

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

БАКАЛАВРСЬКА ДИПЛОМНА РОБОТА

на тему:

«РОЗРОБКА ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТУ БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ АКТИВНОГО ТИПУ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-196
спеціальності 172 - Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Шкандала О. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

Воловик А. Ю.

(прізвище та ініціали)

« 15 » 06 2023 р.

Рецензент: к.т.н., доц., каф. ІКСТ

Стальченко О.В.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 06 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н. проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 06 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

Олександр ОСАДЧУК





21.03.2023 року

ЗАВДАННЯ
НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Шкандалі Олексію Валерійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи. «Розробка лабораторного макету багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу»
керівник роботи Воловик Андрій Юрійович, к.т.н., доц., каф. ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “20”03 2023 року № 67
2. Строк подання студентом роботи 19 06 2023 року
3. Вихідні дані до роботи: діапазон ширина смуги затримування 2 кГц, ширина смуги пропускання 5 кГц, нижня частота зрізу – 3 кГц, нижня частота затримки 4 кГц, пульсації ослаблення в смугі пропускання 1 дБ, мінімальне ослаблення в смугі затримування 30 дБ, максимальний коефіцієнт передачі в смугі пропускання 10, опір навантаження 2 кОм, джерело живлення двополярне 15В.
4. Зміст текстової частини: Вступ. Огляд літературних джерел. Розроблення та дослідження варіанта 1 багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу. Розроблення та дослідження варіанта 2 багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу. Охорона праці. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Схема електрична структурна. Схема електрична принципова. Друкована плата. Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання. Складальне креслення встановлення елементів на друкованій платі багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу.

6. Консультанти розділів роботи


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	к.т.н., доцент Воловик А.Ю.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 22.03.2023 року

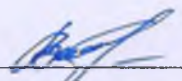
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2023-28.02.2023	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2023-23.03.2023	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	20.03.2023-31.03.2023	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2023-06.05.2023	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2023-18.05.2023	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2023-22.05.2023	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2023-28.05.2023	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2023-06.06.2023	
9.	Нормоконтроль	07.06.2023-09.06.2023	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	10.06.2023-20.06.2023	
11.	Захист БДР ЕК	21.06.2023-22.06.2023	

Студент


(підпис)Шкандала О. В.

Керівник роботи


(підпис)Воловик А. Ю.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Шкандала О.В. Розробка лабораторного макету багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2023. – 118 с. На українській мові. Бібліогр.:19. назв; Рис.: 30. Табл. 20

В бакалаврській дипломній роботі розглянуто актуальне питання розробка лабораторного макету багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу.

Мета даної бакалаврської дипломної роботи є розроблення та дослідження високоякісного фільтра, який дає можливість вирішити деякі протиріччя, що виникають при проектуванні даних пристроїв за традиційною розповсюдженою методикою.

Здійснено розрахунок фільтру виходячи з заданих технічних параметрів: смуги пропускання, частоти затримування, нерівномірності АЧХ в смузі пропускання, мінімального ослаблення в смузі затримування, мінімального коефіцієнта передачі в смузі пропускання та ін. Отримані результати моделювання режекторного фільтру з використанням пакету програм Multisim 10.1.

Також у бакалаврській дипломній роботі розроблено розділ охорони праці.

Ключові слова: RC- фільтр, АЧХ, смуга пропускання, LC і RC – фільтри, котушка індуктивності.

ABSTRACT

Shcandala O.V. Development of a laboratory layout of a multi-cascade rejection RS filter of an active type. Bachelor thesis. – Vinnytsia: VNTU, 2023. – 113 p. In Ukrainian language. Bibliography: 19. names; Fig.: 30. Tables 20.

The bachelor thesis deals with the topical issue of the development of a laboratory model of a multi-cascade rejection RS-filter of an active type.

The purpose of this bachelor's thesis is to develop and research a high-quality filter, which makes it possible to solve some contradictions that arise when designing these devices according to the traditional, widespread method.

The filter was calculated based on the specified technical parameters: bandwidth, delay frequency, frequency response unevenness in the passband, minimum attenuation in the delay band, minimum transmission coefficient in the passband, etc. The obtained results of the rejection filter simulation using the Multisim 10.1 software package.

Also, the section on labor protection was developed in the bachelor thesis.

Key words: RS filter, frequency response, bandwidth, LC and RC filters, inductor.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ	10
1.1 Варіантний аналіз основної дослідницької задачі	10
1.2 Частотно-селективні фільтри	14
1.3 Передатні функції активних фільтрів	16
1.4 Елементи активних фільтрів	17
1.5 Фільтри Чебишева	20
1.6 Каскадне проектування активних фільтрів	23
1.7 Чутливість характеристик і параметрів фільтрів до зміни параметрів елементів	30
1.8 Настроювання активних фільтрів	32
2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ВАРІАНТА 1	
БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ	
АКТИВНОГО ТИПУ	36
2.1 Вибір методу побудови режекторного РС-фільтра	36
2.2 Розрахунок параметрів пасивних елементів фільтра низьких частот другого порядку по повторювачеві частот	41
2.3 Розрахунок параметрів пасивних елементів режекторного фільтра на ДНКН	44
2.4 Вибір операційного підсилювача	46
2.5 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання варіанта 1 багатокаскадного режекторного РС- фільтра	49
3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ВАРІАНТА 2	
БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ	
АКТИВНОГО ТИПУ	56
3.1 Обґрунтування структурної схеми варіанта 2 режекторного фільтра	56
3.2 Обґрунтування електричної схеми варіанта 2 режекторного фільтра	58
3.3 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланок ФНЧ 2-го порядку на основі ДНКН	59

3.4 Розрахунок фільтра нижніх частот першого порядку.....	62
3.5 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланок ФВЧ 2-го порядку на основі ДНКН.....	65
3.6 Розрахунок фільтра високих частот першого порядку	68
3.7 Вибір операційного підсилювача.....	70
3.8 Чутливість характеристик ланок RC-фільтра до зміни параметрів елементів.....	73
3.9 Визначення допусків на параметри елементів	77
3.10 Настроювання варіанта режекторного фільтра.....	79
3.11 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання активного загороджуючого RC – фільтра з рівнохвильовою АЧХ	85
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	90
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи	91
4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії.....	94
4.3 Пожежна безпека	99
ВИСНОВКИ	102
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	104
Додаток А (обов'язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи	106
Додаток Б (обов'язковий). Ілюстративний матеріал	108

ВСТУП

Актуальність.

Електричний фільтр являє собою частотно-вибірний прилад, який пропускає сигнали певних частот і затримує або послаблює сигнали інших частот. Найбільш загальними типами частотно-вибірних фільтрів являються фільтри нижніх частот, які пропускають низькі частоти і затримують високі частоти. Електричні фільтри є найпоширенішими пристроями апаратури радіомовлення і зв'язку які в значній мірі обумовлюють її якісні показники. Тому дослідження пристроїв фільтрації є актуальною інженерною задачею.

Аналіз останніх досліджень.

Альтернативний метод розрахунку фільтрів заснований на робочих параметрах загасання. Одна з переваг теорії робочих параметрів полягає в тому, що зазначений вплив неідеальності елементів компенсується методом передспотворення, який, однак, дає постійне значення загасання в смузі пропускання. Часто для тієї ж (що й у характеристичного фільтра) структури розрахований по робочих параметрах результуючий фільтр забезпечує (при тому самому числі ланок) кращі характеристики. Це поліпшення виходить за рахунок істотного ускладнення обчислень, що було головним стримуючим фактором до теперішнього часу коли поширилися комп'ютери.

Каскадне з'єднання фільтрів другого порядку або, коротше, «каскадне проектування фільтра» є найпоширенішим методом розрахунку активних фільтрів по помірних вимогах. Саме на цьому методі засновані розрахунки, описані в даній роботі.

Причина такого вибору проста. У сучасних системах зв'язку й обробки даних значна частина обробки сигналу здійснюється за допомогою цифрових ВІС. Тому вимоги на периферійні аналогові фільтри часто помірні, що відповідає, зокрема, відносно низькій добротності полюсів. З іншого боку, ще більше знижується мінімум споживаної

потужності. У цих умовах каскадне проектування ланок другого порядку на одному підсилювачі представляє майже ідеальне рішення проблеми фільтрації. Для високоякісних фільтрів, тобто при високих добротностях полюсів і дуже низькій чутливості, можна застосовувати багатопідсилювальні ланки, тобто каскадне з'єднання ланок другого порядку на декількох підсилювачах кожне й при необхідності додаткове узгодження між ланками.

Метою роботи є розроблення та дослідження високоякісного фільтра, який дає можливість вирішити деякі протиріччя, що виникають при проектуванні даних пристроїв за традиційною розповсюдженою методикою.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення енергії радіосигналів у частотному домені при здійсненні частотної селекції.

Предметом дослідження є параметри та частотні характеристики багатокаскадного режекторного RC- фільтру з рівнехвильовою АЧХ.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- виконати аналіз існуючих методів побудови активних фільтрів на операційних підсилювачах;
- розробити структурну та принципову електричні схеми багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу з рівнехвильовою АЧХ;
- виконати комп'ютерне схемотехнічне моделювання окремих каскадів режекторного RC- фільтру активного типу з рівнехвильовою АЧХ;
- виконати розділ питань з охорони праці.
- виконати графічну частину бакалаврської дипломної роботи.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота здійснена згідно з напрямками досліджень у рамках прикладної науково-дослідної роботи 32-Д-400 «Методи та пристрої формування й оброблення хаотичних сигналів, контролю доступу та позиціонування у робототехнічних та інфокомунікаційних системах» (державний номер реєстрації

0117U007139), а також згідно з тематичним планом наукових досліджень по кафедрі інформаційних радіоелектронних технологій і систем «32К3. Елементи і пристрої радіоелектронних та інформаційно-вимірювальних систем» Вінницького національного технічного університету протягом 2022-2023 навчального року.

Новизною отриманих результатів є розроблена нове схемне рішення багатокаскадного режекторного РС- фільтру активного типу з рівнохвильовою АЧХ, який дає можливість вирішити деякі протиріччя, що виникають при проектуванні даних пристроїв за традиційною розповсюдженою методикою.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1.1 Варіантний аналіз основної дослідницької задачі

Як зазначалось у вступі основною проблемою, на даному етапі розвитку техніки фільтрації, є проблема зменшення габаритів РЕА. Це зменшення відбувається за рахунок мініатюризації елементної бази і завдяки новим принципам побудови пристроїв РЕА. При використанні традиційних схемних рішень можливості застосування мікромініатюризації обмежені, що пов'язано з неможливістю зменшення розмірів деяких елементів схем для низького діапазону частот. Ця проблема стосується нашого університету де в лабораторіях відсутні сучасні фільтри.

Прилади даного класу користуються значним попитом як на українському ринку, так і за кордоном. Вихідні дані для проектування наведені в технічному завданні на дипломне проектування.

Цей прилад було вибрано в якості дипломного проектування тому, що активні фільтри на даний час є дуже актуальною темою для сучасного світу. Вони мають велике значення для побудови інших радіоелектронних приладів. Так без них не можуть обійтися при проектуванні приладу акустичні системи (колонки), передавачі, приймачі, підсилювачі, антени та багато інших приладів. Активні фільтри за великим рахунком є допоміжним пристроєм за допомогою, якого можна побудувати інші побутові чи військові прилади. Так як цей прилад (активний фільтр) є дуже важливим елементом в радіотехніці, то в якості дипломного проектування було обрано тему активні фільтри.

На даний час існує велика кількість різних типів фільтрів, які використовують різноманітні принципи і фізичні явища, і знаходять використання в різних діапазонах частот.

Одним із перших були винайдені LC-фільтри, які поки що, знаходять використання в діапазоні частот від декількох сотень герц до декількох сотень мега герц. В діапазоні НВЧ починають проявлятися паразитні ємності і

індуктивності кіл, що призводять до нестабільності розрахункових значень параметрів пристроїв в зв'язку з чим у діапазоні НВЧ LC-фільтри практично не знаходять застосування. Крім того, для роботи в діапазоні низьких частот необхідні великі значення індуктивностей, які можливо реалізувати лише у вигляді дискретних котушок індуктивності, в результаті чого зростають розміри пристрою і його вартість.

В деяких випадках такий недолік вдається усунути при використанні синтезованих індуктивностей тобто побудови LC-фільтрів на базі генераторних схем. Однак у цьому випадку виникають ускладнення при реалізації незаземлених індуктивностей.

Іншим типом фільтрів є механічні фільтри. Основним елементом механічних фільтрів є механічні диски, кожний з яких являє собою механічний еквівалент паралельного резонансного контуру. В результаті відповідного підбору конструкцій дисків вдається отримати резонансну систему з підвищеною добротністю. Оскільки диски з'єднанні в єдину конструкцію, то вхідний сигнал по мірі його проходження між вхідним і вихідним перетворювачами змінюється у відповідності з відгуком кожного диска. Частотний діапазон таких фільтрів складає від десятків кілогерц до приблизно 600 кГц. Добротність механічних фільтрів досягає величини 1000. Основним недоліком таких фільтрів є складність виготовлення, висока вартість, обмежений частотний діапазон, а також значне ослаблення в смузі пропускання, обумовлене низькою ефективністю вхідного й вихідного перетворювачів.

В продовж останнього часу широкого поширення набули фільтри на поверхневих акустичних хвилях, що обумовлено в основному можливістю взаємодії з планарними структурами на поверхні звукопроводу, тобто існує можливість виготовлення таких фільтрів у мікромініатюрному виконанні в діапазоні частот від одиниць мегагерц до одиниць гігагерц. Недоліками таких фільтрів є низька швидкодія, а також досить складна технологія виготовлення.

Ще одним типом фільтрів є кварцові фільтри, основним елементом яких є кварцовий резонатор. Добротність кварцового резонатора може досягати 10, тому кварц є досить зручним елементом для застосування у фільтрах. Крім того, кварцові фільтри мають надзвичайно високу стабільність. Робочий діапазон кварцового резонатора обмежується частотами від декількох кілогерц до 100 МГц. На низьких і частотах кварцовий елемент стає недопустимо великим, а на частотах 100 МГц і більше, настільки малим що виникають труднощі контролю його розмірів у процесі виготовлення. Таким чином кварцові кристали використовують у якості елементів фільтра у випадку коли необхідно забезпечити високу добротність і стабільність фільтра у відносно вузькій смузі пропускання.

Для обробки цифрових сигналів використовуються цифрові фільтри, що реалізуються програмним методом на ЕОМ, чи апаратурним, у вигляді схем із і регістрів, помножувачів і суматорів. Переваги цих цифрових фільтрів в універсальності, простоті формування АЧХ, можливості оперативної перестройки фільтра в ході роботи, високою часовою й кліматичною стабільністю, відсутність реактивних елементів, можливістю реалізації лінійної ФЧХ. Недоліками цифрових фільтрів є поява шумів квантування, досить складні схемні рішення.

Одним із найбільш поширених типів фільтрів, що використовуються в діапазоні низьких та інфранизьких частот є активні фільтри. Головною перевагою активних фільтрів є можливість їх виготовлення методом інтегральної технології, що дозволяє автоматизувати виробництво, значно знизити трудомісткість виготовлення елементів РЕА, підвищити її надійність, зменшити вагу та габаритні розміри. Використання активних фільтрів дозволяє виключити використання моточних компонентів, при виготовленні яких низька автоматизація виробництва. Активні фільтри дозволяють сумістити функції фільтрації, підсилення L крім того сьогодні вони являються єдиним класом елементарних фільтрів, що мають високу вибірність у

діапазоні інфранизьких частот, завдяки компенсації втрат в пасивних елементах.

В лабораторії університету є пасивні фільтри. Пасивні фільтри складаються тільки з пасивних елементів електричних ланцюгів: резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності, трансформаторів. Фільтри цього типу добре працюють на високих частотах, проте в низькочастотному діапазоні (до 500кГц) їм властиві істотні недоліки: зростають їх габарити і вартість, зменшується добротність котушок індуктивності, низьке вхідний і високий вихідний опори утрудняють узгодження фільтру по входу і виходу. Звідси витікає, що основні недоліки пасивних фільтрів обумовлені котушками індуктивності. Застосування у фільтрах активних елементів (транзисторів, операційних підсилювачів) фактично дозволило усунути вказані недоліки. Активні фільтри містять активні елементи, резистори і конденсатори. Окрім усунення низькотехнологічних котушок індуктивності, застосування активних елементів дозволило практично виключити проблему узгодження, оскільки необхідні значення вхідного і вихідного опорів досягаються достатньо просто. Аналогові фільтри можна також класифікувати на лінійні і нелінійні, з постійними в часі параметрами і параметричні, зосереджені і розподілені, що відповідає відомій класифікації електричних ланцюгів.

На підставі вищесказаного можна зробити висновок, що для заданого діапазону робочих частот використання активного фільтра є найбільш прийнятними. Подамо у вигляді таблиці технічні показники існуючого аналога та нового технічного рішення що пропонується для розробки. Аналогом являється пасивний LC фільтр який має наближенні характеристики

З таблиці 1.1 видно, що фільтр, який розробляється не поступається аналогам і технічними параметрами, а його показники значно кращі.

Проектований фільтр розробляється для використання лабораторних макетах.

1.2 Частотно-селективні фільтри

В більшості випадків електричний фільтр є частотно-вибірним пристроєм. Отже, він пропускає сигнали певних частот і затримує або ослабляє сигнали інших частот. Найзагальнішими типами частотно-вибірних фільтрів є фільтри нижніх частот (які пропускають низькі частоти і затримують високі частоти}, фільтри верхніх частот (які пропускають високі частоти і затримують низькі частоти), смугові фільтри (які пропускають смугу частот н затримують ті частоти, які розташовані вище і нижче за цю смугу) і смуго-загороджуючі фільтри (які затримують смугу частот і пропускають частоти, розташовані вище і нижче за цю смугу).

Точніше характеристику частотно-виборчого фільтру можна описати, розглянувши його передавальну функцію

$$H(s) = V_2(s) / V_1(s) . \quad (1.1)$$

Для сталої частоти $s = iw$ передавальну функцію можна переписати у вигляді

$$H(iw) = |H(iw)| \cdot e^{i\varphi(w)} , \quad (1.2)$$

де $H(iw)$ - модуль передавальної функції або амплітудно-частотна характеристика; $\varphi(w)$ - фазо-частотна характеристика, а частота w (рад/с) пов'язана з частотою f (Гц) співвідношенням $w = 2\pi f$

Діапазони або смуги частот, в яких сигнали проходять, називаються смугами пропускання і в них значення амплітудно-частотної характеристики відносно велике, а в ідеальному випадку постійно. Діапазони частот, в яких сигнали пригнічуються, утворюють смуги затримання і в них значення амплітудно-частотної характеристики відносно мале, а в

ідеальному випадку рівно нулю. Як приклад показана амплітудно-частотна характеристика ідеального фільтру нижніх частот з єдиною смугою пропускання $0 < \omega < \omega_{zp}$ і смугою затримання $\omega > \omega_{zp}$. Частота ω_{zp} між двома цими смугами визначається як частота зрізу. [3]

На практиці неможливо реалізувати цю ідеальну характеристику, оскільки вимагається сформувати дуже вузьку перехідну область. Отже, основна проблема при конструюванні фільтру полягає в наближенні реалізованої в лабораторії реальної характеристики із заданим ступенем точності до ідеального.

У практичному випадку смуги пропускання і затримання чітко не розмежовані і повинні бути формально визначені. Виходячи з нашого визначення як смуга пропускання вибирається діапазон частот, де значення амплітудно-частотної характеристики перевищує деяке наперед вибране число, позначене A_1 , а смугу затримання утворює діапазон частот, в якому амплітудно-частотна характеристика менше певного значення, наприклад, A_2 . Інтервал частот, в якому характеристика постійно спадає, переходячи від смуги пропускання до смуги затримання, називається перехідною областю. Приведений практичний приклад має смугу пропускання, полосу затримання $\omega > \omega_1$ і перехідну область $\omega_{zp} < \omega < \omega_1$. [3]

Значення амплітудно-частотної характеристики можна також виразити в децибелах (дБ) таким чином

$$a = -20 \log_{10} |H(i\omega)| \quad . \quad (1.3)$$

і в цьому випадку a характеризує загасання. Наприклад, припустимо, що на рис. 1.2 вибране $A=1$, якому відповідає $a=0$. Тоді якщо $A_1 = A/\sqrt{2} = 1/\sqrt{2}$, то загасання на частоті ω_{zp}

$$a_1 = -20 \log_{10} (1/\sqrt{2}) = 10 \log_{10} 2 = 3 \text{дБ} \quad .$$

В основному загасання в смузі пропускання ніколи не перевищує 3дБ. Таким чином, з приведенного прикладу виходить, що значення амплітудно-частотної характеристики в смузі пропускання складає принаймні $1/\sqrt{2} = 0,707$, 70,7 % її максимального значення. В цьому випадку можна також сказати, що в смузі пропускання амплітудно-частотна характеристика на 3дБ нижче або менше максимального значення.

Для частотно-виборчих фільтрів найважливішою є амплітудно-частотна характеристика, оскільки її значення на деякій частоті визначає або проходження сигналу цієї частоти, або його придушення.

1.3 Передатні функції активних фільтрів

Раніше було встановлено, що неможливо створити ідеальні фільтри, але за допомогою реалізовуваних фільтрів (які розробляються на основі реальних схемних елементів) можна одержати наближення до ідеальних. Передавальна функція реалізованого фільтру є відношенням поліномів, яке для наших цілей запишемо в наступній формі

$$H(s) = V_2(s)/V_1(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}, \quad (1.4)$$

де коефіцієнти a_i і b_i — речовинні постійні величини, а

$$m, n = 1, 2, 3, \dots (m \leq n) \quad (1.5)$$

Ступінь полінома знаменника n визначає порядок фільтру. Буде показано, що реальні амплітудно-частотні характеристики кращі (більш близькі до ідеальних) для фільтрів вищого порядку. Проте підвищення порядку пов'язане з ускладненням схем і вищою вартістю. Таким чином, один з аспектів розробки фільтрів пов'язаний з отриманням реалізованої

характеристики, що апроксимує з деякою заданою мірою точності ідеальну характеристику при якнайменших витратах.

Якщо в (1.6) всі коефіцієнти a рівні нулю, за винятком a_0 , то передавальна функція є відношенням постійного числа до полінома. В цьому випадку фільтр є всеполюсним або поліноміальним, оскільки його передавальна функція володіє тією властивістю, що всі її полюси кінцеві, а кінцевих нулів не містить. (Нуль визначається значенням змінної s , для якої передавальна функція рівна нулю, а полюс — це значення змінної s , для якої передавальна функція має нескінченне значення.)

1.4 Елементи активних фільтрів

Як тільки одержана відповідна передавальна функція, розробляють схему фільтру, що реалізовує дану передавальну функцію. При цьому розробка виливається в проектування активних і пасивних фільтрів.

Пасивні фільтри є пристроями, які створюються на основі резисторів, конденсаторів і котушок індуктивності, а саме з пасивних схемних елементів. Ці фільтри придатні для роботи в певних діапазонах частот, але не підходять для низьких частот, наприклад нижче 0,5 мГц. Це відбувається унаслідок того, що на низьких частотах параметри необхідних котушок індуктивності стають незадовільними через їх великі розміри і значне відхилення робочих характеристик від ідеальних і, крім того, на відміну від резисторів і конденсаторів, котушки індуктивності погано пристосовані для інтегрального виконання.

Таким чином, для застосування фільтрів в діапазоні низьких частот з схем бажано виключити котушки індуктивності. Це досягається розробкою активних фільтрів на основі резисторів, конденсаторів і одного або декількох активних приладів, таких як транзистори, зависимі джерела і т.д. [28, 21, 22, 13, 14].

Одним з найчастіше вживаних активних приладів [12, 17, 4, 9, 16, 6], який в основному і використовуватиметься, є інтегральна схема (ІС) операційного підсилювача або ОП, умовне зображення якого приведене [6]

Операційний підсилювач є багатовхідним приладом, але для простоти показані тільки три його висновки: інвертуючий вхідний, неінвертуючий вхідний і вихідний. У ідеальному випадку ОП володіє нескінченним вхідним і нульовим вихідним опорами і нескінченним коефіцієнтом посилення [9]. Внаслідок цього можна при дослідженнях розглядати тільки напругу між вхідними висновками, а також вважати, що струм у вхідних висновках рівний нулю. Практичні ОП по своїх характеристиках наближаються до ідеальних найближче тільки для обмеженого діапазону частот, який залежить від типу ОП.

Непоказані виводи — це звично виведення підключення джерела живлення; виведення підключення ланцюгів корекції, що вимагається для ОП, наприклад типу 709; і виведення балансування нуля, необхідні для ОП, типу 741. Ці додаткові виводи використовуються відповідно до рекомендацій, що надаються фірмою-виготівником. В основному ОП із зовнішніми ланцюгами корекції мають кращі результати на вищих частотах в порівнянні з ОП з внутрішньою корекцією (які не мають висновків для підключення ланцюгів корекції, наприклад, такі, як 741).

При реалізації активного фільтру розробник повинен застосовувати ті ж типи ОП, які відповідають пред'явленим вимогам по коефіцієнтах посилення і частотних діапазонах. Наприклад, коефіцієнт посилення ОП з розімкненим зворотним зв'язком повинен принаймні в 50 разів перевищувати коефіцієнт посилення фільтру [20].

Для забезпечення хорошої робочої характеристики необхідно також мати уявлення про швидкість наростання вихідної напруги ОП. Цей параметр звичайно має розмірність вольт на мікросекунду і визначає граничний розмах вихідної напруги на заданій частоті, який може забезпечити ОП. Для вимагаючих великих розмахів вихідної напруги

застосувань необхідні ОП з високими швидкостями наростання. Швидкість наростання звичайно лежить в межах від 0,5 В/мкс до декількох сотень вольт на мікросекунду; проте деякі ОП спеціального призначення забезпечують швидкість наростання до декількох тисяч вольт на мікросекунду.

Інформація про коефіцієнти підсилення з розімкненим зворотним зв'язком, швидкостях наростання, під'єднані висновків і так далі детально висловлена в каталогах, що поставляються фірмами-виготівниками ОП. Крім того, існує багато інших публікацій, в яких розглядаються характеристики ОП [9, 10, 20]. Добре відомими фірмами, що виготовляють ОП, є Texas Instruments Fairchild Semiconductor, Burr-Brown Research Corporation, National Semiconductor, Signetics Corporation, Motorola і RCA .

У некритичних конструкціях фільтрів найчастіше використовуються дешеві вугільні композиційні резистори.

