВПетербург, 2009. - 816 с.

26. <https://wm-help.net/lib/b/book/1865579333/54>

27. [http://ikit.edu.sfukras.ru/files/kb/electrical\\_and\\_circuitry/lectures/Electronics\\_11.pdf](http://ikit.edu.sfukras.ru/files/kb/electrical_and_circuitry/lectures/Electronics_11.pdf)

28. <http://www.technosphaera.ru/lib/book/95?read=1>