Для фільтрів четвертого і нижчого порядку достатньо застосовувати вугільні композиційні резистори з 5%-ними допусками, зокрема якщо передбачається використовувати фільтр при кімнатній температурі. Для фільтрів з високими робочими характеристиками необхідно застосовувати високоякісні типи резисторів, наприклад металоплівкові і дротяного типів. Чим вище порядок, тим менше повинні бути допуски. Фільтри з порядком вище за четвертий необхідно реалізовувати на резисторах з 2% ним або меншими допусками.

Що стосується конденсаторів, то найбільш відповідним типом є майларовий конденсатор, який можна успішно застосовувати в більшості конструкції фільтрів. Конденсатори на основі полістиролу і тефлону кращі, проте застосовуються у високоякісних фільтрах. Звичні економічні дискові керамічні конденсатори повинні використовуватися виключно в якнайменше критичних умовах.

1.5 Фільтри Чебишева

Як було відмічено раніше, фільтр Чебишева нижніх частот є оптимальним поліноміальним фільтром. Він володіє амплітудно-частотною характеристикою [32], яка визначається таким чином

$$|H(i\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_{zp})}}, \quad (n=1,2,3\dots). \quad (1.6)$$

де параметри ε і K — постійні числа, а C_n є поліномом Чебишева першого роду ступеня n і має вигляд

$$C_n(x) = \cos(n \cdot \arccos x). \quad (1.7)$$

Амплітудно-частотна характеристика досягає свого найбільшого значення K в тих крапках, де C_n рівне нулю. Оскільки ці крапки розподілені по смузі пропускання, то характеристика фільтру Чебишева містить пульсації в смузі пропускання і монотонна в інших областях. Розмах цих пульсацій визначає параметр, а їх число ступінь n . Коефіцієнт підсилення фільтру визначається значенням K . $K = 1$ і $\omega_{zp} = 1$ рад/с.

Фільтр Чебишева іноді називають рівнохвильовим фільтром, оскільки всі пульсації рівні по значенню. Для $K=1$ розмах пульсацій

$$RW = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}. \quad (1.8)$$

Таким чином, як завгодно можна зменшити, вибравши значення параметра ε достатньо малим.

Мінімальне допустиме загасання в смузі пропускання — постійний розмах пульсацій, часто виражається в децибелах як

$$a = -20 \log_{10}(1/\sqrt{1+\varepsilon^2}) = 10 \log_{10}(1+\varepsilon^2). \quad (1.9)$$

і може використовуватися як характеристика фільтру Чебишева. Наприклад, фільтр з нерівномірністю передачі 1/2 дБ володіє таким значенням, що $a=1/2$ (це дає $\varepsilon=0,3493$). У загальному випадку, вирішуючи рівняння (3.9) відносно, можна одержати

$$\varepsilon = \sqrt{10^{a/10} - 1}. \quad (1.10)$$

Найбільшим допустимим розмахом пульсацій володіє фільтр Чебишева з нерівномірністю передачі 3 дБ, для якого в (3.9) $\varepsilon=1$ (якщо говорити точніше, то необхідно мати значення $\varepsilon=0,99763$, оскільки не рівний точно 0.3).

По двох амплітудно-частотних характеристиках (Баттерворта і Чебишева) визначаємо $A=1$, а $A_1=1/\sqrt{1+\varepsilon^2}$. Для даного випадку також можна точно визначити A_2 , яке встановило б значення частоти w_1 . Частота $w_{zp}=1$ рад/с є точкою зрізу або граничною точкою смуги частот з пульсаціями. Якщо цікавляться значення частоти, тобто крапкою, в якій характеристика спадає на 3дБ, тополучають [16]

$$w_{3дБ} = ch\left(\frac{1}{n} \operatorname{arch} \frac{1}{\varepsilon}\right). \quad (1.11)$$

Слід зазначити, що $w_{zp}=w_{3дБ}$, якщо $\varepsilon=1$, і в цьому випадку одержуємо фільтр Чебишева з нерівномірністю передачі 3 дБ.

Передавальні функції фільтрів Чебишева нижніх частот формою ідентичні функціям фільтру Баттерворта.

Амплітудно-частотна характеристика фільтру Чебишева даного порядку краща за амплітудно-частотну характеристику Баттерворта, оскільки

у фільтру Чебишева вже ширина перехідної області. Проте фазо-частотна характеристика фільтру Чебишева гірша (більш нелінійна) в порівнянні з фазо-частотною характеристикою фільтру Баттерворта. Фазо-частотні характеристики фільтру Чебишева для 2—7-го порядків приведені в [9]. Можна також відзначити, що фазо-частотні характеристики фільтрів Чебишева високого порядку гірші за фазо-частотні характеристики фільтрів нижчого порядку. Це узгоджується з тим фактом, що амплітудно-частотна характеристика фільтру Чебишева високого порядку краща за амплітудно-частотну характеристику фільтру нижчого порядку.

Як тільки одержана відповідна передавальна функція, розробляють схему фільтру, що реалізовує дану передавальну функцію. При цьому розробка виливається в проектування активних і пасивних фільтрів.

Пасивні фільтри є пристроями, які створюються на основі резисторів, конденсаторів і котушок індуктивності, а саме з пасивних схемних елементів. Ці фільтри придатні для роботи в певних діапазонах частот, але не підходять для низьких частот, наприклад нижче 0,5 мГц. Це відбувається унаслідок того, що на низьких частотах параметри необхідних котушок індуктивності стають незадовільними через їх великі розміри і значне відхилення робочих характеристик від ідеальних і, крім того, на відміну від резисторів і конденсаторів, котушки індуктивності погано пристосовані для інтегрального виконання.

Таким чином, для застосування фільтрів в діапазоні низьких частот з схем бажано виключити котушки індуктивності. Це досягається розробкою активних фільтрів на основі резисторів, конденсаторів і одного або декількох активних приладів, таких як транзистори, за-вісиміє джерела і т.д. [28, 21, 22, 13, 14].

Одним з найчастіше вживаних активних приладів [12, 17, 4, 9, 16, 6], який в основному і використовуватиметься, є інтегральна схема (ІС) операційного підсилювача або ОП, умовне зображення якого приведене [6]

Практичні ОП по своїх характеристиках наближаються до ідеальних найближче тільки для обмеженого діапазону частот, який залежить від типу ОП.

1.6 Каскадне проектування активних фільтрів

Існує два основних методи проектування активних фільтрів: метод прямої реалізації, в якому за заданими вимогами визначається схема всього фільтра і його параметри і каскадний метод, коли вимоги до фільтра розподіляють між каскадно з'єднаними ланками, як правило, не вище третього порядку, а далі визначають схему кожної ланки і параметри її елементів [15].

Каскадне проектування фільтрів є найбільш поширеним „при помірних вимогах до фільтра” [9]. Причина цього обумовлена тим, що в сучасних системах зв'язку значна частина обробки сигналів здійснюється за допомогою цифрових ВІС. Тому вимоги та периферійні аналогові фільтри часто помірні і можуть задовольнятися при відносно низькій добротності полюсів і мінімальній споживаній потужності. В таких умовах проектування фільтра каскадним з'єднанням ланок на одному ОП є близьким до оптимального. Для високоякісних фільтрів, потребуючих високих добротностей і низьких чутливостей застосовуються каскади на декількох ОП.

Перший етап каскадного методу полягає в тому, щоб передатну функцію спроектованого фільтра n -го порядку подати у вигляді добутку передатних функцій більш низького, як правило не вище третього порядку

$$H(p) = H_1(p) * H_2(p) * \dots * H_m(p), \quad (1.12)$$

де $m=n/2$, якщо n – парне і всі $H_k(P)$ ($k=1;2-m$) другого порядку і $m=(n+1)/2$, якщо n – непарне, але одна з $H_k(P)$ ($k=1;2-m$) - першого порядку.

Реалізація передатної функції $H(P)$ відповідно з виразом (1) здійснюється за схемою рис 1.1., за умов відсутності взаємного впливу між каскадами, який забезпечується низьким вихідним опором ОП попередніх каскадів.

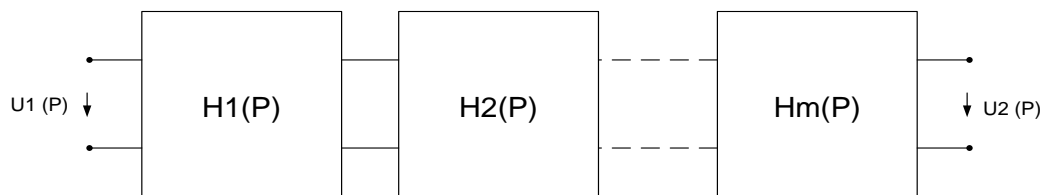


Рисунок 1.1- Каскадне з'єднання ланок

Для ланок першого порядку передатна функція має вигляд [16]

$$H(P) = \frac{M(P)}{P + \omega_p}, \quad (1.13)$$

де – „ ω_p ” – полюс передатної характеристики а „ $M(P)$ ” – поліном нульового або першого порядку.

Для ланок другого порядку

$$H(P) = \frac{N(P)}{P^2 + \frac{\omega_p}{q_p} p + \omega_p^2}, \quad (1.14)$$

де ω_p = частота полюсу, q_p = добротність полюсу, а $M(P)$ - поліном другого або меншого порядку. В табл.1.1. наведені вирази поліномів $M(P)$ і $N(P)$ для ФНЧ і ФВЧ без сплесків ослаблена в смузі затримування [1], де H_0 і H_∞ -

коефіцієнти передачі на нульовій і нескінченній частотах, а H_p - на частоті полюсу.

Таблиця 1.1 - Передатні характеристики фільтрів ФВЧ і ФНЧ

Тип фільтра	$M(p)$	$N(p)$
ФНЧ	$H_0 \omega_p$	$H_0 \omega^2 p$
ФВЧ	$H_\infty p$	$H_\infty p^2$

На рис. 1.2, рис. 1.3, рис. 1.4 і рис. 1.5 наведені типові лапки ФНЧ і ФВЧ, які найбільш широко використовуються при проектуванні фільтрів каскадним методом. Під кожною з схем наведені співвідношення, які визначають основні параметри ФНЧ і ФВЧ (частоту полюсу ω_p , добротність полюсу q_p і коефіцієнт передачі на нульовій частоті H_0).

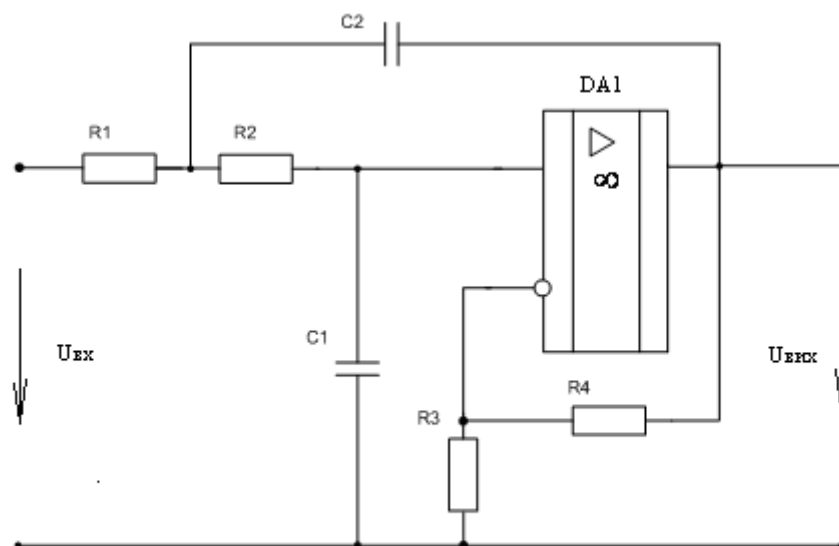


Рисунок 1.2 - Схема ФНЧ на ОП ДНН

Передатна характеристика, частота полюсу, добротність і розрахунок пасивних елементів схеми ФНЧ розраховуються за такими формулами

$$w_p = \sqrt{C} \quad , \quad (1.15)$$

$$q_p = \frac{\sqrt{C}}{B} \quad , \quad (1.16)$$

$$H(s) = \frac{P(s)}{s^2 + Bs + C} \quad , \quad (1.17)$$

$$C_2 = \frac{10}{f_c} (\text{МКФ}) \quad , \quad (1.18)$$

$$C_1 \leq \frac{(B^2 + 4C(K-1))C_2}{4C} \quad , \quad (1.19)$$

$$R_1 = \frac{2}{(B \cdot C_2 + \sqrt{(B^2 + 4C(K-1))C_2^2 - 4CC_1C_2})w_{3p}} \quad , \quad (1.20)$$

$$R_2 = \frac{1}{CC_1C_2R_1w_{3p}^2} \quad , \quad (1.21)$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1} \quad , \quad (1.22)$$

$$R_4 = K(R_1 + R_2) \quad , \quad (1.23)$$

$$H_0 = 1 + R_4/R_3 \quad . \quad (1.24)$$

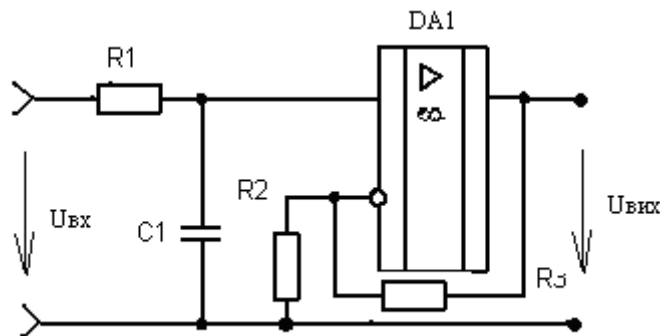


Рисунок 1.3 - Схема ФНЧ 1-го порядку

Передатна характеристика, нормований полюс операторної передатної характеристики і розрахунок пасивних елементів схеми ФНЧ розраховуються за такими формулами:

$$C = -\frac{s}{w_{3p}} \quad , \quad (1.25)$$

$$H(s) = \frac{P(s)}{s + C}, \quad (1.26)$$

$$C_1 = \frac{10}{f_c} (\text{мкФ}), \quad (1.27)$$

$$R_1 = \frac{1}{CC_1 C w_{3p}^2}, \quad (1.28)$$

$$R_2 = \frac{KR_1}{K-1}, \quad (1.29)$$

$$R_3 = KR_1. \quad (1.30)$$

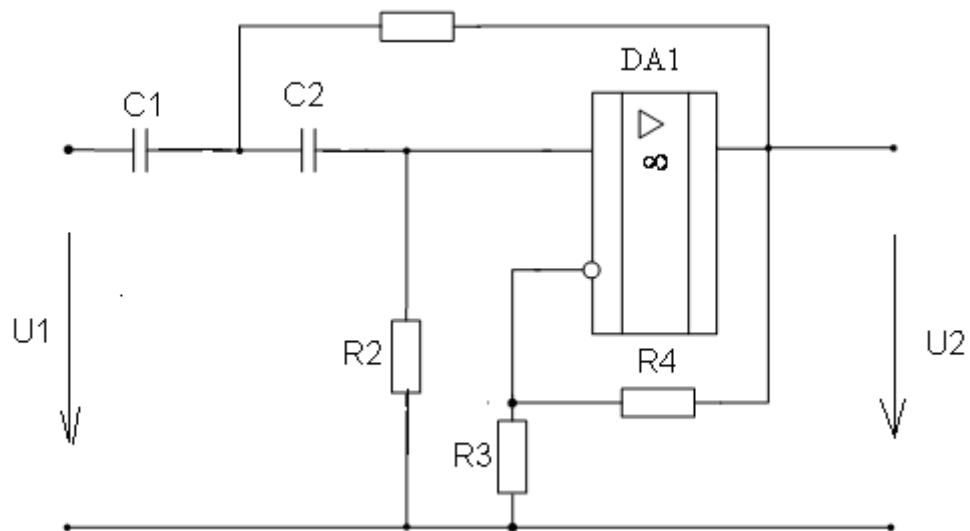


Рисунок 1.4 - Схема ФВЧ 2-го порядку на ДНКН

Добротність обчислюється за формулою (1.16).

Передатна характеристика, частота полюсу і розрахунок пасивних елементів схеми ФВЧ 2-го порядку розраховуються за такими формулами:

$$w_p = \frac{1}{\sqrt{C}} \quad (1.31)$$

$$C_1 = \frac{10}{f_c} (\text{мкФ}), \quad (1.32)$$

$$R_2 = \frac{4C}{(B + \sqrt{B^2 + 8C(K-1)})w_{3p} * C_1}, \quad (1.33)$$

$$R_1 = \frac{C}{C_1^2 w_{3p}^2 R_2}, \quad (1.34)$$

$$R_3 = \frac{KR_2}{K-1}, \quad (1.35)$$

$$R_4 = KR_2, \quad (1.36)$$

$$H_\infty = 1 + R_4/R_3. \quad (1.37)$$

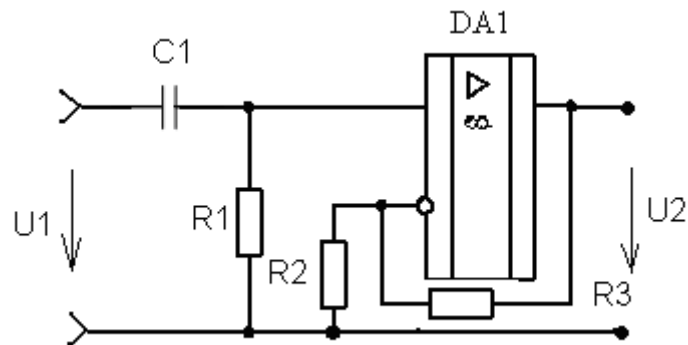


Рисунок 1.5 - Схема ФВЧ 1-го порядку

Нормований полюс операторної передатної характеристики знаходиться за формулою (1.25).

Передатна характеристика і розрахунок пасивних елементів схеми ФВЧ 1-го порядку розраховуються за такими формулами

$$H(s) = \frac{Ks}{s + w_{3p}/C}, \quad (1.38)$$

$$C_1 = \frac{10}{f_c} (\text{мкФ}), \quad (1.39)$$

$$R_1 = \frac{C}{C_1 w_{3p}}, \quad (1.40)$$

$$R_2 = \frac{KR_1}{K-1}, \quad (1.41)$$

$$R_3 = KR_1. \quad (1.42)$$

Співвідношення, наведені під кожною з схем, отримані в припущенні ідеального ОП, який має нескінченний вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$), нульовий вихідний опір ($R_{вих} = 0$) і нескінченний диференціальний коефіцієнт підсилення $K_0 \rightarrow \infty$. Оскільки існуючі ОП мають обмежені $R_{вх}$, K_0 і не нульовий вхідний опір, то наведені співвідношення наближено достовірні лише при виконанні умов реалізації. Для схеми рис. 1.2. умови реалізації записуються [17]

$$R_1 + R_2 \ll R_{вх}, \quad \frac{1}{\omega_{зр} C_2} \ll R_{вх}, \quad \frac{1}{\omega_{зр} C_1} \gg R_{вих}. \quad (1.43)$$

Для схеми рис. 1.3 умови реалізації мають вигляд [17]

$$R_1 \ll R_{вх}, \quad \frac{1}{\omega_{зр} C_1} \gg R_{вих}. \quad (1.44)$$

Знаки нерівностей в умовах реалізації значать, що більша з величин повинна перевищувати меншу як мінімум в десять раз.

Умови реалізації для схеми рис. 1.4. і рис 1.5. визначаються співвідношенням (1.45) і (1.46), відповідно [17]

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega_{зр} C_1}, \quad \frac{1}{\omega_{зр} C_2} \ll R_{вх}; \quad R_1 \gg R_{вих} \quad (1.45).$$

$$R_1, R_2 \ll R_{вх}; \quad R_1, \frac{1}{\omega_{зр} C_2} \gg R_{вих}. \quad (1.46).$$

Знаки нерівностей в виразах (1.45), (1.46) значать, що більша з величин повинна перевищувати меншу як мінімум в десять разів.

Крім того коефіцієнт підсилення ОП з розімкнутим зворотнім зв'язком повинен як мінімум в 50 разів перевищувати значення АЧХ на частоті f_a -

найбільшій потрібній частоті смуги пропускання, а його швидкість зростання (В/мкс) повинна в $\pi f_a \cdot 10^{-6}$ разів перевищувати максимальний розмах вихідної напруги.

1.7 Чутливість характеристик і параметрів фільтрів до зміни параметрів елементів

При проектуванні будь-якої технічної системи важливо знати як відхилення параметрів елементів від розрахункових змінює характеристики і параметри системи порівняно з проектними.

Відхилення параметрів елементів відбувається за різних причин: через існуючі допуски на параметри елементів, внаслідок зміни температури, вологості, а інколи, тиску оточуючого середовища і старіння. Відхилення робочих характеристик фільтра від проектних викликані зміною параметрів, прийнято оцінювати чутливістю. [18]

Чутливість характеристики або параметру фільтра до зміни параметра елемента визначається виразом

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x}, \quad (1.47)$$

де під x слід розуміти параметри опорів, ємностей, коефіцієнт підсилення ОП тощо, а під y - передатну характеристику фільтра, його АЧХ, добротність, частоту полюсу і т.д.

Якщо характеристика або параметр фільтра комплексні, то чутливість також комплексна

$$S_x^y = S_x^{|y|} + j \arg y \cdot S_x^{\arg y}. \quad (1.48)$$

де $S_x^{|y|}$ - чутливість модуля, а $S_x^{\arg y}$ - чутливість аргументу. Тому зручніше оцінювати чутливість дійсних величин, маючи справу з модулями або аргументами, дійсними або уявними частинами величин комплексних.

Оскільки характеристики і параметри фільтрів залежать від багатьох елементів, то для оцінки їх зміни при одночасній зміні параметрів багатьох елементів користуються поняттям багатопараметричної чутливості, на найгірший випадок, яка визначається виразом. [19]

$$S_{\Sigma}^y = \sum_i |S_{x_i}^y|. \quad (1.49)$$

де сумування здійснюється по всім елементам. Відносні характеристики або параметри фільтра, викликані зміною багатьох елементів визначаються

$$\frac{\Delta y}{y} \approx \sum_i S_{x_i}^y \frac{\Delta x_i}{x_i} \leq \sum_i |S_{x_i}^y| \left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right|. \quad (1.50)$$

Якщо відносні зміни параметрів елементів не перевищують певну величину, тобто $|\Delta x_i|/x_i \leq h$, то відносні зміни характеристик фільтра в найгіршому випадку задовольняють умові

$$\frac{\Delta y}{y} \leq h \sum_i |S_{x_i}^y| = h * S_{\Sigma}^y \quad (1.51)$$

Оцінка відносних змін характеристик фільтра для найгіршого випадку здебільше виявляється завищеною і потребує надмірних вимог на допуски елементів і їх стабільність. Тому в багатьох випадках користуються статистичною параметричною чутливістю, яка враховує ймовірність певного відхилення параметрів елементу від оптимального значення [19]. Статистична багатопараметрична чутливістю визначається виразом: (критерій Скоефлера)

$$S_{\sqrt{}}^y = \sqrt{\sum_i (S_{x_i}^y)^2} \quad (1.52)$$

При достатньо великій кількості елементів фільтра і статистично незалежних відхиленнях їх параметрів, розподіл відносних відхилень

характеристик фільтра $\Delta y/y$ наближається до нормального закону з нульовим середнім і дисперсією

$$\sigma_{\Delta y/y}^2 = \sum_i (S_{x_i}^y)^2 \sigma_{\Delta x_i/x_i}^2 \quad (1.53)$$

де $\sigma_{\Delta x_i/x_i}^2$ - дисперсія i -го елемента яка для нормального закону становить $h_i^2/9$ (h_i - допуск на елемент).

Якщо допуски на всі елементи і закон розподілу однакові, тоді

$$\sigma_{\Delta y/y} = \sigma_{\Delta x/x} \sqrt{\sum (S_{x_i}^y)^2} = \sigma_{\Delta x/x} * S_{\Sigma^y} \quad (1.54)$$

З властивостей нормального закону випливає, що в 68% випадків відхилення характеристики фільтра буде лежати в межах $\pm \sigma_{\Delta y/y}$, в 95% випадків в межах $\pm 2\sigma_{\Delta y/y}$, і в 99,7% випадків – в межах $\pm 3\sigma_{\Delta y/y}$.

Статистична багато параметрична чутливість хоч і знижує вимоги на допуски елементів, але не дає стовідсоткової гарантії, що характеристики фільтра не вийдуть за допустимі межі.

1.8 Настроювання активних фільтрів

В попередньому розділі наголошувалось, що за різних причин характеристики фільтра можуть відхилятися від проектних. Але і безпосередньо після виготовлення характеристики фільтра можуть не відповідати проектним. В такому випадку фільтр або окремо його ланки потребують настроювання [9].

Настроювання фільтра спрощується якщо відомий загальний вигляд АЧХ кожної ланки і їх характерні точки. На рис. 1.6 зображені два можливих варіанти АЧХ ланки ФНЧ і ФВЧ другого порядку [16].

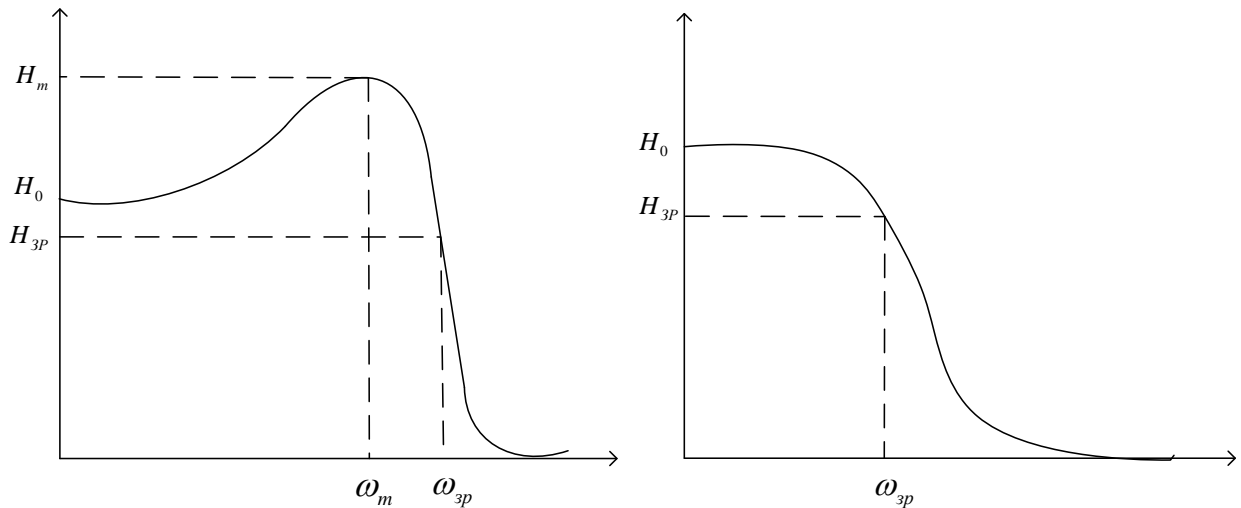


Рисунок 1.6 - Амплітудно-частотні характеристики ФНЧ другого порядку

а) $q_p > 0.707$;

б) $q_p \leq 0.707$.

Положення максимуму АЧХ, який має місце за умов $q_p > 1/\sqrt{2} \approx 0.707$ визначається виразами [16]

$$K_m = \frac{2CK}{B\sqrt{4C - B^2}}, \quad (1.55)$$

$$f_m = f_{3p} \sqrt{C - (B^2/2)}, \quad (1.56)$$

де B і C – нормовані коефіцієнти.

На частоті зрізу

$$K_{3p} = \frac{KC}{\sqrt{(C-1)^2 + B^2}}. \quad (1.57)$$

Оскільки проектування фільтра здійснюється на підставі жорстких вимог до АЧХ, то при настроюванні треба орієнтуватись на отримання потрібного значення АЧХ на частоті зрізу. Для ланки на основі ДНКН (рис. 1.7) $H_0 = 2$

тому потрібне $H_{зр}$ можна отримати зміною елементів, які впливають на добротність або частоту полюсу.

Практично це простіше зробити зміною опорів R_1 або R_2 .

Для ланок другого порядку ФВЧ з характеристиками Чебишева АЧХ наведені на рис. 1.7. [16]

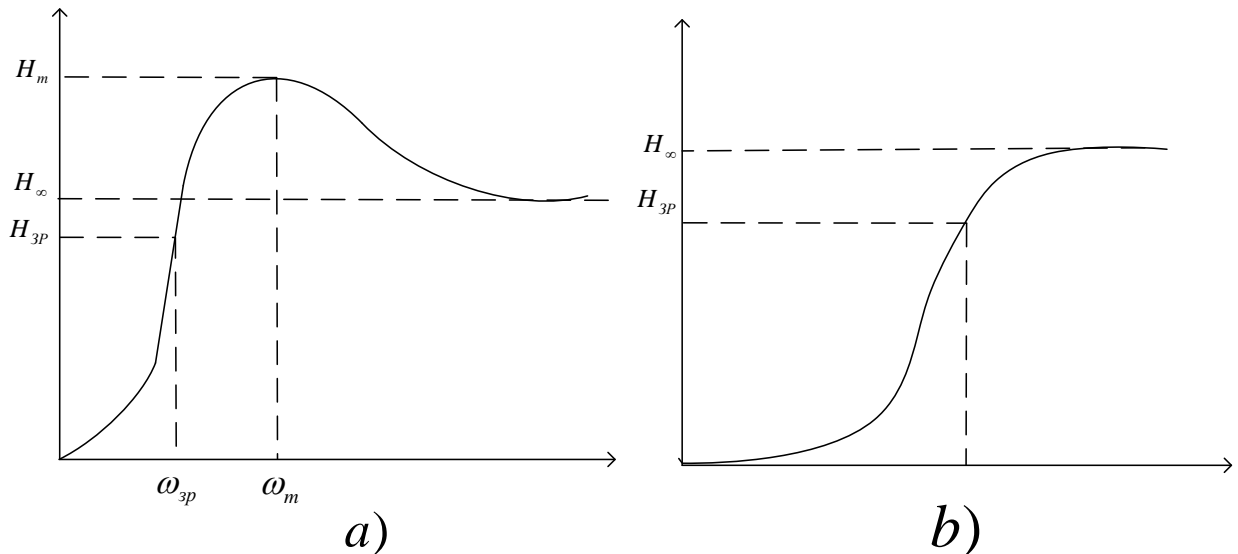


Рисунок 1.7 - Амплітудно-частотні характеристики ФВЧ другого порядку.

а) $q_p > 0.707$

б) $q_p \leq 0.707$

Значення АЧХ ланок ФВЧ в максимумі і на границі смуги пропускання збігається з відповідними значеннями АЧХ ФНЧ, а частота максимуму визначається виразом

$$f_m = f_{зр} / \sqrt{C - (B^2 / 2)}. \quad (1.58)$$

Настроювання ланок ФВЧ також здійснюється з метою отримання потрібного значення АЧХ на частоті зрізу і частоті ω_m .

Настроювання ланок загороджуючого фільтра на точне значення АЧХ на частотах зрізу забезпечить точне значення АЧХ всього фільтра на частоті

зрізу і точне значення його смуги пропускання. Можливі відхилення АЧХ від проектних на інших частотах смуги пропускання компенсуються використанням методу передпотворень при проектуванні фільтра.

2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ВАРІАНТА 1 БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ АКТИВНОГО ТИПУ

2.1 Вибір методу побудови режекторного РС-фільтра

Для того щоб визначити оптимальну структурну схему проєктованого фільтра потрібно розглянути різні методи синтезу активних РС-кіл до яких належить операційні підсилювачі з одноконтурними й багатоконтурними зворотніми зв'язками, методи побудови активних РС-фільтрів на підсилювачах з обмеженим підсиленням і з інверторами комплексних опорів і провідностей.

1) Операційні підсилювачі з одноконтурним зворотнім зв'язком мають один з основних недоліків - вимога великої кількості пасивних елементів. Наприклад, для схеми із селективною характеристикою потрібно вісім елементів. Інші труднощі полягають у тому, що для одержання комплексно-спряжених полюсів повинні бути використаний Т-подібний міст або подвійний Т- подібний міст. Так як величини пасивних елементів у цих схемах повинні задовольняти жорстким вимогам, настроювання й регулювання положення полюсів буде утруднена.

Позитивною якістю розглянутих активних РС-схем є той факт, що розташування полюсів для них повністю визначається величиною пасивних елементів. Таким чином, положення полюсів буде відносно стабільним незалежно від змін активних елементів. Це є значною перевагою при створенні високодобротних схем, полюси яких розташовані поблизу уявної осі. У цьому випадку незначна зміна положення полюсів на комплексній площині може привести до великої нестабільності підсилювача й навіть до втрати стійкості. Іншою перевагою є та обставина, що вихідний опір схем дорівнює вихідному опору операційного підсилювача, що є дуже малий завдяки високому коефіцієнту підсилення в петлі зворотного зв'язку. Тому

розглянуті фільтри можуть підключатися безпосередньо до входу інших пристроїв без використання буферних каскадів. Характеристики фільтрів практично не залежать від величини навантаження. Нарешті, перевагою розглянутих схем є також можливість підсумовування вхідних сигналів.

2) Операційні підсилювачі з багатоконтурним зворотнім зв'язком. Однією з переваг цих схем є істотне зменшення числа елементів у порівнянні з операційним підсилювачем з одноконтурним зворотним зв'язком. Наприклад, для побудови ФНЧ і ФВЧ потрібно максимум п'ять елементів, тоді як у випадку використання операційного підсилювача з одноконтурним зворотнім зв'язком - сім. Існують випадки, при яких один з п'яти елементів може бути виключений. При селективному фільтрі замість восьми елементів використовується п'ять, що становить значну економію. Малий вихідний комплексний опір перевага, що відзначалася для операційного підсилювача з одноконтурним зворотним зв'язком, зберігається й для операційного підсилювача з декількома ланцюгами зворотного зв'язка, оскільки вихідний опір схеми являє собою вихідний опір операційного підсилювача з негативним зворотнім зв'язком. Таким чином, розглянуті фільтри на основі операційного підсилювача з багатоконтурним зворотнім зв'язком можуть також підключатися безпосередньо до входу інших схем і їх характеристики не спотворюються через вплив навантаження.

Однак операційний підсилювач із багатоконтурним зворотним зв'язком має ряд недоліків, яких позбавлений операційний підсилювач із одним ланцюгом зворотнього зв'язка. Наприклад, у них важко одержати високу добротність без значного збільшення величини елементів. Іншим недоліком є те, що цю схему не можна використовувати для підсумовування сигналів, тому що зворотній зв'язок підключається не до однієї, а до двох точок. Крім того, якщо необхідно одержати передатну функцію з нулями, розташованими не на початку координат і не на нескінченності комплексної площини, то кола й методи розрахунку операційного підсилювача з багатоконтурним зворотнім зв'язком стають значно

складнішими. І, нарешті, операційний підсилювач із багатоконтурним зворотнім зв'язком, як правило, не дозволяє одержати такі ж більші коефіцієнти підсилення, як операційний підсилювач із одним ланцюгом зворотнього зв'язку.

3) Підсилювач з обмеженим коефіцієнтом підсилення. Вище були розглянуті два види активних RC-схем, для реалізації яких був необхідний активний елемент із високим коефіцієнтом підсилення. У цих схемах використовувався операційний підсилювач. Тепер розглянемо схему іншого типу. Для неї необхідний підсилювач із відносно невисоким значенням коефіцієнта підсилення, тому її ми будемо називати підсилювачем з обмеженим підсиленням. Звичайно підсилювач із обмеженим підсиленням - активний елемент, вихідна напруга або струм якого залежить від вхідної напруги або струму. Існує чотири типи підсилювачів з обмеженим підсиленням: джерело напруги, кероване напругою (ДНКН); джерело напруги, кероване струмом (ДНКС); джерело струму, кероване напругою (ДСКН); джерело струму, кероване струмом (ДСКС).

Активні RC-фільтри з підсилювачами з обмеженим підсиленням мають у порівнянні з описаними ряд переваг і недоліків. По-перше, у передатній функції з'являється нова змінна — коефіцієнт підсилення K підсилювача з обмеженим підсиленням. Передатні функції основних RC-фільтрів з операційним підсилювачем, майже не залежали від зміни коефіцієнта підсилення. У схемах, на ДНКН, коефіцієнт підсилення не тільки сильно впливає на передатну функцію, але зміною коефіцієнта можна змінювати характеристики схем. Залежність передаточної функції від величини коефіцієнта підсилення - це одночасно й перевага й недолік. Це потрібно враховувати при проектуванні.

Досить важливо те, що у ФНЧ і ФВЧ із підсилювачем з обмеженим підсилення частота зрізу може перебудовуватися при збереженні величини коефіцієнта підсилення. Це пов'язане з тим, що коефіцієнт

підсилення для цих схем не залежить від величин пасивних елементів. Необхідно зауважити, що розглянуті схеми, так само як схеми з операційним підсилювачем, мають низький вихідний опір і тому їх можна включати послідовно без узгоджувачих каскадів.

4) Інвертор комплексних опорів і провідностей. Це схеми, у яких як активний елемент використовуються ідеальний інвертор провідності (ІП). Звичайно, ІП можна використовувати безпосередньо для одержання елементів із негативною величиною, які у свою чергу можна було б використовувати для зменшення розсіювання енергії, зменшення вхідної ємності й і т.д. Ми використовували ІП для побудови ФНЧ і ФВЧ, а також селективного фільтра. Особливо цікавий селективний фільтр. Він містить мало пасивних елементів при їхніх однакових величинах, а перестройка ширини смуги пропускання й перестройка резонансної частоти здійснюються незалежно один від одного. Необхідно відзначити, що ці схеми, мають загальний недолік: їхній вихідний опір не дорівнює нулю, тому при послідовному з'єднанні таких схем необхідні спеціальні буферні каскади. Однак іноді через перевагу, що складається в простоті регулювання, властивій розглянутим схемам, миряться з необхідністю використання буферних каскадів для побудови фільтрів більш високого порядку.

Таблиця 2.1 - Порівняння властивостей різних методів побудови RC-ланок

Властивості	Метод побудови			
	Операційний підсилювач з одноконтурним зворотнім зв'язком	Операційний підсилювач з багатоконтурним зворотнім зв'язком	Підсилювач обмеженого підсилення	Інвертор комплексних опорів і провідностей
Мінімальне число елементів	–	+	+	+
Простота перестройки характеристик	–	0	0	+

Продовження таблиці 2.1 - Порівняння властивостей різних методів побудови RC-ланок

Стабільність характеристик	+	+	-	-
Низький вихідний опір	+	+	+	-
Наявність підсумовуючого входу	+	-	-	-
Можливість отримання великого коефіцієнта підсилення	+	-	+	-
Можливість використання елементів малої величини	+	-	+	+
Можливість отримання великих добротностей	+	-	+	+

Проаналізувавши дані, що наведені в таблиці, ми можемо зробити висновок, що найбільше переваг має операційний підсилювач з одноконтурним зворотнім зв'язком, але так як він має велике число елементів і складнощі в пристрої характеристик, що призводить до підвищення ціни пристрою і ускладнень при потребі зміни його характеристик, даний варіант не є оптимальним. Натомість в підсилювачі з обмеженим підсиленням цих недоліків немає, крім того він має багато корисних переваг, що робить його найкращим для використання у проектуванні даного фільтра.

Безіндуктивний фільтр низьких частот з інверсною АЧХ Чебишева, що проектується є парного порядку ($n=6$), тому реалізуємо його каскадним з'єднанням двох еліптичних фільтрів нижніх частот другого порядку на повторювачеві напруги і одного RC-фільтра нижньої частоти другого порядку на ДНКН схеми яких зображені на рисунках 2.1, та 2.2.

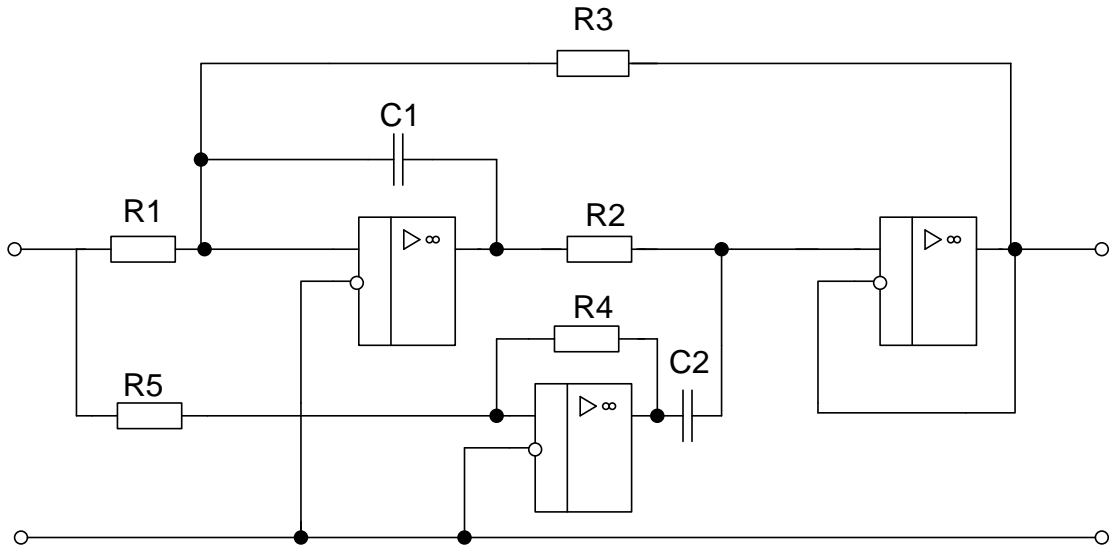


Рисунок 2.1- Схема фільтра нижніх частот другого порядку на повторювачеві напруги

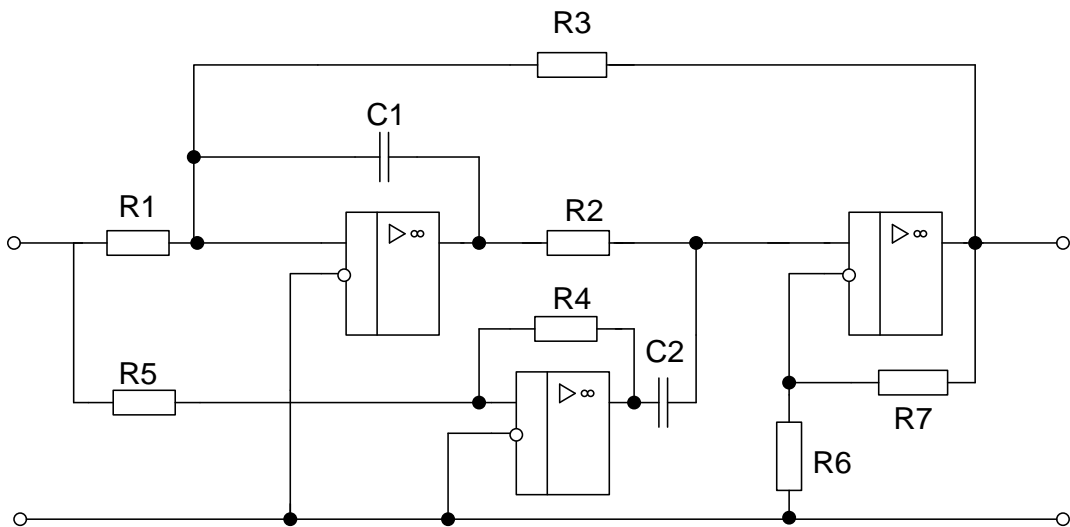


Рисунок 2.2- Схема RC-фільтра нижньої частоти другого порядку на ДНКН

2.2 Розрахунок параметрів пасивних елементів фільтра низьких частот другого порядку по повторювачеві частот

Для розрахунку кола другого порядку фільтра Чебишева нижніх частот більш високого парного порядку, який має частоту зрізу f_c , що рівна 3000 Гц,

коефіцієнт підсилення, дорівнював $K_{\Pi}=2,154435$, нерівномірність АЧХ в смузі пропускання 3дБ, необхідно виконати наступні кроки.

Знайдемо нормований коефіцієнт нижніх частот C для кола другого порядку із відповідної таблиці. Він при нерівномірності АЧХ в смузі пропускання 3дБ для фільтра Чебишева шостого порядку рівний $C=1.034557$.

Знаходимо значення ємкості C_1 (переважно близьке до значення $10f_3$ [мкФ]).

$$C_1 = C_2 = \frac{10}{3000} = 0,0073333333(\text{мкФ}) = 7333,333(\text{нФ}).$$

Вибираємо номінальне значення ємкості найбільш близьке до розрахованого. Конденсатор МПГ- Ц, що має наступні параметри: номінальна ємкість, пФ – $7500 \pm 5\%$; номінальна напруга, В – 500.

Так як $K > 1$, то значення опорів знайдемо за формулами (2.1)

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{BR_5}{K \cdot C}, \\ R_2 &= \frac{R_5}{B}, \\ R_3 &= \frac{BR_5}{C} = KR_1, \\ R_4 &= \frac{KCR_5}{A}, \\ R_5 &= \frac{1}{\omega_c C_1} \end{aligned} \tag{2.1}$$

де A, B, C - нормовані коефіцієнти нижніх частот; $C=1.034557$, $B=0.379124$, $A=2.148655$

$\omega_3 = 2\pi f_3 = 2 \cdot 3,14159 \cdot 3000 = 18849.54$ (рад/с);

K - коефіцієнт підсилення.

$$R_5 = \frac{1}{18849.54 \cdot 7333 \cdot 10^{-12}} = 7234.64(\text{Ом})$$

$$R_1 = \frac{0.379124 \cdot 7234.64}{2.154 \cdot 1.034557} = 3230(\text{Ом}),$$

$$R_2 = \frac{7234.64}{0.379124} = 19082(\text{Ом}),$$

$$R_3 = 2,154 \cdot 1230 = 6836,912(\text{Ом}),$$

$$R_4 = \frac{2.1544 \cdot 1.034557 \cdot 7234.64}{2.18655} = 7374.6(\text{Ом}).$$

Обов'язково проведем перевірку отриманих результатів. Її можна здійснити, знайшовши коефіцієнт підсилення каскаду за допомогою виразу (2.2), в якому присутні опори: R_2 , R_3 , що замінюються розрахованими значеннями. Свідченням правильності підрахунків буде співпадання розрахованого і заданого на один каскад коефіцієнта підсилення.

$$K_p = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.2)$$

$$K_p = 1 + \frac{7232}{6836} = 2,154$$

$$K_p = K_n \quad (2.3)$$

З рівності (2.3) ми можемо зробити висновок, що розрахункові значення опорів є правильні.

Для другого каскаду коефіцієнти А, В і С рівні

$$A=4.009446; B=1,333850; C=1,332266.$$

Так як коефіцієнт підсилення кожного каскаду більший одиниці ($K>1$), то значення опорів всіх слідуєчих трьох каскадів знайдемо за формулами (2.1)

$$R_5 = \frac{1}{18849.54 \cdot 7333 \cdot 10^{-12}} = 7234.64(\text{Ом})$$

$$R_1 = \frac{1.33385 \cdot 7234.64}{2.154 \cdot 1.332266} = 3363,51(\text{Ом}),$$

$$R_2 = \frac{7234.64}{1.33385} = 5423,87(\text{Ом}),$$

$$R_3 = 2,154 \cdot 3363,51 = 7245(\text{Ом}),$$

$$R_4 = \frac{2.154 \cdot 1.332266 \cdot 7234.64}{4.009} = 5178.66(\text{Ом}).$$

Проведем перевірку:

$$K_p = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$K_p = 1 + \frac{7234}{5178} = 2,154$$

$$K_p = K_n$$

З рівності (2.3) ми можемо зробити висновок, що розрахункові значення опорів є правильні.

2.3 Розрахунок параметрів пасивних елементів режекторного фільтра на ДНКН

Для інверсних фільтрів Чебишева нижніх частот другого порядку, які мають частоту зрізу f_3 , коефіцієнт підсилення кожного каскаду K , нерівномірність АЧХ в смузі пропускання, номінальне значення ємкості C_1 , такі ж як у підрозділі 1.3, знайдемо нормовані значення коефіцієнтів нижніх частот A, B і C із відповідної таблиці для кожного каскаду.

Нормовані коефіцієнти будуть рівними:

$$A=29.920909, B=2,558246; C=1,870542.$$

Так як коефіцієнт підсилення кожного каскаду більший одиниці ($K > 1$), то значення опорів всіх слідуючих трьох каскадів знайдемо за формулами (2.4)

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{\mu B}{K \cdot C \omega_c C_1}, \\ R_2 &= \frac{1}{B \omega_c C_2}, \\ R_3 &= K R_1, \\ R_4 &= \frac{K C R_5}{\mu A} \\ R_5 &= \frac{1}{\omega_c C_1} \\ R_6 &= \frac{\mu R_2}{(\mu - 1)}; R_7 = \mu R_2 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Отже таким чином ми підставляємо дані отримані в попередньому пункті, а також дані нормованих коефіцієнтів які для кожного з каскадів є різними, як видно з формул (2.4) деякі опори розраховуються за тим самим принципом що і в попередньому підпункті лише до далися два опори R_6 R_7 які при коефіцієнті $\mu=1$ будуть однаковими.

$$R_1 = \frac{2.558246}{2.154 \cdot 1.870542} = 8663(\text{Ом}),$$

$$R_2 = \frac{1}{2.558246 \cdot 18849.54 \cdot 7333 \cdot 10^{-12}} = 2822(\text{Ом}),$$

$$R_3 = 2.154 \cdot 8663, = 18660(\text{Ом}),$$

$$R_4 = \frac{2.154 \cdot 1,870542 \cdot 7234.64}{29.920909} = 974.245(\text{Ом}),$$

$$R_5 = \frac{1}{\omega_c C_1} = 7234.64(\text{Ом}),$$

$$R_6 = \frac{\mu R_2}{(\mu - 1)} = R_7 = \mu R_2 = 2822(\text{Ом}).$$

В зв'язку з тим що $K < 10$ для даного каскаду, то C_2 , R_5 і μ повинні вибиратись таким чином, щоб зберігати невеликий розкид значень опорів. Значення ємності C_2 повинно бути відносно великим в порівнянні з ємністю C_1 для збереження опору R_2 в тому ж самому діапазоні значень що і опори R_1 R_3 .

Таблиця 2.2- Розрахункові значення параметрів пасивних елементів фільтра

Порядковий номер каскаду	Розрахункові значення пасивних елементів фільтра				
	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_4 , Ом	$C_1; C_2$, пФ
Перший каскад (другого порядку)	7230	19082	6836,9	7374	7333
Другий каскад (другого порядку)	3363,51	5423	7245	5178,66	
Третій каскад (другого порядку)	8663	2822	18660	974,245	

Вибираємо номінальні значення опорів, найбільш близькі до обрахованих для чотирьох каскадів фільтра і реалізуємо його відповідно до схем, що зображені на рисунку 2.1.

Таблиця 2.3- Номінальні значення параметрів пасивних елементів фільтра

Порядковий номер каскаду	Номінальні значення пасивних елементів фільтра				
	R ₁ , кОм	R ₂ , кОм	R ₃ , кОм	R ₄ , кОм	C1;C2, пФ
Перший каскад (першого порядку)	10	6,8	5,6	10	7500
Другий каскад (другого порядку)	4,5	5,6	10	5,6	
Третій каскад (другого порядку)	10	3,2	10	1	

2.4 Вибір операційного підсилювача

Визначення параметрів елементів фільтра проведено для ідеального операційного підсилювача, який має необмежений коефіцієнт підсилення в необмеженому проміжку частот, нескінченний вхідний і нульовий вихідний опори, а також необмежену швидкість зростання вихідної напруги. Характеристики реальних ОП значно поступаються характеристикам ідеального. Тому при виборі ОП повинні виконуватись ряд вимог, які називають умовами реалізації. При остаточному виборі параметрів елементів ланок умови реалізації враховується в припущенні, що вхідний і вихідний опір ОП становлять відповідно 1 МОм і 100 Ом.

Крім умов реалізації, що накладають певні обмеження на вхідний і вихідний опори ОП, його частота одиничного підсилення повинна задовольняти умові.

$$f_1 \geq f_{zp} H_0, \quad (2.5)$$

де H_0 - коефіцієнт підсилення каскаду;

f_1 - частота одиничного підсилення ОП;

$f_{зр_2}$ - частота зрізу фільтра.

Оскільки у всіх каскадів ФНЧ коефіцієнт підсилення перевищує 2, а частота $f_{зр}=1500$ Гц, то частота одиничного підсилення ОП повинна бути не меншою 3000 Гц.

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача з розімкнутим зворотнім зв'язком повинен в крайньому разі в 50 разів перевищувати коефіцієнт підсилення в робочому режимі. Оскільки коефіцієнт підсилення ланок фільтра не перевищує 2 при досить низькій частоті зрізу $f_{зр}=1500$ Гц, то цій вимозі задовольняє більшість сучасних ОП, в тому числі motorola LF 355В, характеристики якого наведені в таблиці 2.4.

Перевіримо також виконання вимоги до швидкості зростання вихідної напруги і її максимальної амплітуди. Швидкість зростання вихідної напруги (В/мкс) при якій не виникають нелінійні спотворення, повинна перевищувати

$$0.5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.мах} \cdot \left[\frac{B}{мкс} \right],$$

тобто $Uu > 0.5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.мах}$. Для ОП motorola LF 355В $Uu = 2B/мкс$, $U_{вих.мах} = 12.5В$, а частота зрізу фільтра $f_{зр} = 3000Гц$. Тому права частина нерівності складає $0,118(B/мкс)$, що значно менше лівої частини. Таким чином ОП motorola LF 355В задовольняє вимогам до підсилювального елемента фільтра.

Таблиця 2.4 – Параметри операційного підсилювача motorola LF 355B

Параметр	Типовий	Мінімальний	Максимальний
Напруга джерела живлення, В	15±10%	5	18
Споживаний струм, мА	2,8	—	4
Опір навантаження, кОм	2	—	—
Максимальна вихідна напруга на $R_n = 2$ кОм, В	±12,5	—	—
Максимальна вихідна синфазна напруга, В	—	-15	+15
Коефіцієнт підсилення по напрузі, тис.	60/80	50/30	—
Коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг	—	3200	—
Вхідний диференціальний опір, кОм	3000/2000	1000	—
Вихідний опір, Ом	60	—	—
Початкова ЕРС зміщення, мВ	—	±5/±8	±10
Початковий середній вхідний струм, нА	25/30	—	100
Початкова різниця вхідних струмів, нА	6/7	—	25
Температурний коефіцієнт ЕРС зміщення, мкВ/°С	20	—	—
Температурний коефіцієнт середнього вхідного струму, нА/°С	-0,15	—	-0,35
Граничні частоти смуги пропускання:			
з корекцією, але без зворотнього зв'язку, Гц	50-100	—	—
повної потужності на $R_n \parallel 100$ пФ, кГц	60/60	—	—
Одиничного підсилення, мГц	1	—	—
Швидкість зростання вихідної напруги, В/мкс	2/2,5	—	—
Корекція	внутрішня	—	—
Діапазон робочих температур, °С	-60÷+125	—	—

2.5 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання варіанта 1 багатокаскадного режекторного RC- фільтру

Моделювання фільтра на OEM має на меті визначення амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) і фазо-частотних характеристик (ФЧХ) фільтра при розрахованих параметрах пасивних елементів і ідеальному операційному підсилювачі (ОП), а також при конкретному ОП і номінальних значеннях опорів і ємностей, за для їхнього порівняння. Моделювання і побудову графіків проведено за допомогою програми Multisim 10.0.

Проконтролювати поведінку графіків АЧХ кожної ланки фільтра можна наступним чином. Знайдем власну частоту і добротність ланок другого порядку за формулами (2.5), (2.6), відповідно і занесем результати до таблиці 2.5.

$$\omega = \sqrt{C}, \quad (2.6)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C}}{B}, \quad (2.7)$$

де С і В - нормовані значення коефіцієнтів нижніх частот.

Таблиця 2.5 – Значення власної частоти і добротності ланок фільтра

В	С	W	Q
0,3791	1,0345	0,9963	2,6
1,3361	1,3322	0,8084	0,86
2,5582	1,8705	0,4801	0,53

Якщо власна добротність ланки фільтра більша 0,707 то на графіку АЧХ повинні спостерігатись викиди коефіцієнта передачі, а якщо ж менша 0,707 то графік АЧХ буде монотонний. З значень, які наведені в таблиці 2.5

ми бачимо, що добротність всіх каскадів більша за 0,707, тому можна зробити висновок, що АЧХ цих ланок будуть з викидами.

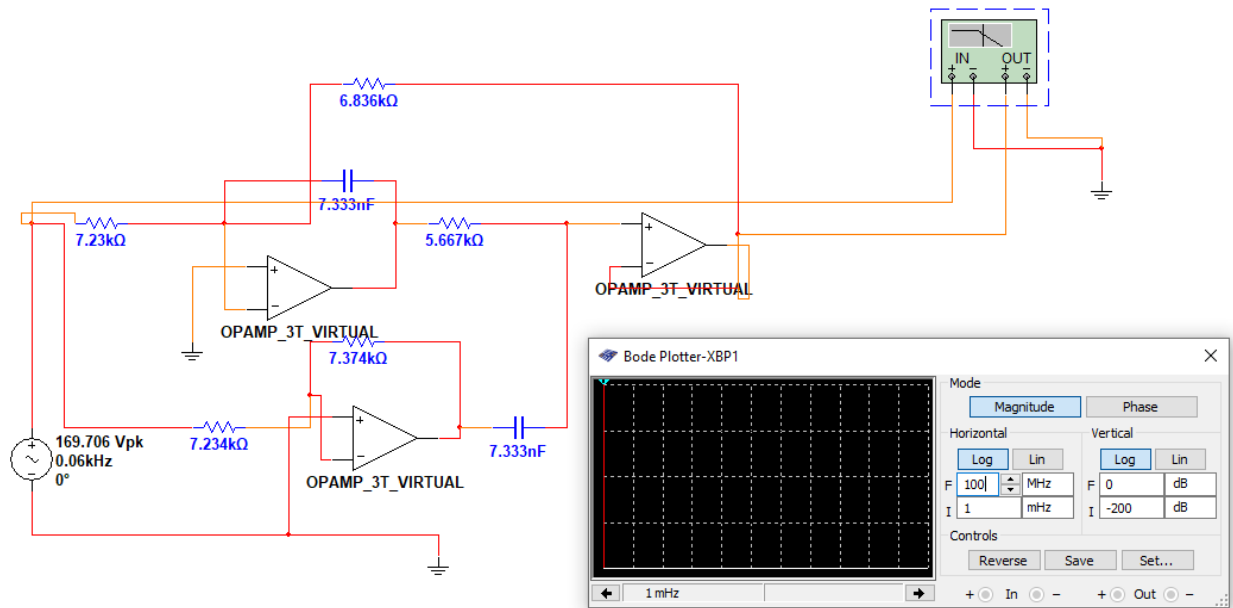


Рисунок 2.3 – Схема першого каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

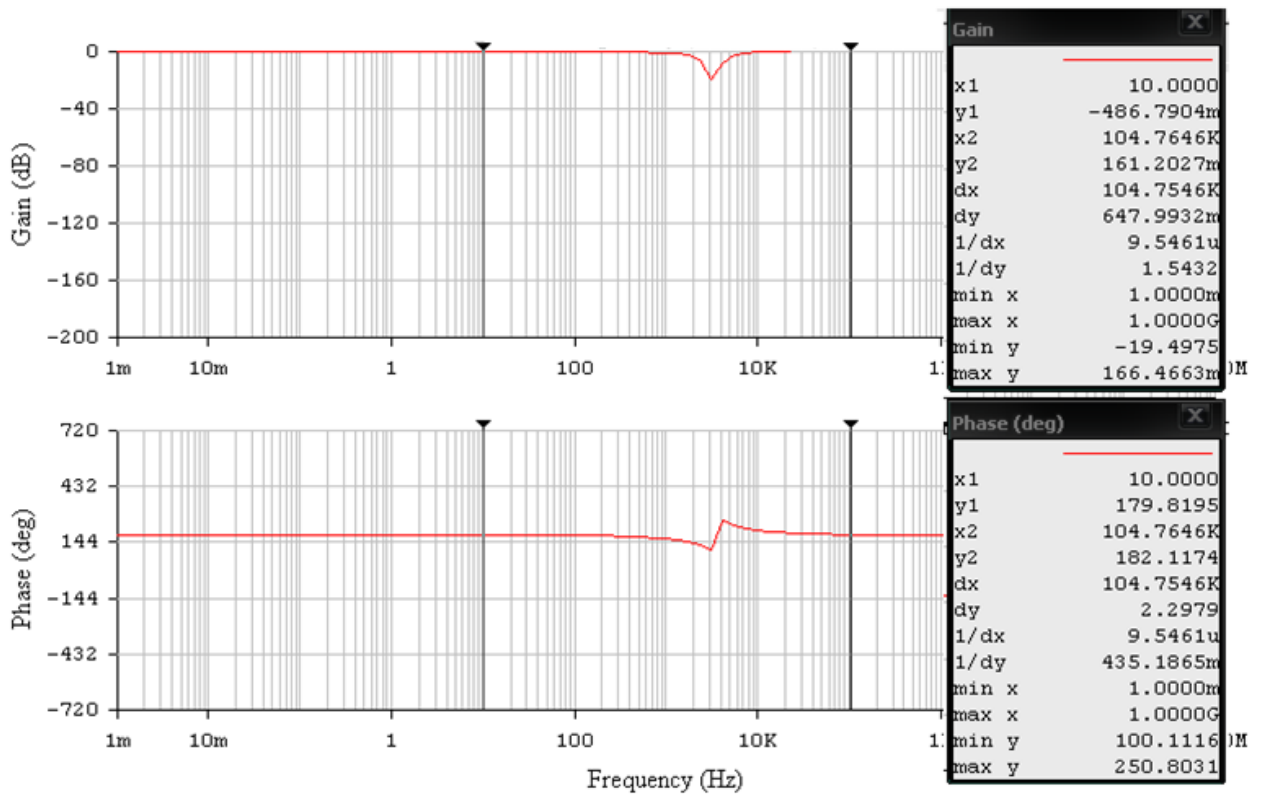


Рисунок 2.4 – АЧХ і ФЧХ першого каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

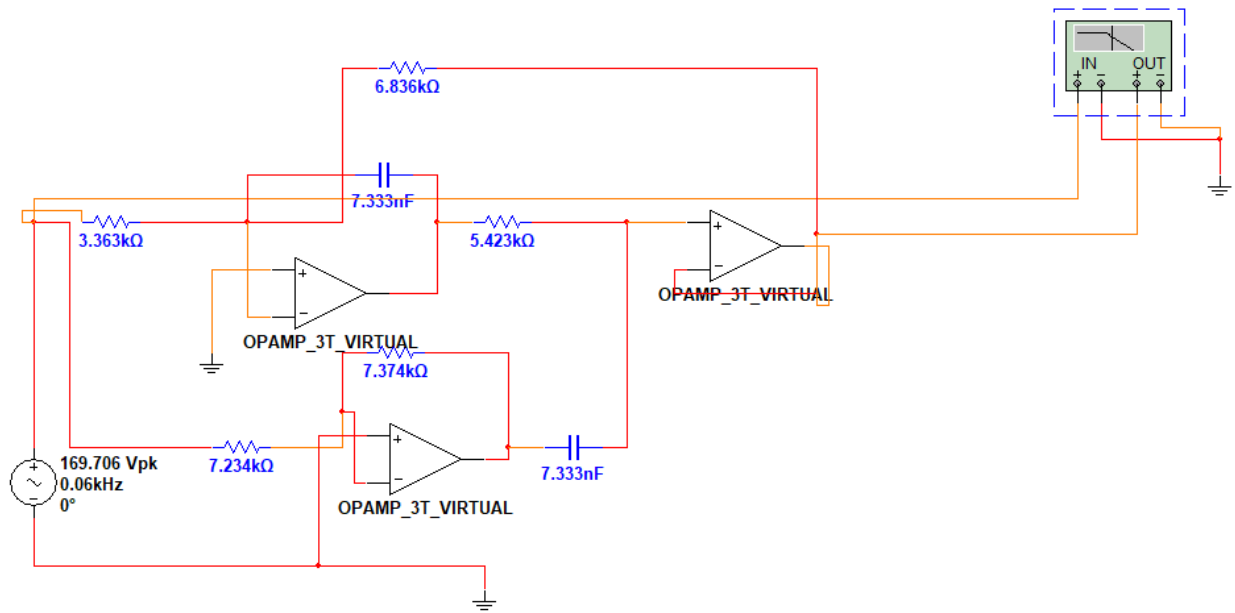


Рисунок 2.5 – Схема другого каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

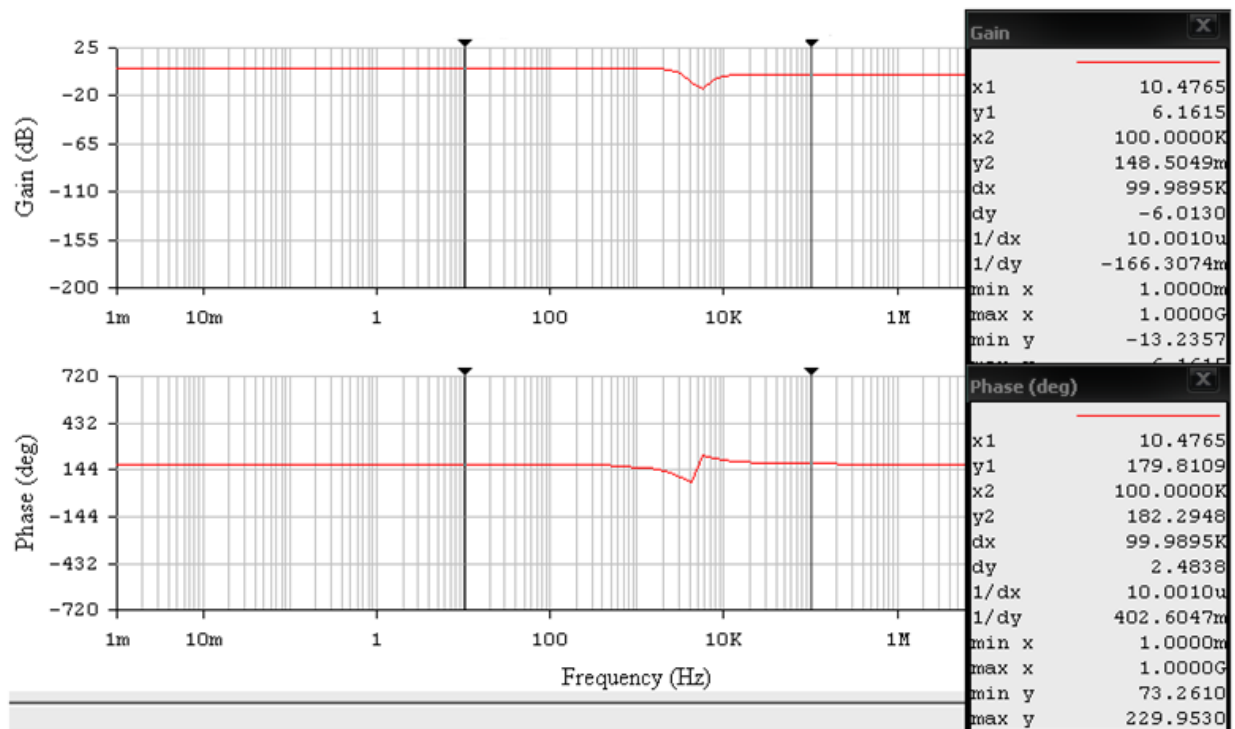


Рисунок 2.6 – АЧХ і ФЧХ другого каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

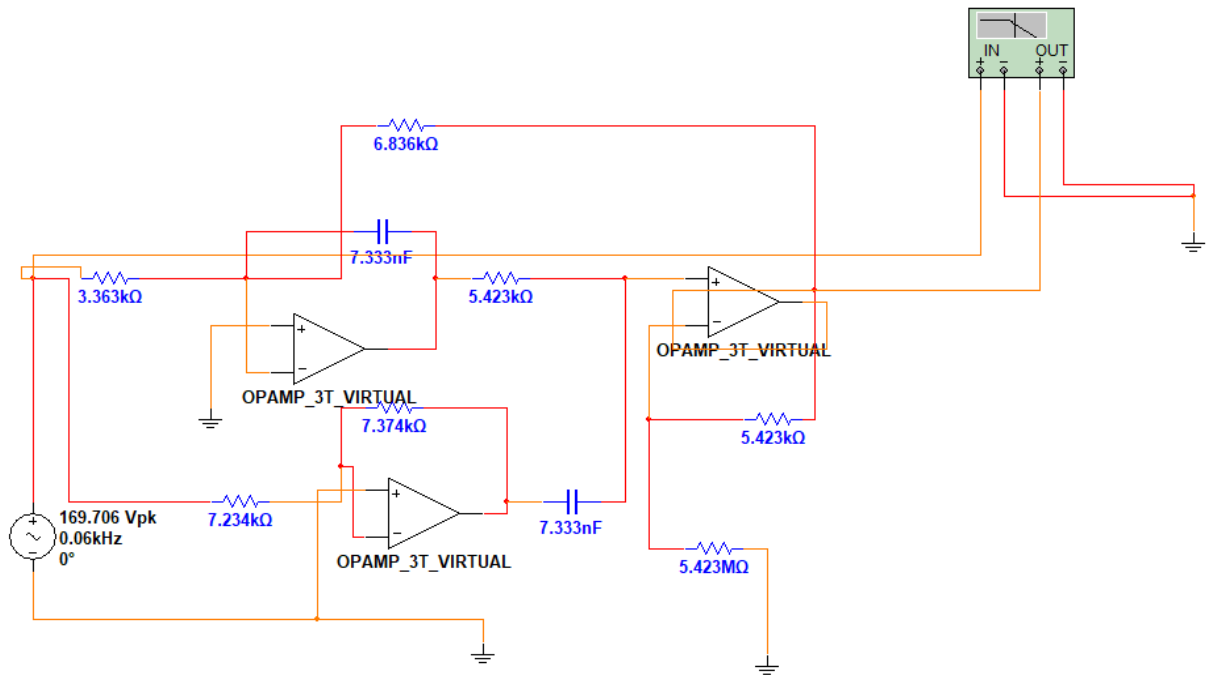


Рисунок 2.7 – Схема третього каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

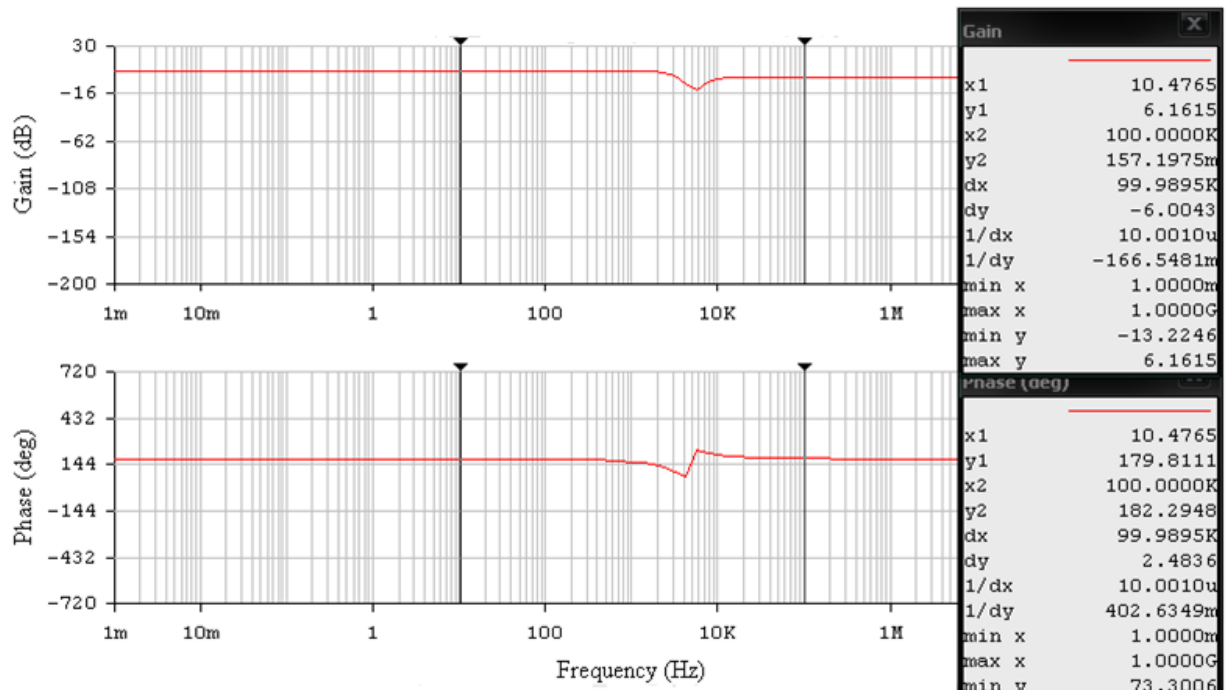


Рисунок 2.8 – АЧХ і ФЧХ третього каскаду варіанта 1 режекторного фільтра

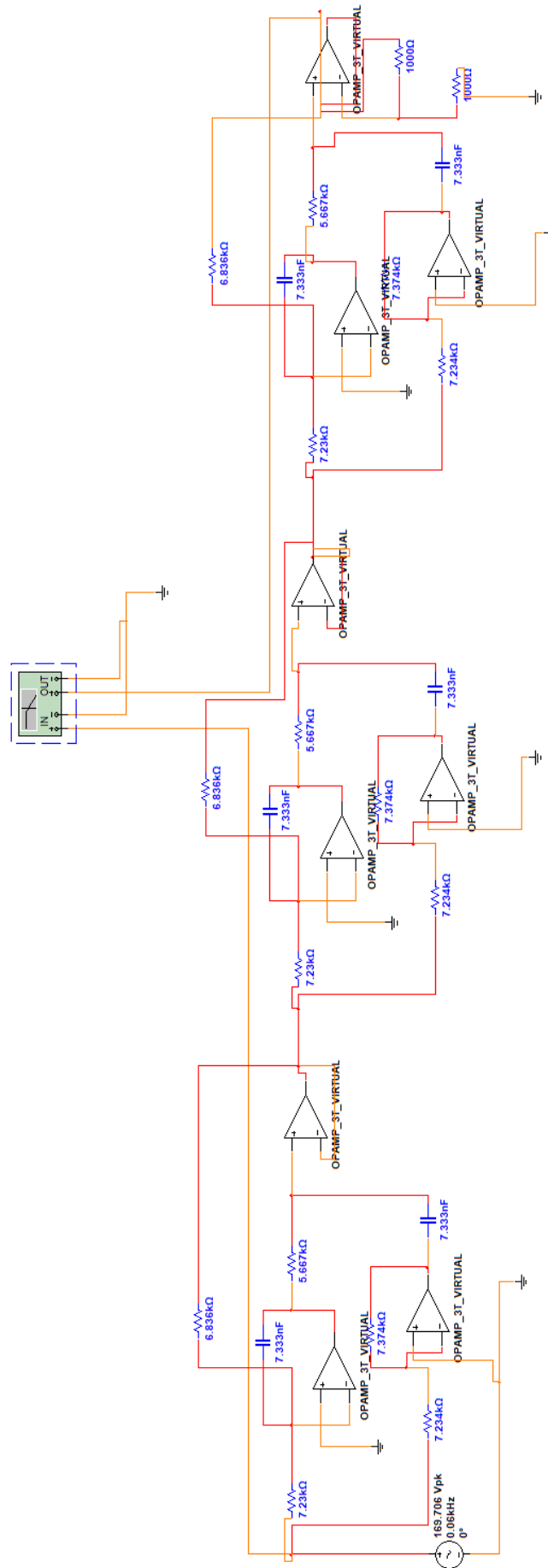


Рисунок 2.9 – Схема варіанта 1 режекторного фільтра

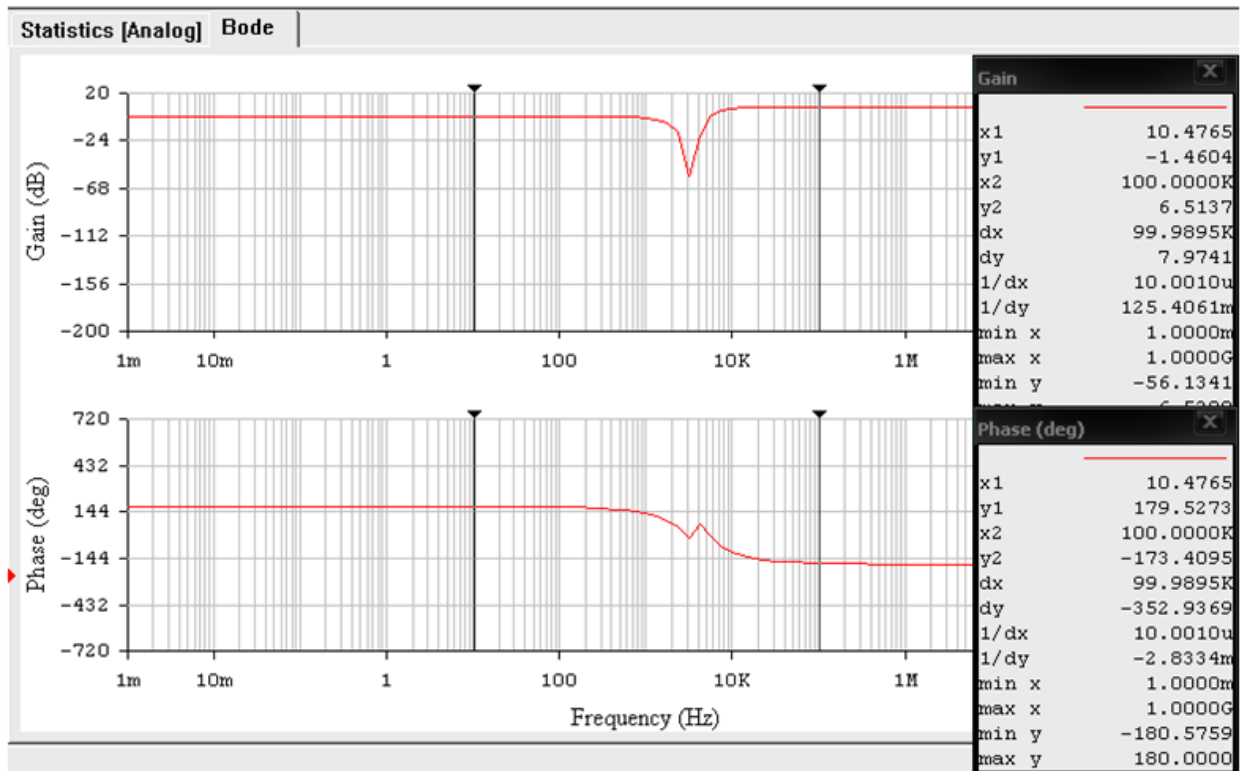


Рисунок 2.10 – АЧХ і ФЧХ варіанта 1 режекторного фільтра

Проаналізувавши графіки АЧХ, що зображені в додатку В на рисунках 2.4, 2.6, 2.8, ми можемо зробити висновок про те що вони є вірні, тобто такі що підтверджують вище сказані припущення. Детальний аналіз графіка АЧХ всього фільтра (див. рисунок 2.10) також дав позитивні результати, які виражаються в тому що:

- 1) існує сім екстремумів коливань в смузі пропускання, число яких відповідає порядку фільтра;
- 2) на частоті зрізу, що становить 3000 Гц при $\varepsilon = 0.997628$ значення коефіцієнта підсилення повинно бути рівне:

$$K = \frac{K_{\Pi}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}},$$

$$K = \frac{10}{\sqrt{1 + 0,997^2}} = 7,14.$$

Дане число можна побачити в таблиці на рисунку А.10, яке відповідає координаті U_1 на частоті що відповідає координаті X_1 .

Проаналізувавши АЧХ схеми фільтра з реальним ОП і номінальними значеннями пасивних елементів ми можемо зробити висновок, що характеристики є майже однакові. До схожості АЧХ призвів правильний підбір номіналів опорів та ємностей і також якісний ОП закордонного виробництва motorola LF 355В з характеристиками, що добре підходять для даного фільтра.

3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ВАРІАНТА 2 БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ АКТИВНОГО ТИПУ

3.1 Обґрунтування структурної схеми варіанта 2 режекторного фільтра

Як відзначалось існують різні методи реалізації фільтрів в низькому і інфранизькому діапазоні. Зокрема, найбільш поширеним методом є активна РС-фільтрація на базі операційних підсилювачів [1]. Функція підсилювача полягає в компенсації втрат енергії в резисторній частині кола з метою отримання комплексних полюсів операторних характеристик, потрібних для реалізації фільтрів Батерворта Чебишева, Золотарева-Кауера та інших.

При каскадній реалізації активного загороджуючого фільтра нижніх і верхніх частот з рівно хвилевою АЧХ їх подають у вигляді каскадного з'єднання ФНЧ і ФВЧ ланок внаслідок чого виникає структура показана на рис. 3.1.

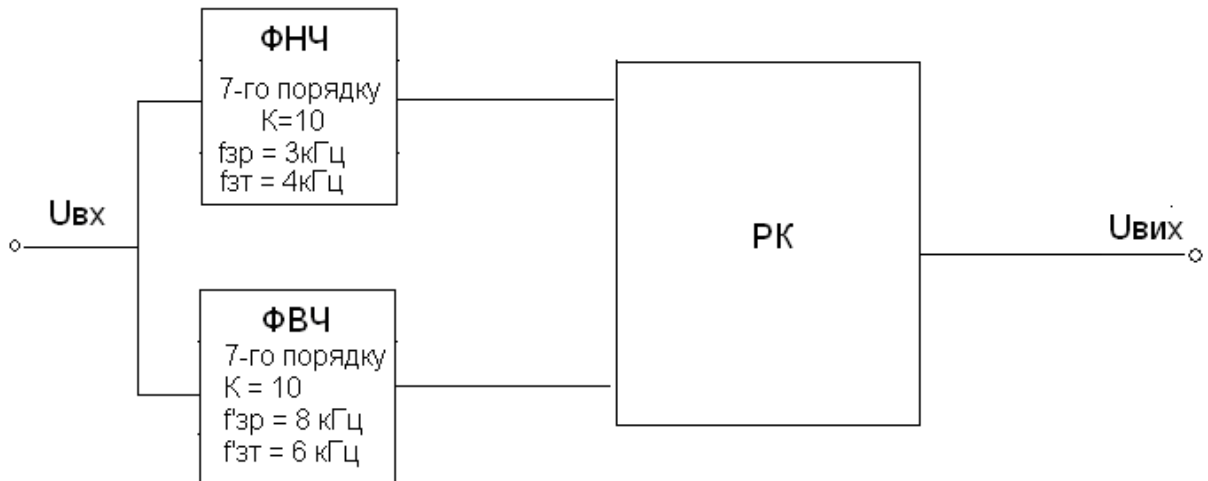


Рисунок 3.1 - Каскадне з'єднання ФНЧ і ФВЧ

Оскільки за технічним завданням максимум постійної ослаблення в смузі пропускання не повинен перевищувати 1 дБ, то передбачаючи можливі відхилення реальних характеристик фільтра від заданих, проектування

будемо вести на підставі більш жорстких вимог, а саме візьмемо $A_{\max} = 0,9\text{дБ}$. Максимум постійної ослаблення всього фільтра розподілено порівну між каскадами ФНЧ і ФВЧ. За цих умов вимоги до ФНЧ і ФВЧ визначаються так.

- ФНЧ

$$f_{зр} = 3\kappa\Gamma\omega, A_{\max} = 0,9\text{дБ}, f_{зм} = 4\kappa\Gamma\omega$$

$$A_{\min} = 30\text{дБ}, K=10.$$

- ФВЧ

$$f'_{зр} = 8\kappa\Gamma\omega, A_{\max} = 0,9\text{дБ}, f'_{зм} = 6\kappa\Gamma\omega$$

$$A_{\min} = 30\text{дБ}, K=10.$$

Порядок ФНЧ і ФВЧ розраховуємо за виразами, які наведені в літературі [1]

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 \cdot A_{\max}} - 1}, \quad (3.1)$$

$$\delta = \sqrt{10^{0,1 \cdot A_{\min}} - 1}, \quad (3.2)$$

$$f_{зм} = \frac{f_{зр} + f_{н.с.}}{f_{зр}}, \quad (3.3)$$

$$n \geq \frac{\lg\left(\frac{\delta}{\varepsilon} + \sqrt{\left(\frac{\delta}{\varepsilon}\right)^2 - 1}\right)}{\lg\left(\omega_{зг} + \sqrt{\omega_{зг}^2 - 1}\right)}. \quad (3.4)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 \cdot 0,9} - 1} = 0,500884712,$$

$$\delta = \sqrt{10^{0,1 \cdot 30} - 1} = 31,606961,$$

$$f_{зм} = \frac{3+1}{3} = 1,333.$$

Підставляючи отримані результати в (24) отримаємо $n \geq 6,065$. Тому порядок загороджуючого фільтра беремо рівним 7 ($n = 7$).

За формулами (1.15), (1.16), (1.25) знайдемо частоту полюсу, добротність, нормований полюс операторної передатної характеристики

Для ФНЧ

$$\omega_{p1} = 0,9963327 \text{ рад/с},$$

$$w_{p2} = 0,8083662 \text{ рад} / c ,$$

$$w_{p3} = 0,480052 \text{ рад} / c ,$$

Для ФВЧ

$$w_{p1} = 1,003 \text{ рад} / c ,$$

$$w_{p2} = 1,23707 \text{ рад} / c ,$$

$$w_{p3} = 2,08311 \text{ рад} / c$$

$$q_{p1} = 10,89865 ,$$

$$q_{p2} = 3,155868 ,$$

$$q_{p3} = 1,296933 ,$$

$$C = 0,205414 .$$

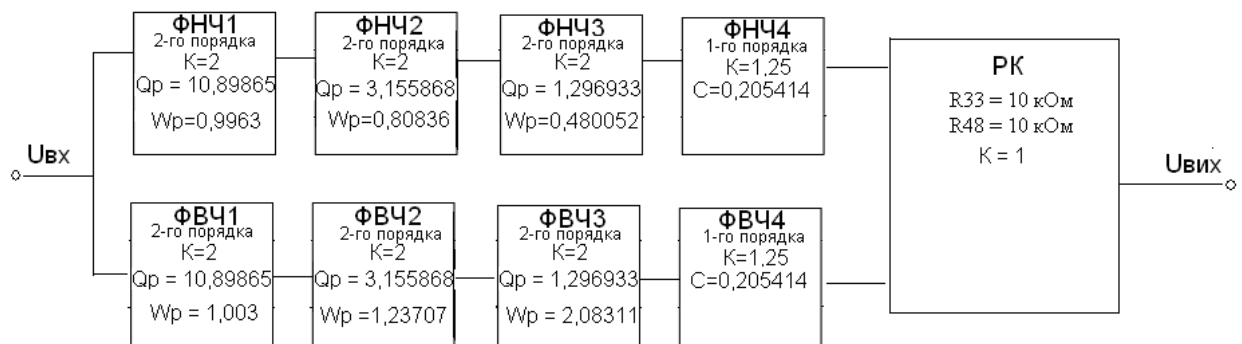


Рисунок 3.2 - Загальна структурна схема активного загороджувачого фільтра з рівнохвилевою АЧХ

3.2 Обґрунтування електричної схеми варіанта 2 режекторного фільтра

Найбільш широкоживані принципові схеми ланок ФНЧ і ФВЧ каскадної реалізації активних RC-фільтрів наведені на рис. 3.2 , рис. 3.3, рис 3.4, рис 3.5, [16].

Схеми рис. 3.2 , рис. 3.3, рис 3.4, рис 3.5 – неінвертуючі. Кожна з схем використовується для реалізації ланок з добротностями і коефіцієнтами підсилення не вище 10 [16]. За цими критеріями обидві схеми ФНЧ і ФВЧ можуть використовуватись для реалізації ланок проектуемого фільтра.

Оскільки за технічним завданням фільтра в цілому має бути неінвертуючим, то при використанні інвертуючих ланок їх кількість має бути парною. За кількістю RC-елементів слід віддати перевагу ланкам з багатопетльовим зворотнім зв'язком, але для реалізації ланок з добротністю $q_p \leq 10$ в схемах рис. 3.2 можна використати ОП, охоплений по інвертуючому входу стовідсотковим зворотнім зв'язком, тобто взяти опори $R_4 = 0$, а $R_3 = \infty$. В цьому випадку кількість елементів схеми рис. 3.2 зменшується, а коефіцієнт підсилення ОП стає рівним одиниці [9].

Тому для реалізації низькодобротних ланок ($q_p \leq 10$) ФНЧ і ФВЧ вибираємо ланки на основі ДНКН (рис. 3.2 і рис. 3.4).

3.3 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланок ФНЧ 2-го порядку на основі ДНКН

Для розрахунку фільтра низьких частот другого порядку чи ланки другого порядку фільтра Чебишева потрібно знати відому частоту зрізу, коефіцієнт підсилення K , необхідно знати такі формули, які наведені нижче. Ці розрахункові формули наведені в пункті 2.5. і відповідають рис. 2.2

$$C_2 = \frac{10}{f_{зр}} (мкФ),$$

$$C_1 \leq \frac{(B^2 + 4C(K-1))C_2}{4C},$$

$$R_1 = \frac{2}{(B \cdot C_2 + \sqrt{(B^2 + 4C(K-1))C_2^2 - 4CC_1C_2})w_{зр}},$$

$$R_2 = \frac{1}{CC_1C_2R_1w_{зр}^2},$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1},$$

$$R_4 = K(R_1 + R_2).$$

Щоб розрахувати правильно пасивні елементи фільтра, треба виконати такі дії:

1. Знайти нормованні значення коефіцієнтів В і С [4].
 2. Вибрати номінальне значення ємності C_2 (близьке до значення $10/f_3r$ мкФ) і номінальне значення ємності C_1 . Якщо К більше одиниці, розрахувати значення опорів за формулами (1.20), (1.21), (1.22), (1.23). Якщо $K=1$, тоді опори R_1, R_2 мають значення значно вище, а опори R_3, R_4 замінюються відповідно на розімкнуте і короткозамкнуте коло.

3. Вибрати номінальні значення опорів як умого ближчі до розрахункових значень і побудувати фільтр другого порядку в відповідності до схеми (рис. 1.2).

Так як $K=2$, використовуємо для розрахунку пасивних елементів формули (1.18), (1.19), (1.20), (1.21), (1.22), (1.23).

Отримаємо розрахункове значення ємностей C_6, C_{11}, C_{14} з співвідношення (1.18). $C_6 = C_{11} = C_{14} = 3333n\Phi$.

Номінальне значення : $C_6 = 3300n\Phi, C_6 = C_{11} = C_{14} = 3300n\Phi$

З співвідношення (1.19) знаходимо знаходимо номінальні і розрахункові значення ємностей C_3, C_{10}, C_{13} .

Розрахункові значення ємностей C_3, C_{10}, C_{13} отримаємо такі:

$$C_3 = 3306(n\Phi); C_{10} = 3382,8(n\Phi); C_{13} = 3790(n\Phi).$$

Номінальні значення ємностей C_3, C_{10}, C_{13} отримаємо такі:

$$C_3 = 3000(n\Phi); C_{10} = 3300(n\Phi); C_{13} = 3600(n\Phi).$$

Опори R_6, R_{24}, R_{38} розраховуємо за співвідношенням (1.20) з яких знаходимо номінальні значення:

Розрахункові значення опорів R_6, R_{24}, R_{38} отримаємо такі:

$$R_6 = 45,988(кОм); R_{24} = 64,6(кОм); R_{38} = 53,5(кОм).$$

Номінальні значення опорів R_6, R_{24}, R_{38} отримаємо такі:

$$R_6 = 43(\kappa\text{Ом}); R_{24} = 62(\kappa\text{Ом}); R_{38} = 51(\kappa\text{Ом}).$$

Опори R_8, R_{26}, R_{44} розраховуємо за співвідношенням (1.21) з яких знаходимо номінальні значення:

Розрахункові значення опорів R_8, R_{26}, R_{44} отримаємо такі:

$$R_8 = 6,09(\kappa\text{Ом}); R_{26} = 6,38(\kappa\text{Ом}); R_{44} = 18,37(\kappa\text{Ом}).$$

Номінальні значення опорів R_8, R_{26}, R_{44} отримаємо такі:

$$R_8 = 5,6(\kappa\text{Ом}); R_{26} = 6,2(\kappa\text{Ом}); R_{44} = 18(\kappa\text{Ом}).$$

Опори $R_{13}, R_{15}, R_{30}, R_{34}, R_{45}, R_{47}$ розраховуємо за співвідношеннями (1.22), (1.23) з яких знаходимо номінальні значення.

Розрахункові значення опорів $R_{13}, R_{15}, R_{30}, R_{34}, R_{45}, R_{47}$ отримаємо такі:

$$R_{15} = R_{13} = 106,4(\kappa\text{Ом}); R_{30} = R_{34} = 136,4(\kappa\text{Ом}); R_{45} = R_{47} = 148(\kappa\text{Ом}).$$

Номінальні значення опорів $R_{13}, R_{15}, R_{30}, R_{34}, R_{45}, R_{47}$ отримаємо такі:

$$R_{13} = R_{15} = 110(\kappa\text{Ом}); R_{30} = R_{34} = 130(\kappa\text{Ом}); R_{45} = R_{47} = 150(\kappa\text{Ом}).$$

Орієнтуючись на найбільш поширені значення вхідного і вихідного опорів ОП ($R_{вх} \approx 10^6 \text{ Ом}$, $R_{вих} \approx 100 \text{ Ом}$.) перевіримо виконання умов реалізації за рис. 1.2 за такими формулами наведеними нижче і в пункті 1.5.

$$R_1 + R_2 \ll R_{вх},$$

$$\frac{1}{\omega_{зр2} C_1} \gg R_{вих},$$

$$\frac{1}{\omega_{зр} C_2} \ll R_{вх}.$$

Для першого каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 + R_2 \approx 53200 \ll 10^6 \text{ Ом}; \frac{1}{\omega_{зр2} C_2} \approx 16000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \frac{1}{\omega_{зр} C_1} \approx 17600 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Для другого каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 + R_2 \approx 68200 \ll 10^6 \text{ Ом}; \frac{1}{\omega_{зр} C_2} \approx 16000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \frac{1}{\omega_{зр} C_1} \approx 16000 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Для третього каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 + R_2 \approx 74000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \quad \frac{1}{\omega_{zp} C_2} \approx 16000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \quad \frac{1}{\omega_{zp} C_1} \approx 14700 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Оскільки всі умови виконуються з десятикратним перебільшенням, то ємності і опори залишаємо в такому вигляді і результати розрахунків, а також найближчі номінальні значення параметрів елементів заносимо у табл.3.1

Таблиця 3.1 - Результати розрахунку пасивних елементів ФНЧ 2-го порядку

Параметри елементів	C_6, C_{11}, C_{14} пФ	C_3, C_{10}, C_{13} , пФ	R_6, R_{24}, R_{38} , кОм	R_8, R_{26}, R_{44} кОм	$R_{13} = R_{15}, R_{30} =$ $= R_{34}, R_{45} = R_{47}$, кОм
Розраховані значення	3306	3333	45,988	6,09	106,4
	3382,8	3333	64,6	6,38	136,4
	3790	3333	53,5	18,37	148
Номінальні значення	3300	3300	43	5,6	110
	3300	3300	62	6,2	130
	3600	3300	51	18	150

Умови реалізації за формулами (2.43) і за даними табл. 4.1. виконуються з десятикратним перебільшенням.

3.4 Розрахунок фільтра нижніх частот першого порядку

Щоб реалізувати фільтр 7-го порядку, треба взяти 3 ланки ФНЧ 2-го порядку на ОП і 1-ну ланку ФНЧ 1-го порядку. Оскільки 3 ланки ФНЧ 2-го порядку вже підбрано, тобто залишилось розрахувати 1-ну ланку ФНЧ 1-го порядку на ОП, яка зображена на рис. 1.3 .

Для розрахунку фільтра першого порядку чи ланки першого порядку фільтра Чебишева, який має частоту зрізу $f_{зр}$ (Гц), чи коефіцієнт підсилення K ,

треба виконати наступні вимоги:

1. Знайти нормованні значення коефіцієнтів В і С [4].
2. Вибрати номінальне значення ємності C_7 (близьке до значення $10/f_{зр}$ мкФ) .
3. Якщо К більше одиниці, використовувати схему зображену на рис. 1.3 і розрахувати значення опорів за формулами, які знаходяться нижче і наведені в пункті 1.6.

$$R_1 = \frac{1}{CC_1 Cw_{зр}^2} ,$$

$$R_2 = \frac{KR_1}{K-1} ,$$

$$R_3 = KR_1 .$$

Якщо $K=1$, використовувати схему, яка знаходиться в літературі [4].

Так як $K=1,25$, використовуємо для розрахунку пасивних елементів формули (1.27), (1.28), (1.29), (1.30).

Отримаємо розрахункове значення ємностей C_4 з співвідношення (1.27).
 $C_4 = 3333n\Phi$.

Номінальне значення : $C_4 = 3300n\Phi$,

Опір R_{12} розраховуємо за співвідношенням (1.28) з якого знаходимо номінальне значення:

Розрахункове значення опору R_{20} отримаємо таке:

$$R_{12} = 78,3(\kappa Ом)$$

Номінальне значення опору R_{20} отримаємо таке:

$$R_{12} = 75(\kappa Ом)$$

Опір R_{14} розраховуємо за співвідношенням (1.29) з якого знаходимо номінальне значення:

Розрахункове значення опору R_{14} отримаємо таке:

$$R_{14} = 375(\kappa Ом) .$$

Номінальне значення опору R_{14} отримаємо таке:

$$R_{14} = 360(\text{кОм}).$$

Опір R_{16} розраховуємо за співвідношенням (1.30) з якого знаходимо номінальне значення.

Розрахункове значення опору R_{16} отримаємо таке:

$$R_{16} = 93,75(\text{кОм}).$$

Номінальне значення опору R_{16} отримаємо таке:

$$R_{16} = 91(\text{кОм}).$$

Орієнтуючись на найбільш поширені значення вхідного і вихідного опорів ОП ($R_{\text{вх}} \approx 10^6 \text{ Ом}$, $R_{\text{вих}} \approx 100 \text{ Ом}$.) перевіримо виконання умов реалізації за рис 1.3., за такими формулами наведеними нижче і пункті 1.5

$$R_1 \ll R_{\text{вх}},$$

$$\frac{1}{\omega_{\text{зр}} C_1} \gg R_{\text{вих}}.$$

Для фільтра першого порядку отримаємо такі значення:

$$R_1 \approx 75000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \quad \frac{1}{\omega_{\text{зр}} C_1} \approx 16000 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Оскільки всі умови виконуються з десятикратним перебільшенням, то ємності і опори залишаємо в такому вигляді і результати розрахунків розрахункові і номінальні значення пасивних елементів ФНЧ 1-го порядку занесемо до таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Результати розрахунку пасивних елементів ФНЧ 1-го порядку

Параметр и елементів	$C_4, \text{пФ}$	R_{12} ,кОм	R_{14} , кОм	R_{16} ,кОм
Розрахова не значення	3333	78,3	375	93,75
Номіналь ні значення	3300	75	360	91

3.5 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланок ФВЧ 2-го порядку на основі ДНКН

Для розрахунку фільтра високих частот другого порядку чи ланки другого порядку фільтра Чебишева потрібно знати відому частоту зрізу, коефіцієнт підсилення K , необхідно знати такі формули ,які наведені нижче. Ці розрахункові формули наведені в пункті 1.5. і відповідають першим трьом каскадам зображених на рис. 1.4.

$$C_1 = \frac{10}{f_c} (\text{мкФ}),$$

$$R_2 = \frac{4C}{(B + \sqrt{B^2 + 8C(K-1)})w_{zp} * C_1},$$

$$R_1 = \frac{C}{C_1^2 w_{zp}^2 R_2},$$

$$R_3 = \frac{KR_2}{K-1},$$

$$R_4 = KR_2.$$

Щоб розрахувати правильно пасивні елементи фільтра, треба виконати такі дії:

- 1.Знайти нормовані значення коефіцієнтів B і C [4].
- 2.Вибрати номінальні значення ємності C_2 (близьке до значення

$10/fzр$ мкФ) і номінальне значення ємності C_1 . Якщо K більше одиниці, розрахувати значення опорів за формулами (1.20), (1.21), (1.22), (1.23). Якщо $K=1$, то опори R_1, R_2 мають значення значно вище, а опори R_3, R_4 замінюються відповідно на розімкнуте і короткозамкнуте коло.

3. Вибрати номінальні значення опорів як умово ближчі до розрахункових значень і побудувати фільтр другого порядку в відповідності до схеми (рис. 1.4).

Так як $K=2$, використовуємо для розрахунку пасивних елементів формули (2.32), (2.33), (2.34), (2.35), (2.36).

Отримаємо розрахункові значення ємностей $C_1, C_2, C_5, C_7, C_8, C_9, C_{12}$ з співвідношення (2.32). $C_1 = C_2 = C_5 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{12} = 1250nФ$

Номінальне значення : $C_1 = C_2 = C_5 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{12} = 1200nФ$

Опори R_7, R_{21}, R_{32} розраховуємо за співвідношенням (1.34) з яких знаходимо номінальні значення:

Розрахункові значення опорів R_7, R_{21}, R_{32} отримаємо такі:

$$R_7 = 12,071(кОм); R_{21} = 10,603(кОм); R_{32} = 7,361(кОм).$$

Номінальні значення опорів R_7, R_{21}, R_{32} отримаємо такі:

$$R_7 = 12(кОм); R_{21} = 10(кОм); R_{32} = 6,8(кОм).$$

Опори R_2, R_{18}, R_{28} розраховуємо за співвідношенням (1.33) з яких знаходимо номінальні значення:

Розрахункові значення опорів R_2, R_{18}, R_{28} отримаємо такі:

$$R_2 = 22,626(кОм); R_{18} = 16,956(кОм); R_{28} = 8,614(кОм).$$

Номінальні значення опорів R_2, R_{18}, R_{28} отримаємо такі:

$$R_2 = 22(кОм); R_{18} = 16(кОм); R_{28} = 8,2(кОм).$$

Опори $R_5, R_{10}, R_{20}, R_{22}, R_{29}, R_{35}$ розраховуємо за співвідношеннями (1.35), (1.36) з яких знаходимо номінальні значення:

Розрахункові значення опорів $R_5, R_{10}, R_{20}, R_{22}, R_{29}, R_{35}$ отримаємо такі:

$$R_5 = R_{10} = 45,252(кОм); R_{20} = R_{22} = 33,912(кОм); R_{29} = R_{35} = 17,228(кОм).$$

Номінальні значення опорів $R_5, R_{10}, R_{20}, R_{22}, R_{29}, R_{35}$ отримаємо такі:

$$R_5 = R_{10} = 43(\text{кОм}); R_{20} = R_{22} = 33(\text{кОм}); R_{29} = R_{35} = 16(\text{кОм}).$$

Умови реалізації для схеми рис. 1.4 визначаються співвідношенням (1.45) [17]

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega_{зр} C_1}, \frac{1}{\omega_{зр} C_2} \ll R_{ex}; R_1 \gg R_{вх} \quad ,$$

Для першого каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 R_2 \approx 264000 \ll 10^6 \text{ Ом}; R_1 = 12000 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Для другого каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 R_2 \approx 160000 \ll 10^6 \text{ Ом}; \text{ Ом}; R_1 = 10000 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Для третього каскаду отримаємо такі значення

$$R_1 R_2 \approx 55760 \ll 10^6 \text{ Ом}; \text{ Ом}; R_1 = 6800 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Так як умови реалізації задовольняють умові то можна заносити розрахункові і номінальні дані в таблицю

Розрахункові і номінальні значення ФВЧ 2-го порядку заносимо до таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Результати розрахунку пасивних елементів ФВЧ 2-го порядку

Параметри елементів	$C_1, C_2, C_5, C_7, \text{пФ}$	$C_8, C_9, C_{12}, \text{пФ}$	$R_7, R_{21}, R_{32}, \text{кОм}$	$R_2, R_{18}, R_{28}, \text{кОм}$	$R_5 = R_{10}, R_{20} = R_{22}, R_{29} = R_{35}, \text{кОм}$
Розраховані значення	1250	1250	12,071 10,603 7,361	22,626 16,956 8,614	45,252 33,912 17,228
Номінальні значення	1200	1200	12 10 6,8	22 16 8,2	43 33 16

3.6 Розрахунок фільтра високих частот першого порядку

Щоб реалізувати фільтр 7-го порядку, треба взяти 3 ланки ФВЧ 2-го порядку на ОП і 1-ну ланку ФВЧ 1-го порядку. Оскільки 3 ланки ФВЧ 2-го порядку вже підібрано, тобто залишилось розрахувати 1-ну ланку ФВЧ 1-го порядку на ОП, яка зображена на рис. 1.5.

Для розрахунку фільтра першого порядку чи ланки першого порядку фільтра Чебишева, який має частоту зрізу f_z (Гц), чи коефіцієнт підсилення K , треба виконати наступні вимоги:

1. Знайти нормовані значення коефіцієнтів B і C [4].

2. Вибрати номінальне значення ємності C_7 (близьке до значення $10/f_z$ мкФ).

3. Якщо K більше одиниці, використовувати схему зображену на рис.2.5 і розрахувати значення опорів за формулами, які знаходяться нижче і наведені в пункті 1.5.

$$C_1 = \frac{10}{f_c} (\text{мкФ}),$$

$$R_1 = \frac{C}{C_1 w_{зр}},$$

$$R_2 = \frac{KR_1}{K-1},$$

$$R_3 = KR_1.$$

Якщо $K=1$, використовувати схему, яка знаходиться в літературі [4].

Так як $K=1,25$, використовуємо для розрахунку пасивних елементів формули (1.39), (1.40), (1.41), (1.42).

Отримаємо розрахункове значення ємностей C_{12} з співвідношення (1.39). $C_{12} = 1250n\Phi$.

Номінальне значення : $C_{12} = 1200n\Phi$,

Опір R_{40} розраховуємо за співвідношенням (1.40) з якого знаходимо номінальне значення:

Розрахункове значення опору R_{40} отримаємо таке:

$$R_{40} = 3,407(\kappa\text{Ом}).$$

Номінальне значення опору R_{40} отримаємо таке:

$$R_{40} = 3,3(\kappa\text{Ом}).$$

Опір R_{43} розраховуємо за співвідношенням (1.41) з якого знаходимо номінальне значення:

Розрахункове значення опору R_{43} отримаємо таке:

$$R_{43} = 17,035(\kappa\text{Ом}).$$

Номінальне значення опору R_{43} отримаємо таке:

$$R_{43} = 16(\kappa\text{Ом}).$$

Опір R_{46} розраховуємо за співвідношенням (1.42) з якого знаходимо номінальне значення:

Розрахункове значення опору R_{46} отримаємо таке:

$$R_{46} = 4,258(\kappa\text{Ом}).$$

Номінальне значення опору R_{46} отримаємо таке:

$$R_{46} = 3,9(\kappa\text{Ом}).$$

Орієнтуючись на найбільш поширені значення вхідного і вихідного опорів ОП ($R_{\text{вх}} \approx 10^6 \text{ Ом}$, $R_{\text{вих}} \approx 100 \text{ Ом}$.) перевіримо виконання умов реалізації за рис. 1.5., за такими формулами наведеними нижче і пункті 1.5.:

$$R_1, R_2 \ll R_{\text{вх}}; R_1, \frac{1}{\omega_{\text{зр}} C_1} \gg R_{\text{вих}}.$$

Для фільтра першого порядку отримаємо такі значення:

$$R_1 \approx 3300 \ll 10^6 \text{ Ом}; \quad \frac{1}{\omega_{zp} C_1} \approx 16587 \gg 100 \text{ Ом}.$$

Оскільки всі умови виконуються з десятикратним перебільшенням, то ємності і опори залишаємо в такому вигляді і результати розрахунків розрахункові і номінальні значення пасивних елементів ФВЧ 1-го порядку занесемо до таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – Результати розрахунку пасивних елементів ФВЧ 1-го порядку

Параметри елементів	$C_{12}, \text{пФ}$	$R_{40}, \text{кОм}$	$R_{43}, \text{кОм}$	$R_{16}, \text{кОм}$
Розраховане значення	1250	3,407	17,035	4,258
Номінальні значення	1200	3,3	16	3,9

3.7 Вибір операційного підсилювача

Визначення параметрів елементів фільтра проведено для ідеального операційного підсилювача, який має необмежений коефіцієнт підсилення в необмеженому проміжку частот, нескінченний вхідний і нульовий вихідний опори, а також необмежену швидкість зростання вихідної напруги. Характеристики реальних ОП значно поступають характеристикам ідеального. Тому при виборі ОП повинні виконуватись ряд вимог, які називають умовами реалізації [17]. Умови реалізації, що стосуються співвідношень між параметрами елементів ланок фільтра і вхідного або вихідного опорів ОП, задаються співвідношеннями (1.31) для рис. 1.2; (1.32) для рис. 1.3. При остаточному виборі параметрів елементів ланок умови

реалізації враховується в припущенні, що вхідний і вихідний опір ОП становлять відповідно 1 МОм і 100 Ом.

Крім умов реалізації, що накладають певні обмеження на вхідний і вихідний опори ОП, його частота одиничного підсилення повинна задовольняти умові [22]

$$f_1 \geq f_{зр_2} H_0 , \quad (3.5)$$

де H_0 - коефіцієнт підсилення каскаду f_1 - частота одиничного підсилення ОП, а $f_{зр}$ - більша з частот смугового фільтра. Оскільки у всіх каскадів ФНЧ коефіцієнт підсилення не перевищує 2, а частота $f_{зр} = 3000$ Гц, то частота одиничного підсилення ОП повинна бути не меншою 6000 Гц.

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача з розімкнутим зворотнім зв'язком повинен в крайньому разі в 50 разів перевищувати коефіцієнт підсилення в робочому режимі. Оскільки коефіцієнт підсилення ланок фільтра не перевищує 2-х при досить низькій частоті зрізу $f_{зр} = 3000$ Гц, то цій вимозі задовольняє більшість сучасних ОП, в тому числі ОП КР140УД6 характеристики якого наведені в табл.3.5. [1].

Перевіримо також виконання вимоги до швидкості зростання вихідної напруги і її максимальної амплітуди.

Швидкість зростання вихідної напруги (В/мкс) при якій не виникають нелінійні спотворення, повинна перевищувати $0.5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.мах}$, тобто $U_i > 0.5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.мах}$. Для ОП КР 140УД6А $U_i = 2$ В/мкс, $U_{вих.мах} = 15$ В, а частота зрізу фільтра $f_{зр1} = 3000$ Гц і $f_{зр2} = 8000$ Гц. Тому права частина нерівності складає 0,2826 В/мкс і 0,7536 В/мкс, що значно менше лівої частини. Таким чином ОП КР 140УД6А задовольняє вимогам до підсилювального елементу фільтра.

Таблиця 3.5 – Параметри ОП

Параметр	Типовий	Мінімальний	Максимальний
Напруга джерела живлення, В	15±10%	5	18
Споживаний струм, мА	2,8	—	4
Опір навантаження, кОм	2	—	—
Максимальна вихідна напруга на $R_n = 2$ кОм, В	±12,5	—	—
Максимальна вихідна синфазна напруга, В	—	-15	+15
Коефіцієнт підсилення по напрузі, тис.	60/80	50/30	—
Коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг	—	3200	—
Вхідний диференціальний опір, кОм	3000/2000	1000	—
Вихідний опір, Ом	60	—	—
Початкова ЕРС зміщення, мВ	—	±5/±8	±10
Початковий середній вхідний струм, нА	25/30	—	100
Початкова різниця вхідних струмів, нА	6/7	—	25
Температурний коефіцієнт ЕРС зміщення, мкВ/°С	20	—	—
Температурний коефіцієнт середнього вхідного струму, нА/°С	-0,15	—	-0,35
Граничні частоти смуги пропускання:			
з корекцією, але без зворотнього зв'язку, Гц	50-100	—	—
повної потужності на $R_n \parallel 100$ пФ, кГц	60/60	—	—
Одиничного підсилення, мГц	1	—	—
Швидкість зростання вихідної напруги, В/мкс	2/2,5	—	—
Корекція	внутрішня	—	—
Діапазон робочих температур, °С	-60÷+125	—	—

3.8 Чутливість характеристик ланок RC-фільтру до зміни параметрів елементів

Оскільки проектування фільтра здійснюється за вимогами до АЧХ, то найбільший інтерес являє чутливість саме АЧХ до зміни параметрів

елементів. Аналіз чутливості АЧХ дозволяє визначити допуски на параметри пасивних елементів.

Існують декілька методів визначення чутливості АЧХ, але для кіл з обмеженою кількістю елементів найбільш ефективним є метод символічних функцій [18]. Для його використання необхідно мати аналітичний вираз для передатної функції. Аналітичні вирази для передатних функцій ланок ФНЧ(1-й, 2-й і 3-й каскади на рис.) визначаються будь-яким методом теорії кіл і мають вигляд:

$$\underline{H}_{1,2,3}(j\omega) = \frac{1}{1 - R_1 C_1 R_2 \omega^2 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)} \quad (3.6)$$

Чутливості АЧХ каскадів ФНЧ знайдені на підставі виразів (1.33), (1.34) і з використанням параметрів елементів наведених у табл. 3.1.÷3.4., визначаються співвідношеннями:

Для 1-го каскаду:

$$\begin{aligned} S_{R6}^{|H_1|} &= -1 + (1 - 2.76602 \cdot 10^{-2} \omega^2 / \omega_{p1}^2) \cdot D_1^{-1}, \\ S_{R11}^{|H_1|} &= -1 + (1 - 2.449948 \cdot 10^{-1} \omega^2 / \omega_{p1}^2) \cdot D_1^{-1}, \\ S_{C3}^{|H_1|} &= -1 + (1 - 2.449948 \cdot 10^{-1} \omega^2 / \omega_{p1}^2) \cdot D_1^{-1}, \\ S_{C6}^{|H_1|} &= -1 + (1 + 7.273449 \cdot 10^{-1} \omega^2 / \omega_{p1}^2) \cdot D_1^{-1}, \end{aligned}$$

де

$$D_1 = 1 - 2.726551 \cdot 10^{-1} \omega^2 / \omega_{p1}^2 + \omega^4 / \omega_{p1}^4.$$

Для 2-го каскаду:

$$\begin{aligned} S_{R24}^{|H_2|} &= -1 + 0.087895567 D_2^{-1} \omega^2 / \omega_{p2}^2, \\ S_{R26}^{|H_2|} &= -1 + (1 - 0.9560522 \cdot 10^{-1} \omega^2 / \omega_{p2}^2) \cdot D_2^{-1}, \\ S_{C10}^{|H_2|} &= -1 + (1 - \omega^2 / \omega_{p2}^2) \cdot D_2^{-1}, \\ S_{C11}^{|H_2|} &= -1 + (1 - 0.792942 \omega^2 / \omega_{p2}^2) \cdot D_2^{-1}, \end{aligned}$$

де

$$D_2 = 1 - 1.792992\omega^2 / \omega_{p2}^2 + \omega^4 / \omega_{p2}^4$$

Для 3-го каскаду:

$$S_{R38}^{|H_3|} = -1 + (7.68049\omega^2 / \omega_{p3}^2) \cdot D_3^{-1},$$

$$S_{R44}^{|H_3|} = -1 + (1 - 0.9955483\omega^2 / \omega_{p3}^2) \cdot D_3^{-1},$$

$$S_{C13}^{|H_3|} = -1 + (1 - \omega^2 / \omega_{p3}^2) \cdot D_3^{-1},$$

$$S_{C14}^{|H_3|} = -1 + (1 - 0.9843894\omega^2 / \omega_{p3}^2) \cdot D_3^{-1},$$

$$D_3 = 1 - 1.99452\omega^2 / \omega_{p3}^2 + \omega^4 / \omega_{p3}^4.$$

Чутливості ланки ФНЧ 1-го порядку знаходиться і визначається виразом

$$\underline{H}_4(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_1}. \quad (3.7)$$

Для 4-го каскаду:

$$S_{R12}^{|H_4|} = -1 + (1 + 1.273449 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_4^{-1},$$

$$S_{C4}^{|H_4|} = -1 + (1 - 2.449948 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_4^{-1},$$

де

$$D_4 = 1 - 2.726551 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2 + \omega_{p4}^4 / \omega^2.$$

Чутливості ланок ФВЧ знаходяться на підставі НЧ-ВЧ перетворення і визначаються виразами:

Для 1-го каскаду:

$$S_{R2}^{|H_2|} = 1 - (1 - \omega_{p2}^2 / \omega^2) \cdot D_1^{-1},$$

$$S_{R7}^{|H_2|} = 1 - (1 + 1.273449 \cdot 10^{-1} \omega_{p2}^2 / \omega^2) \cdot D_1^{-1},$$

$$S_{C1}^{|H_2|} = 1 - (1 - 2.76602 \cdot 10^{-2} \omega_{p2}^2 / \omega^2) \cdot D_1^{-1},$$

$$S_{C2}^{|H_2|} = 1 - (1 - 2.449948 \cdot 10^{-1} \omega_{p2}^2 / \omega^2) \cdot D_1^{-1},$$

де

$$D_1 = 1 - 2.726551 \cdot 10^{-1} \omega_{p2}^2 / \omega^2 + \omega_{p2}^4 / \omega^2.$$

Для 2-го каскаду:

$$\begin{aligned}
 S_{R18}^{|H_4|} &= 1 - (1 - \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_2^{-1}, \\
 S_{R21}^{|H_4|} &= 1 - (1 - 0.792992 \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_2^{-1}, \\
 S_{C7}^{|H_4|} &= 1 - (8.7895567 \cdot 10^{-2} \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_2^{-1}, \\
 S_{C5}^{|H_4|} &= 1 - (1 - 0.9560522 \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_2^{-1}, \\
 D_2 &= 1 - 1.792992 (\omega_p / \omega)^2 + (\omega_p / \omega)^4.
 \end{aligned}$$

Для 3-го каскаду:

$$\begin{aligned}
 S_{R28}^{|H_6|} &= 1 - (1 - \omega_{p6}^2 / \omega^2) \cdot D_3^{-1}, \\
 S_{R32}^{|H_6|} &= 1 - (1 - 0.9843894 \omega_{p6}^2 / \omega^2) \cdot D_3^{-1}, \\
 S_{C8}^{|H_6|} &= 1 - (7.6804549 \omega_{p6}^2 / \omega^2) \cdot D_3^{-1}, \\
 S_{C9}^{|H_6|} &= -(1 - 0.995821 \omega_{p6}^2 / \omega^2) \cdot D_3^{-1}, \\
 S_{C14}^{|H_6|} &= 1 - (1 - 0.9555483 \omega_{p6}^2 / \omega^2) \cdot D_3^{-1},
 \end{aligned}$$

де

$$D_3 = 1 - 1 - 1.9843894 \omega_{p6}^2 / \omega^2 + \omega_{p6}^4 / \omega^6.$$

Для 4-го каскаду:

$$\begin{aligned}
 S_{R40}^{|H_4|} &= -1 + (1 + 1.273449 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_4^{-1}, \\
 S_{C12}^{|H_4|} &= -1 + (1 - 2.449948 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2) \cdot D_4^{-1},
 \end{aligned}$$

де

$$D_4 = 1 - 2.726551 \cdot 10^{-1} \omega_{p4}^2 / \omega^2 + \omega_{p4}^4 / \omega^2.$$

Оскільки ланки ФВЧ отримані з ланок ФНЧ через частотні перетворення, то чутливість ланок ФВЧ до зміни параметрів елементів збігаються з відповідними чутливостями ланок ФНЧ за модулем, але протилежні за знаком [14]. Так в таблиці 3.6 чутливості першої ланки ФНЧ пов'язані з чутливостями другої ланки ФВЧ співвідношеннями:

$$S_{R1}^{|H_1|} = -S_{C3}^{|H_2|}; S_{R2}^{|H_1|} = -S_{C4}^{|H_3|}; S_{C1}^{|H_1|} = -S_{R4}^{|H_3|}; S_{C2}^{|H_1|} = -S_{R5}^{|H_3|}.$$

Аналогічні співвідношення мають місце на інших пар ланок ФНЧ і ФВЧ, пов'язаних НЧ-ВЧ перетвореннями. В табл. 3.6 наведені значення чутливостей ланок ФНЧ, розраховані на граничних частотах і частотах полюсів.

Таблиця 3.6 – Чутливість елементів

Ланки ФНЧ	F, Гц S				
		0	3000	f_p	
1	$S_{R6}^{ H_1 }$	0	-0,1887965	-0,9876701	-0,437090
	$S_{R11}^{ H_1 }$	0	-0,8862179	-1,0152827	-0,562910
	$S_{C3}^{ H_1 }$	0	-1,2246529	-1,111207	-1
	$S_{C6}^{ H_1 }$	0	-0,4503615	-0,8917458	0
2	$S_{R24}^{ H_2 }$	-1	-0,4008109	-0,8424083	-0,5754001
	$S_{R26}^{ H_2 }$	1	1,4386273	-0,71418668	0,212300
	$S_{C10}^{ H_2 }$	0	0,3890329	-1,7924825	-1
	$S_{C11}^{ H_2 }$	0	0,6226389	-1,4218291	0
3	$S_{R38}^{ H_3 }$	-1	-0,9965572	-0,5107167	-0,5079975
	$S_{R44}^{ H_3 }$	1	1,3300179	-0,32418171	0,26710271
	$S_{C13}^{ H_3 }$	0	0,3281447	-1,59040539	-1

Продовження таблиці 3.6

	$S_{C14}^{ H_3 }$		0,3351421	-0,5959342	0
4	$S_{R12}^{ H_4 }$		-0,1978965	-0,8967701	-0,347090
	$S_{C4}^{ H_4 }$		-1,2246529	-1,121173	-1

3.9 Визначення допусків на параметри елементів

Оскільки передатна характеристика активного RC-фільтра визначається виразом (1.12) (при $m=7$), то передатна АЧХ також визначається добутком передатних АЧХ окремих ланок. Тому, при визначенні чутливості фільтра до зміни параметрів елементів ланок виразом (1.33), чутливість всього фільтра збігається з відповідною чутливістю ланки [9].

Результати розрахунку чутливості АЧХ фільтра для найгіршого випадку знайдені за співвідношенням (1.32), наведені у таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Результати розрахунку чутливості АЧХ

f, Гц	0	3000
$S_{\Sigma}^{ H(\omega) }$	20.989992	29.52716

Визначення параметрів елементів фільтра проведено на підставі $A_{\max}=0,9\text{дБ}$, в той час, як за технічним завданням $A_{\max}=1\text{дБ}$, різниця $A_{\max}=0,3\text{дБ}$ є допуском на відхилення постійної ослаблення, обумовленим розкидом параметрів елементів. Відносне відхилення АЧХ з відхиленням постійної ослаблення, пов'язані співвідношенням

$$\frac{\Delta H(\omega)}{H(\omega)} = 10^{0.05\Delta A_{\max}} - 1 \approx 3.51422 \cdot 10^{-2}. \quad (3.8)$$

Оскільки відносні відхилення АЧХ пов'язані за чутливістю для найгіршого випадку співвідношеннями (1.36), то з врахованим (3.4) отримаємо

$$\frac{\Delta H(\omega)}{H(\omega)} \leq h S_{\Sigma}^{|H(\omega)|} \leq 3.51422 \cdot 10^{-2}.$$

Для частоти $f=4000$ Гц, на якій чутливість на найгірший випадок максимальна (див. Табл. 3.7) допуск на елемент складає

$$h = \frac{\Delta X}{X} \leq 1.1901652 \cdot 10^{-2}.$$

Отриману величину допуску технічно реалізувати складно. Тому необхідно відмовитись від визначення допуску на параметри елементів на підставі критерію, орієнтованого на найгірший варіант, який забезпечує стовідсоткову гарантію реалізації АЧХ в заданих межах.

Скористаємось статистичною багато параметричною чутливістю (критерієм Скоєфлера) (1.38). Результати розрахунку статистичної багато параметричної чутливості за даними табл. 3.8.

Таблиця 3.8 – Результати розрахунку статичної чутливості

f, Гц	0	3000
$S_{\sqrt{}}^{ H(\omega) }$	4.4375488	6,0332869

За умов, що допуски на всі елементи і функція розподілу ймовірностей відхилень параметрів елементів від номінального значення однакове,

середньостатистичне відхилення АЧХ від проектного значення дається виразом (1.40), який для частоти $f=3000\text{Гц}$ запишеться

$$\sigma_{\Delta H/H} = 6.0332869\sigma_{\Delta X/X} . \quad (3.9)$$

Для нормального закону розподілу ймовірностей відхилень $\sigma_{\Delta X/X} = h/3$, де h - допуск на елемент [19].

Оскільки відносні відхилення АЧХ від розрахункового значення не повинні виходити за межі, визначені виразом (3.9), то в 70% випадків АЧХ не буде відхилятися за межі $\sigma_{\Delta H/H}$ якщо допуски на параметри елементів задовольняють умові [19]

$$3.51422 \cdot 10^{-6} \geq 6.0332869 \cdot \frac{h}{3},$$

звідки знаходимо $h \leq 1.7474 \cdot 10^{-2}$.

Таким чином і за статистичною багато параметричною чутливістю вимоги на допуски досить жорсткі (менше 2%). Звідси випливає, що для реалізації СФ на елементах з допуском більше 1% обов'язкова настройка фільтра. Вибираємо резистори і конденсатори з допуском 5%, але послідовно з постійними (основними) опорами вмикаємо підстроєчні опори. Номінальні значення постійних і послідовного з ними включених підстроєних опорів. Типи обраних елементів та специфікація на них наведені у додатку Б.

3.10 Настроювання варіанта режекторного фільтра

Амплітудно-частотні характеристики ланок визначаються трьома параметрами – частотою полюсу, добротністю і коефіцієнтами передачі на нульові частоті ФНЧ. У ланок з одиничним коефіцієнтом передачі настроювання підлягають тільки частота полюсу і добротність, а у інших

ланок і коефіцієнт передачі. Оскільки практично складно провести підстройку ємностей конденсаторів номінали, яких складають тисячі і більше пФ, то доцільно цю операцію замінити підбором потрібного конденсатору за рахунок 5% розкиду їх ємностей.

В цьому випадку настроювання ланок фільтра здійснюється тільки підстроєчними опорами.

Настроювання ланок полягає в тому, щоб забезпечити теоретичні максимальні значення коефіцієнтів передачі H_m та частоті ω_m (див. (1.55) і (1.56)) і на частоті зрізу (див. вираз (1.57)). В табл. 3.9 наведені дані, які визначають екстремуми (максимуми) АЧХ ланок ФНЧ і значення на частоті зрізу $f=3000$ Гц і нульовій частоті.

Таблиця 3.9 – Настроювання ланок ФНЧ і ФВЧ

Ланка ФНЧ	1	2	3	4
F_m , Гц	2982	2363	1207	-
H_m	21.8	6.53456	2.8111783	-
$H_{зр}$	21	3.0327	0.539729	0.205414
H_0	2	2	2	1,25
Ланка ФВЧ	1	2	3	4
F_m , Гц	8046	10155	19879	-
H_m	21,8	6,53456	2,8111783	-
$H_{зр}$	21	3,03327	0,539729	0,205414
H_0	2	2	2	1,25

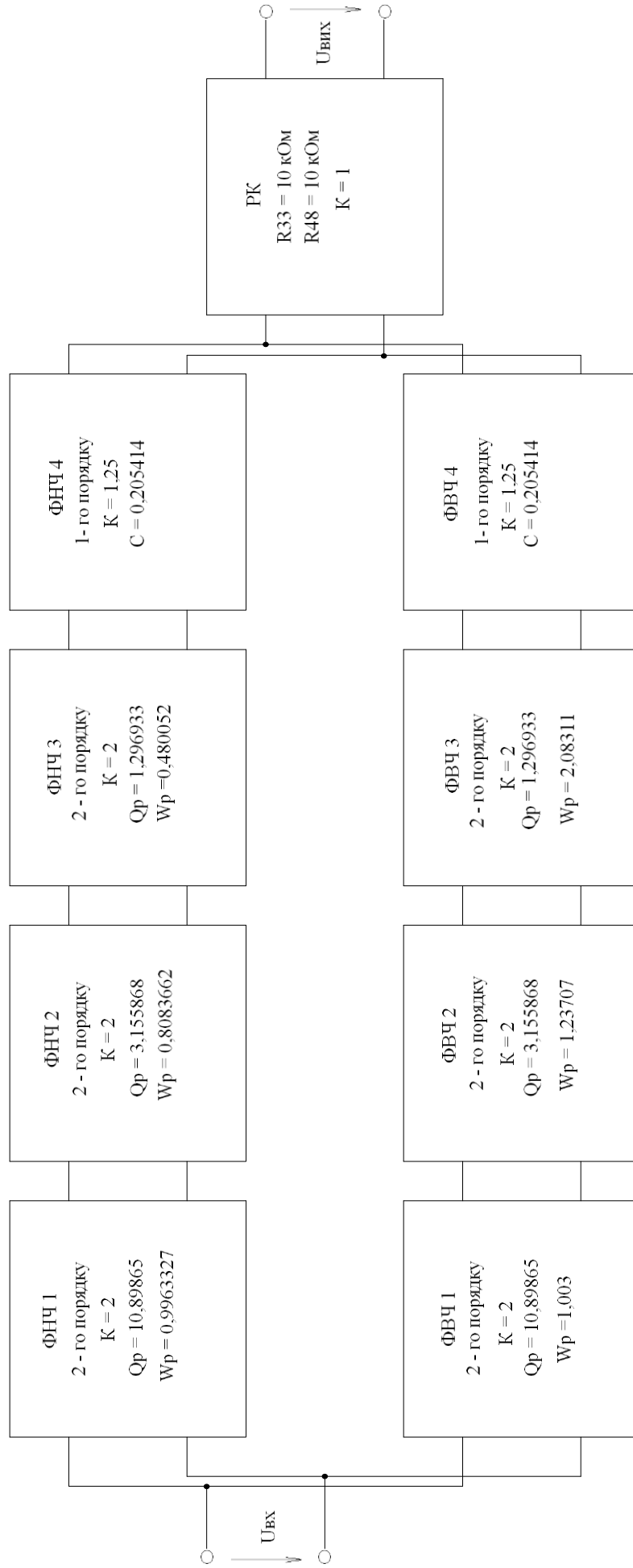


Рисунок 3.3 – Схема електрична структурна багатокаскадного режкторного RC- фільтру активного типу

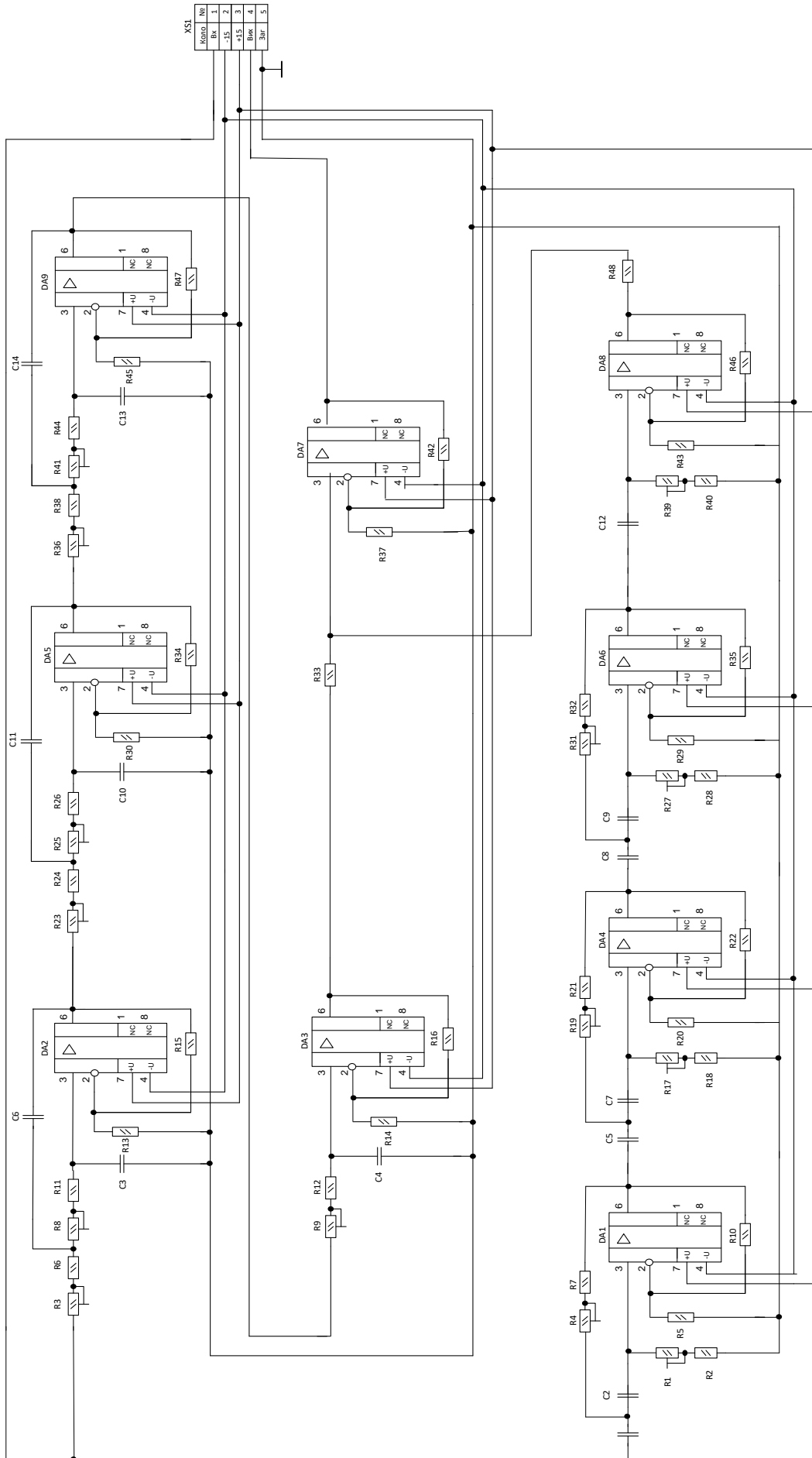


Рисунок 3.4 – Схема електрична принципова багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

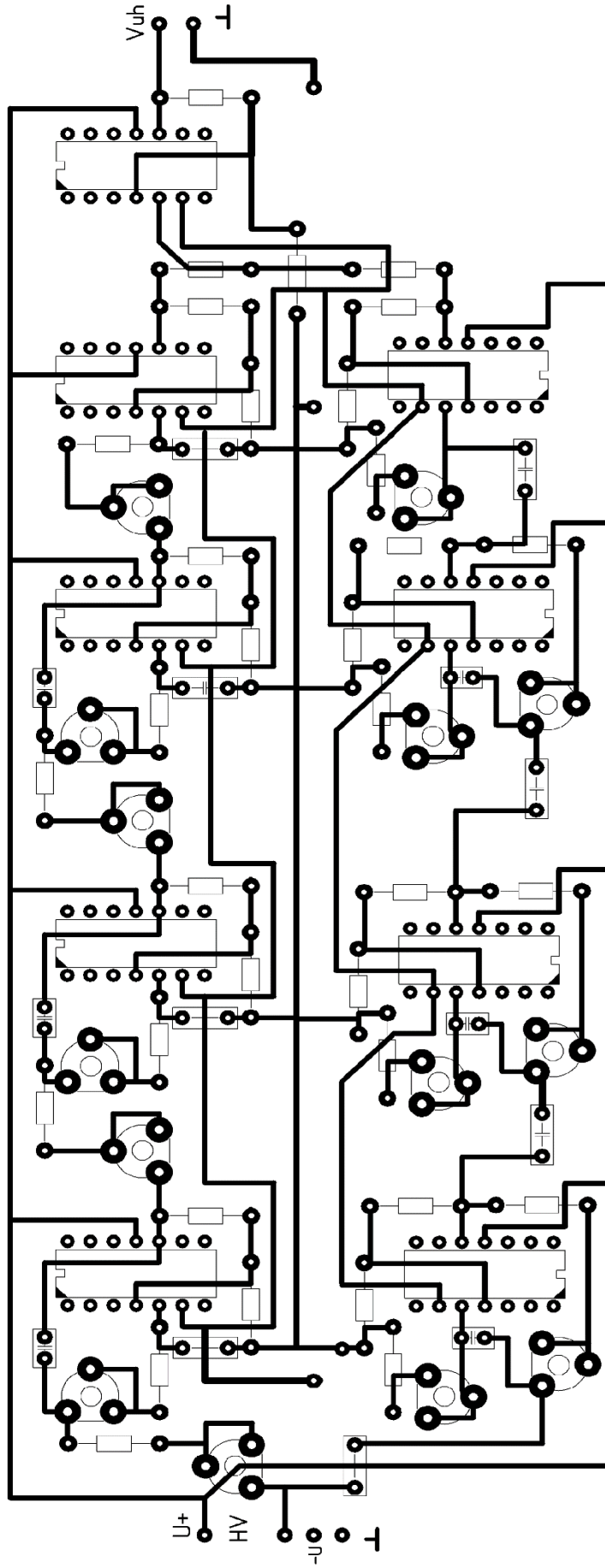


Рисунок 3.5 – Друкована плата багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

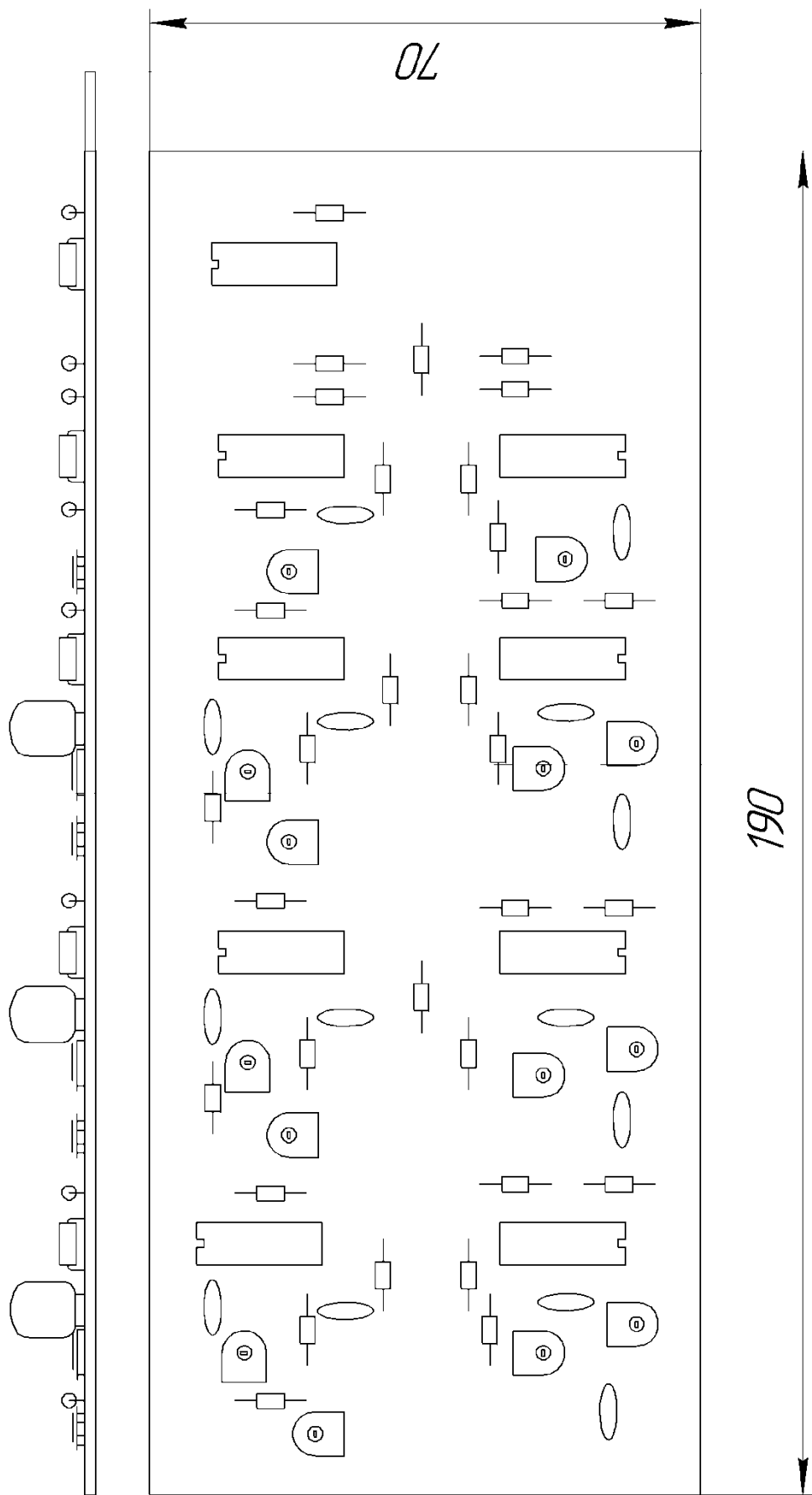


Рисунок 3.6 – Складальне креслення багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

Настроювання ланок фільтра складається з 2-етапів:

1. детерміністська настройка,
2. функціональна настройка,

Детерміністська настройка полягає в підгонці номіналів елементів під розрахункові значення. Практично конденсатори підбираються так, щоб їх ємності максимально близькими до розрахункових. Розрахункові значення опорів виставляються за допомогою підстроєних опорів.

Функціональна настройка здійснюється під час функціонування кожної ланки RC-фільтра окремо, і полягає в тому, що зміною опорів підстроєчних резисторів на частотах f_m і $f_{зр}$ виставляються розрахункові значення коефіцієнтів передачі .

Оскільки коефіцієнти передачі на частоті ω_m залежать тільки від добротності (див. вираз (1.41)), а на частотні $f_{зр}$ і від добротності і від частоти полюсу, то доцільно спочатку зміною опору одного з підстроєчних резисторів виставити розрахункове значення H_m на частоті f_m , а потім на частоті $f_{зр}$ зміною опору другого підстроєчного резистора виставити розрахункове значення $H_{зр}$. і знову повернутися до виставлення H_m на частоті f_m і т.д. На заключному етапі контролюється АЧХ всього фільтра під час його функціонування і в разі потреби проводиться додаткове підстроювання.

3.11 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання активного загороджуючого RC – фільтра з рівпохвильовою АЧХ

Моделювання фільтра на ЕОМ має на меті визначення амплітудно і фазо-частотних характеристик окремих ланок і всього фільтра, а також побудова графіків АЧХ і ФЧХ для розрахункових і номінальних значень параметрів елементів при ідеальному операційному підсилювачі. Моделювання і побудову графіків проведено за допомогою програми Electronics Workbench. Відповідні графіки АЧХ і ФЧХ наведені нижче.

Графіки АЧХ кожної ланки і каскадного з'єднання трьох ланок ФНЧ для розрахункових значень елементів повністю відповідають проектним, тобто характерні точки графіків АЧХ окремих ланок ФНЧ збігаються з розрахунковими даними, а графіки каскадного з'єднання чотирьох ланок ФНЧ є рівнохвильовими і не виходять за межі планованих допусків. Для номінальних значень параметрів елементів має місце незначне відхилення АЧХ окремих ланок і каскадного з'єднання ланок ФНЧ від розрахункових. Але завдяки тому, що було введено підстроєні опори значення допуску на відхилення пасивних елементів від номінальних значень взяли 5%, і тому графіки не виходять за межі проектних допусків.

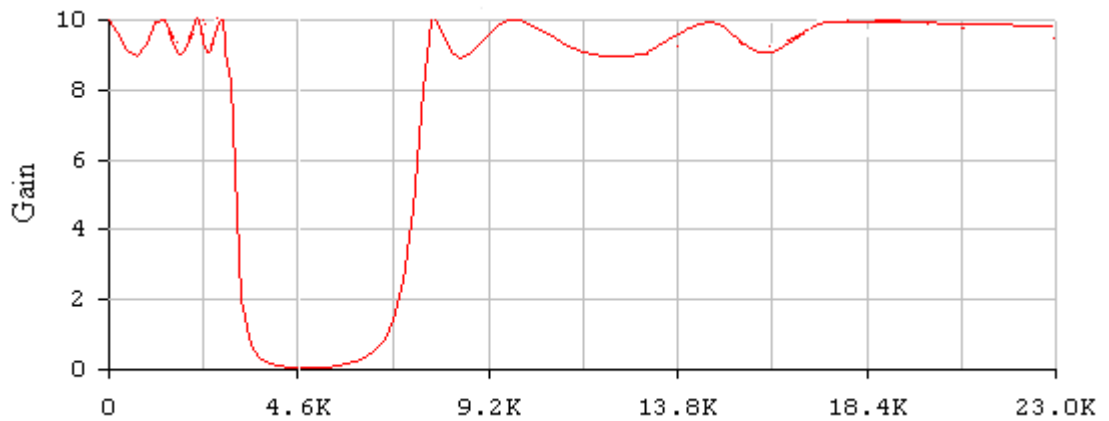


Рисунок 3.7 - АЧХ всього RC-фільтра

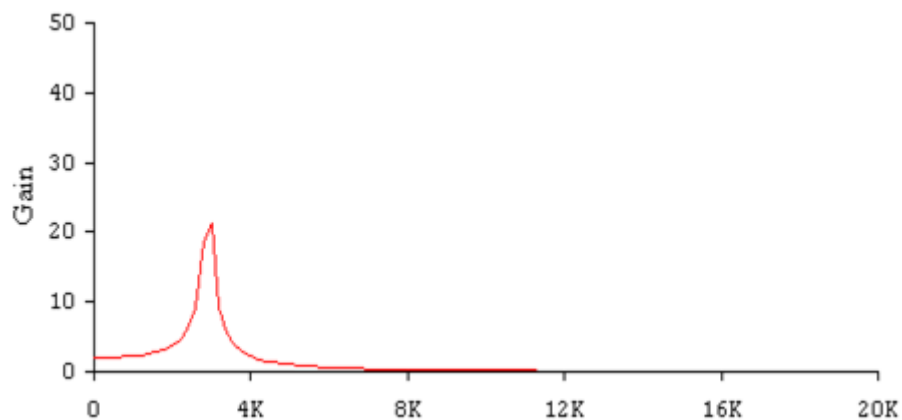


Рисунок 3.8- АЧХ 1-ї ланки ФНЧ RC-фільтра

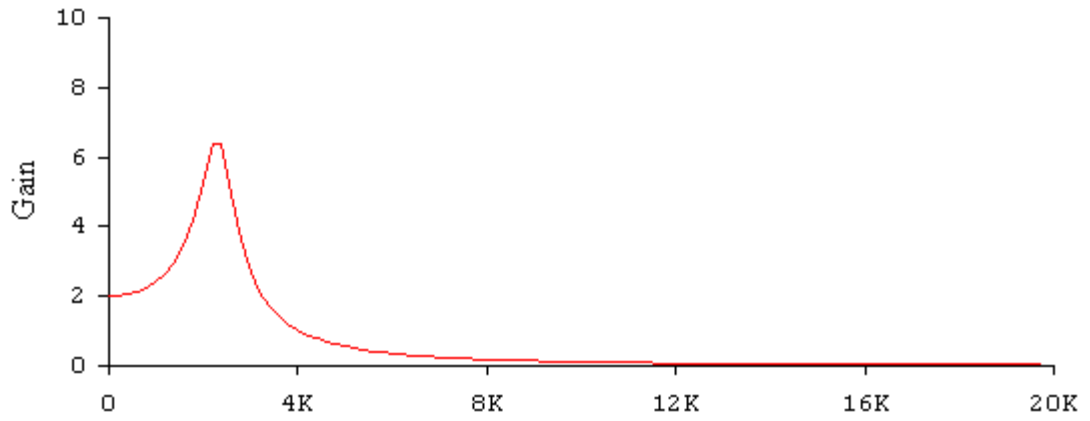


Рисунок 3.9- АЧХ 2-ї ланки ФНЧ RC-фільтра

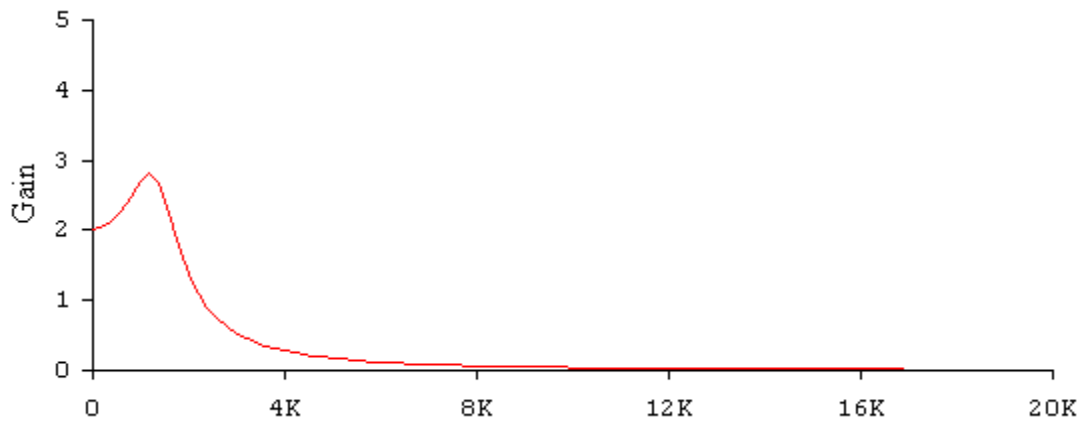


Рисунок 3.10- АЧХ 3-ї ланки ФНЧ RC-фільтра

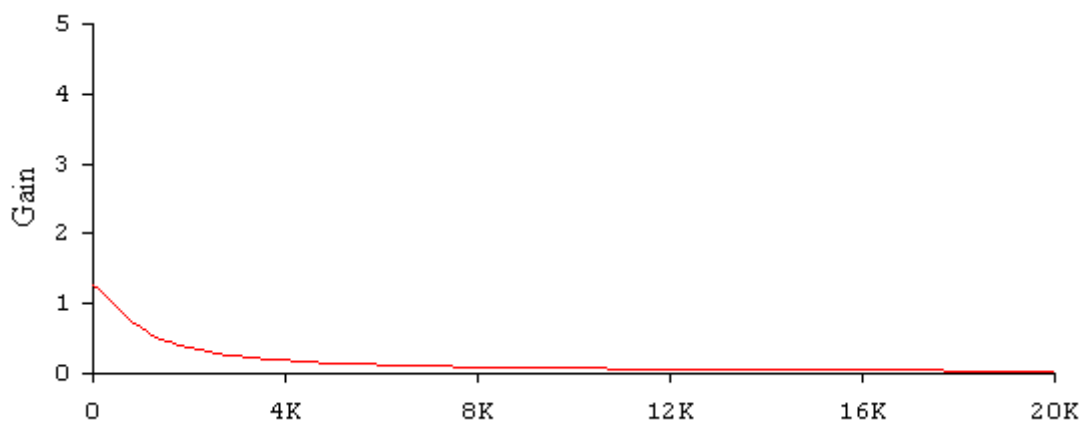


Рисунок 3.11 – АЧХ 4-ї ланки ФНЧ RC-фільтра

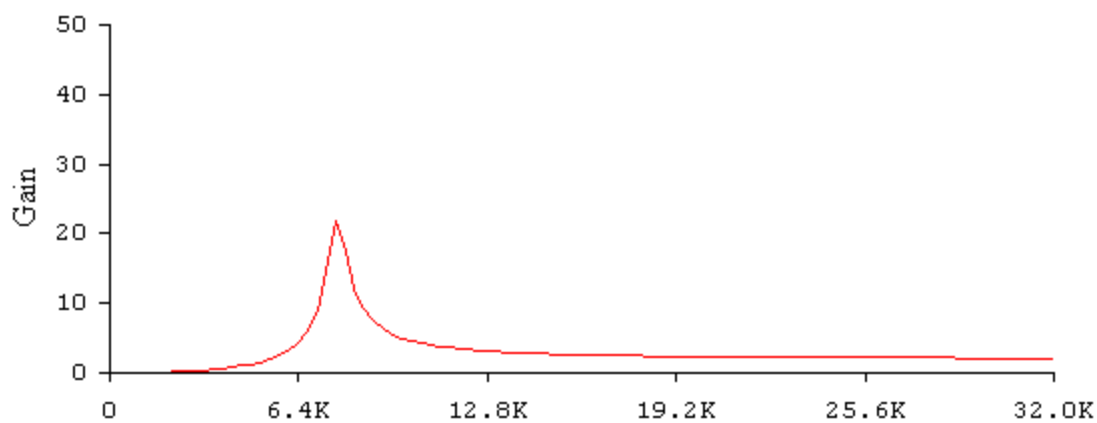


Рисунок 3.12- АЧХ 1-ї ланки ФВЧ RC-фільтра

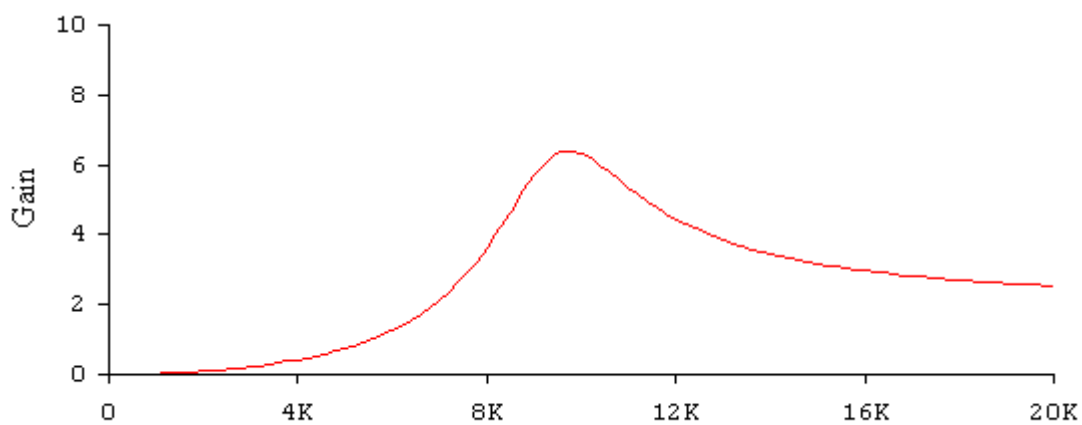


Рисунок 3.13- АЧХ 2-ї ланки ФВЧ RC-фільтра

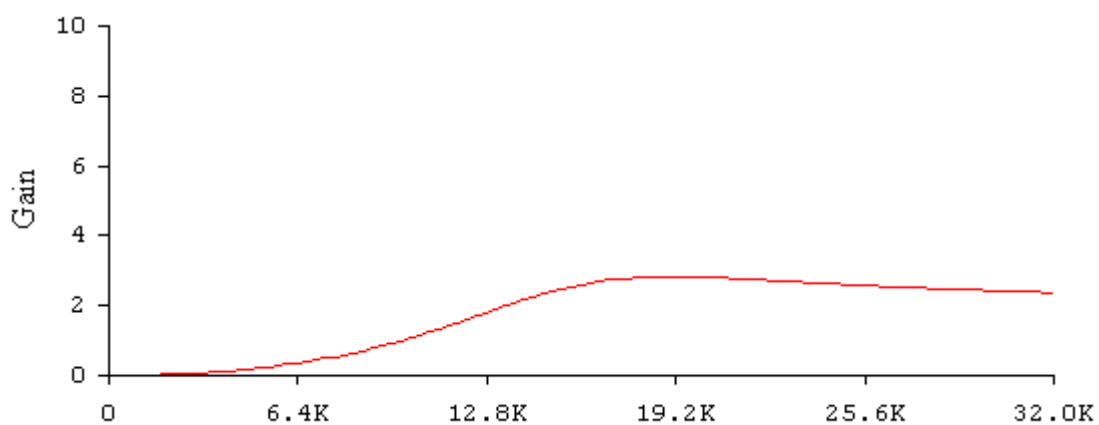


Рисунок 3.14- АЧХ 3-ї ланки ФВЧ RC-фільтра

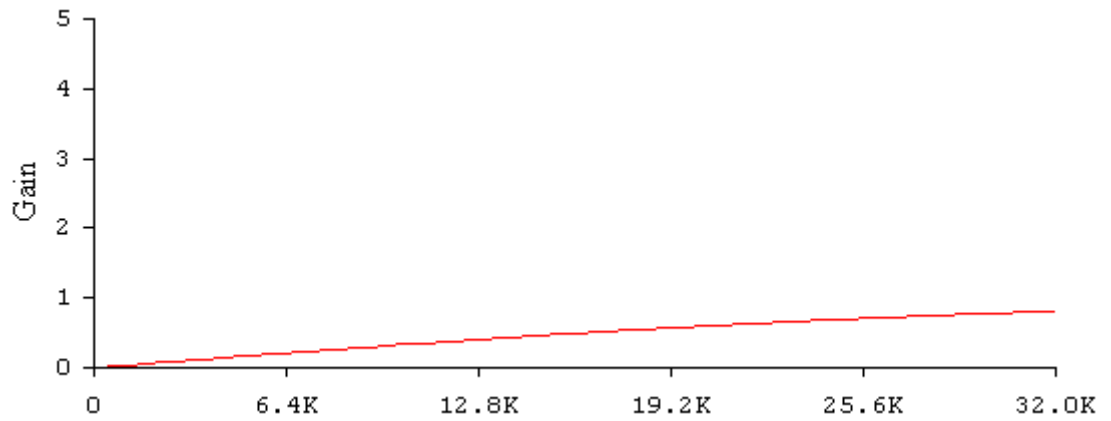


Рисунок 3.15 - АЧХ 4-ї ланки ФВЧ RC - фільтра

Отже, АЧХ з реальним операційним підсилювачем і з номінальними даними має незначне відхилення від розрахункової АЧХ, яке лежить в межах допуску.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Постійний розвиток, удосконалення виробництва, новації – все це великий крок на шляху до розвинутої держави. На сьогодні постає необхідність покращення стану охорони праці в Україні шляхом вдосконалення і поліпшення умов праці, знищення виробничого травматизму, удосконалення управління працею, покращення нагляду та контролю за дотриманням законодавства про працю України. Це все дуже важливо, враховуючи те, що покращення стану здоров'я, поліпшення умов праці – це запорука активності та професійного розвитку, а це в свою чергу – розвиток суспільства.

Охорона праці має за мету забезпечити здоров'я працівників від виробничого впливу негативних факторів і небезпеки. Здорові умови праці зберігають сили працівників, сприяють високій продуктивності праці. Разом із тим здорові умови праці убезпечують працівників від перевтоми, що сприяє їх активному способу життя і соціальній активності.

Небезпечні та шкідливі виробничі фактори [15] мали вплив на працівника під час розробки лабораторного макету багатокаскадного режекторного РС-фільтру активного типу наступні:

- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- недостатність природного освітлення;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- відсутність чи нестача природного світла;
- фізичні перевантаження (статичні);
- нервово - психічні перевантаження (перенапруга аналізаторів, емоційні навантаження).

Відповідно до визначених факторів формуємо рекомендації щодо безпечних умов праці під час виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

При організації робочого місця під час проектування комп'ютеризованого лабораторного стенду для дослідження системи управління технологічною установкою дискретної дії повинні бути дотримані наступні основні умови:

- оптимальне розміщення обладнання, що входить до складу робочого місця;
- достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи і переміщення;
- необхідно природне і штучне освітлення для виконання поставлених завдань;
- рівень акустичного шуму не повинен перевищувати допустимого значення [16].

Площа приміщень, у яких розміщуються ПК, визначається відповідно до діючих нормативних документів з розрахунку на одне робоче місце, обладнане ПК: площа - не менш 6,0 м², об'єм – не менш 20,0 м³, з урахуванням максимальної кількості осіб, що одночасно працюють у зміні [17].

При проектуванні письмового столу варто враховувати наступне:

- висота столу повинна бути вибрана з урахуванням можливості сидіти вільно, у зручній позі, при необхідності спираючись на підлокітники;
- нижня частина столу повинна бути сконструйована так, щоб проектувальник міг зручно сидіти, не був змушений підтискати ноги;
- поверхня столу повинна мати властивості, що виключають появу відблисків у полі зору працівника;
- конструкція столу повинна передбачати наявність висувних ящиків (не менше 3 для зберігання документації, канцелярського приладдя, особистих речей).

Параметри робочого місця вибираються відповідно до антропометричними характеристиками. При роботі в положенні сидячи рекомендуються такі параметри робочого простору:

- ширина не менше 700 мм;
- глибина не менше 400 мм;
- висота робочої поверхні столу над статтю 700-750 мм.

Оптимальними розмірами столу є:

- висота 710 мм;
- довжина столу 1300 мм;
- ширина столу 650 мм.

Під робочою поверхнею повинно бути передбачено простір для ніг:

- висота не менше 600 мм;
- ширина не менше 500 мм;
- глибина не менше 400 мм.

Необхідно передбачати при проектуванні можливість різного розміщення документів: збоку від ПК, між монітором і клавіатурою і т.п. Крім того, у випадках, коли ПК має низьку якість зображення, наприклад помітні мигтіння, відстань від очей до екрану роблять більше (біля 700мм), ніж відстань від ока до документа (300-450мм). Взагалі при високій якості зображення на ПК відстань від очей користувача до екрану, документа і клавіатури може бути рівним.

Створення сприятливих умов праці і правильне естетичне оформлення робочих місць на виробництві має велике значення як для полегшення праці, так і для підвищення його привабливості, позитивно впливає на продуктивність праці. Фарбування приміщень і меблів повинна сприяти створенню сприятливих умов для зорового сприйняття, гарного настрою. У службових приміщеннях, у яких виконується одноманітна розумова робота, що потребує значної нервової напруги і великого зосередження, фарбування

повинна бути спокійних тонів - малонасичених відтінків холодного зеленого або блакитного кольорів.

Нехтування елементарними правилами організації робочого місця оператора ПК призводить до значної напруги зорового аналізатора та появу скарг на незадоволеність роботою, головного болю, дратівливості, порушення сну, втомлюваності та больового відчуття в області поясиці, шиї, рук, порушенні тону судин, дистонії.

В приміщенні, де виконувалася робота використовується чотири провідна трифазна електромережа з заземленим нульовим проводом. Величина напруги цієї мережі становить $380 \times 220\text{В}$ (фазна напруга (фаза – «0») – 220В , а міжфазна лінійна (фаза – фаза) – 380В).

Категорія умов з небезпеки електротравматизму – без підвищеної небезпеки, оскільки чинники підвищеної небезпеки та особливої небезпеки відсутні [18].

Захисні заходи, які використовують в електроустановках умовно можна поділити на дві групи: ті, що забезпечують безпеку при нормальному режимі роботи електроустановок і ті, що забезпечують безпеку при аварійному режимі роботи.

Для запобігання електротравмам у приміщенні здійснюються:

1) ізоляція нормально струмоведучих елементів електроустаткування відповідно з вимогами нормативів;

2) захисне заземлення із використанням природних заземлювачів;

3) систематичне проведення інструктажу з електробезпека;

4) суворе дотримання правил електробезпеки на робочому місці.

Обслуговування, ремонт і налагодження ПК, вузлів і блоків ПК повинні виконуватися в окремому приміщенні (майстерні). Підлога всієї зони обслуговування, ремонту й налагодження ПК, вузлів і блоків ПК повинна бути покрита діелектричними килимками, строк використання яких після їхнього випробування на електричну міцність не минув, або ізолюючими підстилками (шириною не менш $0,75-0,8\text{м}$) для ніг.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат виробничих приміщень – це клімат внутрішнього середовища цих приміщень, який визначається діючими організм людини поєднаннями температури, вологості і швидкості руху повітря, а також температури навколишніх поверхонь.

Метеорологічні умови робочої середовища (мікроклімат) впливають на процес теплообміну і характер роботи. Тривалий вплив на людину несприятливих метеорологічних умов різко погіршує його самопочуття, знижує продуктивність праці і призводить до захворювань.

Висока температура повітря сприяє швидкій стомлюваності працюючого, може призвести до перегрівання організму, теплового удару. Низька температура повітря може викликати місцеве або загальне охолодження організму, може стати причиною простудного захворювання або обмороження.

За енерговитратами робота проектувальника, згідно Гігієнічної класифікація праці [19] відноситься до категорії I б. Нормовані значення параметрів мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.4.2.1

Таблиця 4.2.1 - Нормовані параметри мікроклімату в робочій зоні з категорією робіт I б.

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	40-60	0,1-0,3
Холодний	20-24	75	0,2

Для забезпечення допустимого значення параметрів необхідно надати можливість індивідуального регулювання роздачі повітря в приміщеннях

шляхом встановлення кондиціонерів. Крім того, в приміщенні встановлена загальна система опалення та систематично здійснюється вологе прибирання.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

У виробництві природні (фонові) параметри повітря додатково забруднюються викидами різних технологічних процесів (в основному при спалюванні палива, термічній і механічній обробці матеріалів, хімічних процесах). Запиленість повітря не повинна перевищувати вимог, викладених у ДСН 3.3.6.042-99 [13]. Джерелами запиленості повітря в приміщенні є одяг людей і пил, що проникає з вулиці. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в приміщенні, наведені в таблиці 4.2.2.

В процесі роботи ПК змінюється концентрація іонів у повітрі робочої зони. Допустимі рівні іонізації повітря наведені в таблиці 4.2.3.

Таблиця 4.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

Таблиця 4.2.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Нормалізуючий вплив на аероіонний склад повітря робочої зони

забезпечують: вентиляція, систематичне провітрювання приміщення та застосування іонізаторів.

4.2.3 Виробниче освітлення

Приміщення, в яких встановлені персональні комп'ютери, повинні мати природне та штучне освітлення відповідно до вимог.

Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, орієнтовані переважно на північ чи північний схід і забезпечувати коефіцієнт природною освітленості (КПО) не нижче ніж 1,5%.

Штучне освітлення в приміщеннях з робочими місцями має здійснюватись системою загального рівномірного освітлення. У разі переважної роботи з документами, допускається застосування системи комбінованого освітлення (крім системи загального освітлення додатково встановлюються світильники місцевого освітлення).

Як джерела світла в разі штучного освітлення мають застосовуватись переважно люмінесцентні лампи типу ЛБ. Допускається застосування ламп розжарювання у світильниках місцевого освітлення. Система загального освітлення має становити суцільні або переривчасті лінії світильників, розташовані збоку від робочих місць (переважно ліворуч), паралельно лінії зору працюючих.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні під час автоматизації побудови тезаурусу зазначені у таблиці 4.2.4:

Таблиця 4.2.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Природне освітлення в приміщенні забезпечується через вікна, орієнтовані на схід, які оснащені регульовальними жалюзіями.

4.2.4 Виробничий шум

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [14]. допустимі рівні шуму на робочому місці проектувальника наведені в таблиці 4.2.5.

Таблиця 4.2.5 - Рівень звукового тиску

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах з								
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Постійні робочі місця в промислових	107	95	87	82	78	75	73	71	69

Будівельно-акустичні методи захисту від шуму передбачені будівельними нормами і правилами це:

- ущільнення по периметру отворів вікон і дверей;
- використання звукопоглинаючого облицювання.

Устаткування, що становить джерело шуму, слід розташовувати поза приміщеннями, де знаходяться робочі місця. Для забезпечення допустимих рівнів шуму на робочих місцях слід застосовувати засоби звукопоглинання, вибір яких має обґрунтовуватись спеціальними інженерно-акустичними розрахунками

4.2.6 Виробничі випромінювання

Електромагнітні поля негативно впливають на організм людини, яка безпосередньо працює з джерелом випромінювання, а також на населення, яке мешкає поблизу джерел випромінювання. У результаті дії ЕМП на людину можливі гострі та хронічні форми порушення фізіологічних функцій організму. Ці порушення виникають в результаті дії електричної складової ЕМП на нервову систему, а також на структуру кори головного та спинного мозку, серцево-судинної системи.

Джерелом електромагнітних випромінювань на робочому місці проектувальника є ПК. Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК дослідника [15] наведені в таблиці 4.2.6.

Таблиця 4.2.6 - Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК

Вид поля	ТСО	MPR II
Змінне електричне поле 5 Гц – 2 кГц 2 кГц – 400 кГц	10 В/м 1 В/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	2,5 В/м 2,5 В/м на відстані 0,5 м навколо монітора
Змінне магнітне поле 5 Гц – 2 кГц 2 кГц – 400 кГц	250 нТл 200 мА/м 25 нТл 20 мА/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	250 нТл 200 мА/м 25 нТл 20 мА/м на відстані 0,5 м навколо монітора

Для захисту працівника від електромагнітних випромінювань доцільно використовувати тільки техніку, яка має сертифікат якості та дотримуватися встановленого режиму роботи за ПК.

4.3 Пожежна безпека

Пожежі в приміщеннях з оргтехнікою становлять особливу небезпеку, бо поєднані з великими матеріальними збитками. Пожежа може виникнути при взаємодії горючих речовин і джерел запалювання. Горючими речовинами є будівельні та опоряджувальні матеріали, пластмасові корпуси техніки, шнури тощо. Джерелами запалювання можуть бути електронні схеми комп'ютерів, принтерів, пристроїв електроживлення, де внаслідок різних порушень виникає перегрівання елементів, утворюються електричні іскри та дуги, здатні спричинити займання горючих матеріалів.

Приміщення, у якому відбувається розробки лабораторного макету багатокаскадного режекторного РС-фільтру активного типу [16] відноситься до категорії В, класу П-Па по пожежонебезпеці. До цієї зони відносяться

приміщення, у яких використовуються тверді чи волокнисті речовини, нездатні переходити в зважений стан. У приміщенні є пальні речовини: волокнисті (папір), тверді (дерево) пластмаси.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Для запобігання пожежі в приміщенні прийняті такі міри:

- передбачено вільний доступ до мережних рубильників і вимикачів;
- здійснюється інструктаж з пожежної безпеки і періодичний контроль знань про правила пожежної безпеки;
- встановлені два димових сповіщувача;
- заборона використання електронагрівальних приладів;
- двері на шляху руху людей відкриваються назовні;
- у сусідньому коридорі, поруч із приміщенням, знаходиться пожежний кран;
- ширина загального коридору, ширина та висота дверей відповідають нормативним значенням [17];
- призначено відповідального за пожежну безпеку в приміщенні.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Оскільки ПК мають велику вартість, з огляду на категорію пожежної небезпеки приміщення, будинку з використанням ПК повинні бути I і II ступеня вогнестійкості (тобто всі конструктивні елементи повинні бути достатньо стійкими до поширення полум'я). Фактично приміщення відповідає цим нормам (основні будівельні матеріали – цегла, бетон, скло).

У коридорах будинку встановлені пожежні крани. Вода використовується для гасіння пожеж у допоміжних службово-побутових приміщеннях. Пожежні крани розташовані на висоті 1,35 м від підлоги в

найбільш доступних місцях.

Для гасіння пожежі в початковій стадії його виникнення в приміщенні встановлено 2 вогнегасника: ВП-1 (вогнегасник порошковий 1,3л \pm 0,08), відповідно до вимог [18].

У приміщенні використовується система автоматичного пожежогасіння у відповідності до вимог [19]. Для подачі сигналів про пожежу у приміщенні встановлено пожежну сигналізацію. На видних місцях розміщені таблички із зазначенням номеру телефону для виклику пожежної охорони та правилами пожежної безпеки.

При обслуговуванні, ремонтних та профілактичних роботах використовуються різні лейкозаймісті рідини, прокладаються тимчасові електропровідники, здійснюється паяння. Виникає додаткова пожежна небезпека, яка потребує відповідних заходів пожежного захисту. До засобів гасіння пожежі, призначених для локалізації невеликих займань, належать вогнегасники, сухий пісок, азбестові ковдри.

Проходи до зовнішніх стаціонарних пожежних драбин, пожежного інвентарю, обладнання та засобів пожежогасіння вільні та утримуються справними.

Після закінчення роботи від усіх електроприладів, а також з мереж їх живлення повинна бути відключена напруга (за винятком протипожежних та охоронних установок). Електропроводи для підключення комп'ютерів, приладів повинні прокладені по негорючих конструктивних елементах.

ВИСНОВКИ

В бакалаврській дипломній роботі проведено розрахунки багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу. Було розроблено та досліджено два схемотехнічні варіанти режекторного RC- фільтру.

Перший варіант фільтру реалізований каскадним з'єднанням трьох ланок другого порядку, так як він є парного ($n=6$) порядку, всі розрахунки були виконані завдяки номінальним коефіцієнтам взятих із довідника. Всі активні RC-ланки побудовані на ДНКН. Розрахунок і побудова АЧХ окремих ланок і всього фільтру на ЕОМ, проведений за допомогою програми Multisim. Він підтвердив відповідність теоретичних та отриманих результатів. Але варіант 1 має слабкі селективні властивості.

Варіант 2 фільтру реалізований каскадним з'єднанням ФНЧ і ФВЧ. Кожний з складових фільтрів (ФНЧ і ФВЧ) дійсно виявились рівнохвильовими і мають шостий порядок. Результуючий смуговий фільтр виявився не рівно хвильовим, оскільки на частоті приблизно 2,8 кГц максимуми обох фільтрів збіглися і з'явився виділений максимум АЧХ СФ. Але цей виділений максимум не виходить за межі вимог технічного завдання. Результуючий порядок смугового фільтру дорівнює 12.

Пропонується два варіанти реалізації резистивних елементів фільтру:

1. послідовного з'єднання постійних опорів з номінальними значеннями параметрів, які в сумі приблизно дають розрахункові значення опорів.

2. послідовним з'єднанням постійного опору і підстроєного опору.

Ємності окремих каскадів фільтру реалізовані паралельним з'єднанням конденсаторів з номінальними значеннями так, щоб отримати результуючі ємності близькими до розрахункових. При чому за рахунок розкиду ємностей конденсаторів пропонується підбирати конденсатори з потрібним значенням ємностей.

Дослідження АЧХ і ФЧХ окремих ланок і всього фільтра, що здійснені з використанням пакету програм Multisim 10.1, підтвердив відповідність отриманих результатів теоретичним розрахункам і вимогам індивідуального завдання.

Передбачається використання отриманих результатів для математичного моделювання характеристик ФНЧ, ФВЧ і СФ в лабораторному практикумі дисциплін „Теорія електричних кіл і сигналів” і „Основи схемотехніки”.

Розроблені питання охорони праці та безпеки життєдіяльності.

В таблиці 1 зображенні результати моделювання і вимоги індивідуального завдання (ІЗ).

Таблиця 1 – Порівняння результатів моделювання і вимог ІЗ

№	Показники (параметри)	Одиниця виміру	Дані ІЗ	Результати моделювання
1	Максимальне ослаблення в смузі пропускання	дБ	1	1
2	Максимальний коефіцієнт передачі в смузі пропускання	рази	10	10
3	Смуга пропускання	кГц	5	5
4	Смуга затримування	кГц	2	2
5	Мінімальне ослаблення в смузі затримування	дБ	30	30

Як бачимо із таблиці результати моделювання повністю співпадають з даними технічного завдання, а це означає, що розрахунок пасивних елементів було розраховано вірно і операційний підсилювач теж було підібрано вірно.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Воробйова О. М. Основи схемотехніки : підручник / Воробйова О. М., Іванченко В. Д.. – [2-ге вид.]. – Одеса : Фенікс, 2009. – 388 с.
2. 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.
3. 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.
4. Юдін О. К. Електроніка : конспект лекцій. Модуль 1 / О. К. Юдін, Н. К. Гулак, А. В. Чунарьова. – Київ : НАУ, 2010. – 74 с.
5. 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.
6. 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.
7. Воробйова О. М. Основи схемотехніки : підручник / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса : Фенікс, 2009. – 388 с.
8. ДСТУ ОHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог ОHSAS 18001:2007 (ОHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с
9. ДСТУ ISO 9241-3-2001 Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://www.dnaop.com/html/3075/doc-%D0%94%D0%A1%D0%A2%D0%A3_ISO_9241-3-2001
10. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

11. Правила улаштування електроустановок. URL: <http://www.energiy.34.com.ua/PUE.html>.
12. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
13. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
14. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
15. Про мінімальні вимоги безпеки при роботі з дисплейним обладнанням: 90/270/ЕЭС. Брюссель : Рада Європейських співтовариств, 1990. URL: <http://docs.pravo.ru/document/view/32704903/>
16. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759
17. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf
18. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text> \
19. ДБН В.2.5-56:2010 Системи протипожежного захисту - [Електронний ресурс] - Режим доступу: - [Електронний ресурс] - http://minregion.gov.ua/attachments/files/bydivnitstvo/texnichne-regulyuvannya/normuvannja/DBN/2014/DBN_v.2.5-56-2010.pdf

Додаток А
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ НАВЧАЛЬНОЇ (БАКАЛАВРСЬКОЇ)
ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ**

**РОЗРОБКА ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТУ БАГАТОКАСКАДНОГО
РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ АКТИВНОГО ТИПУ**

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Розробка лабораторного макету багатокаскадного режекторного РС- фільтру активного типу»

Тип роботи: БДР
(БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

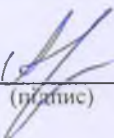
Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 92,38% Схожість 7,62%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

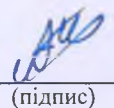
Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

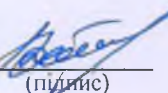
Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Олексій ШКАНДАЛА
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Андрій ВОЛОВИК
(прізвище, ініціали)

Додаток Б
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

РОЗРОБКА ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТУ БАГАТОКАСКАДНОГО РЕЖЕКТОРНОГО РС- ФІЛЬТРУ АКТИВНОГО ТИПУ

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-196
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Шкандала О. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц. доцент каф. ІРТС

Воловик А. Ю.

(прізвище та ініціали)

«15» 06 2023 р.

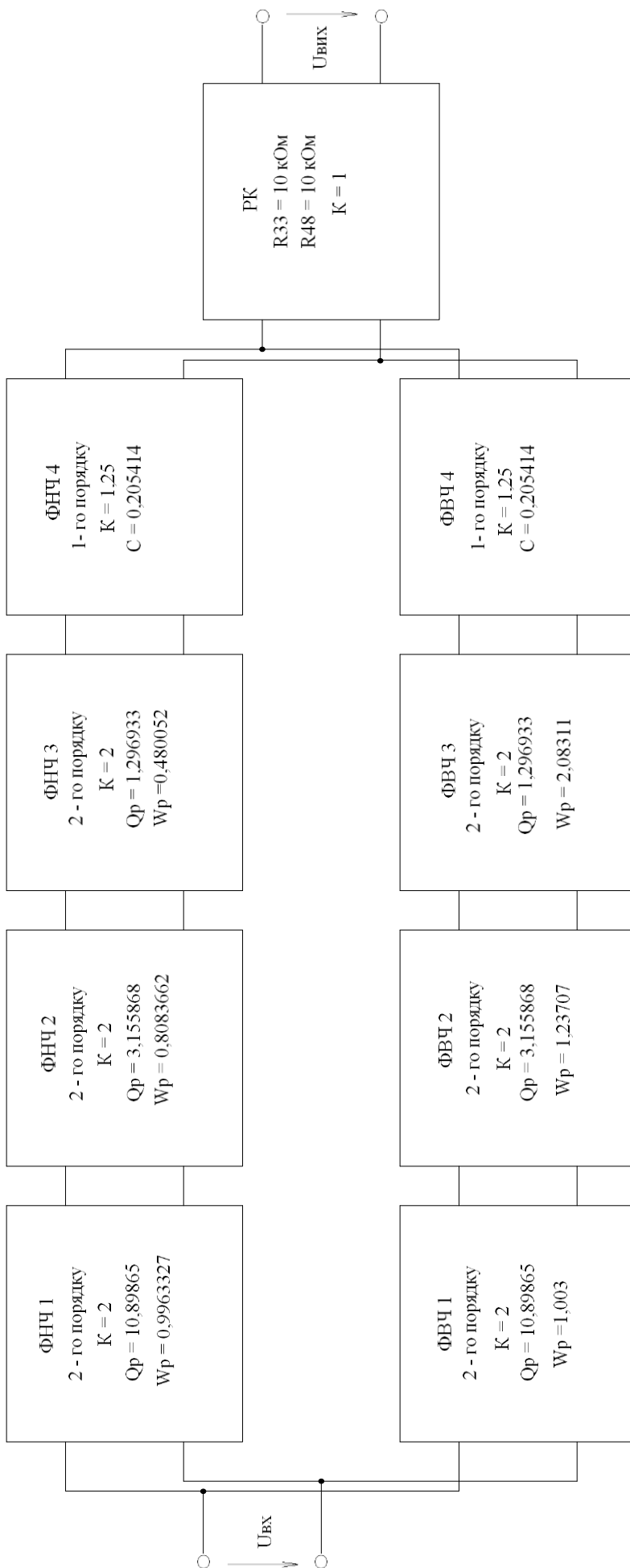


Рисунок 1 – Схема электрична структурна багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

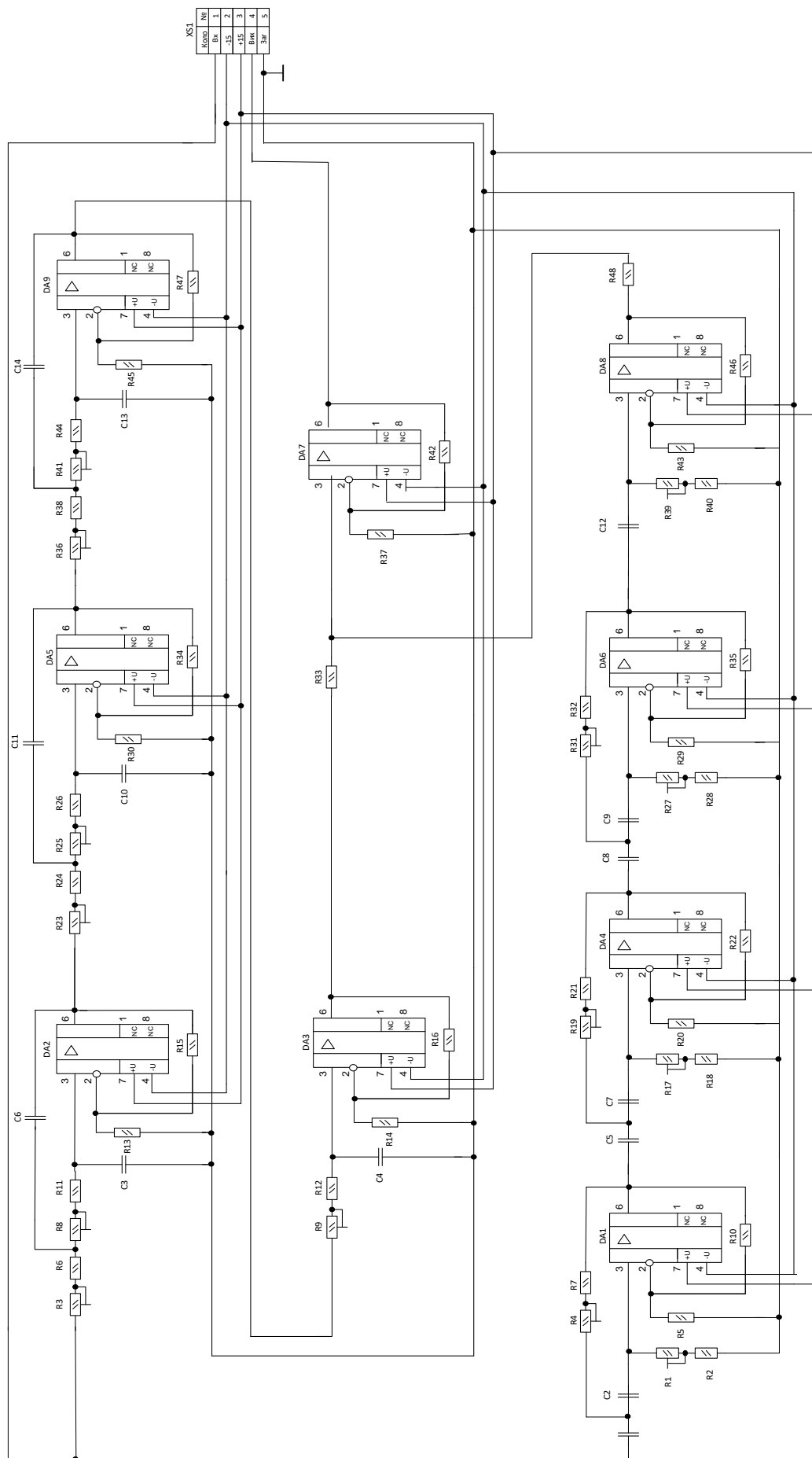


Рисунок 2 – Схема електрична принципу багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

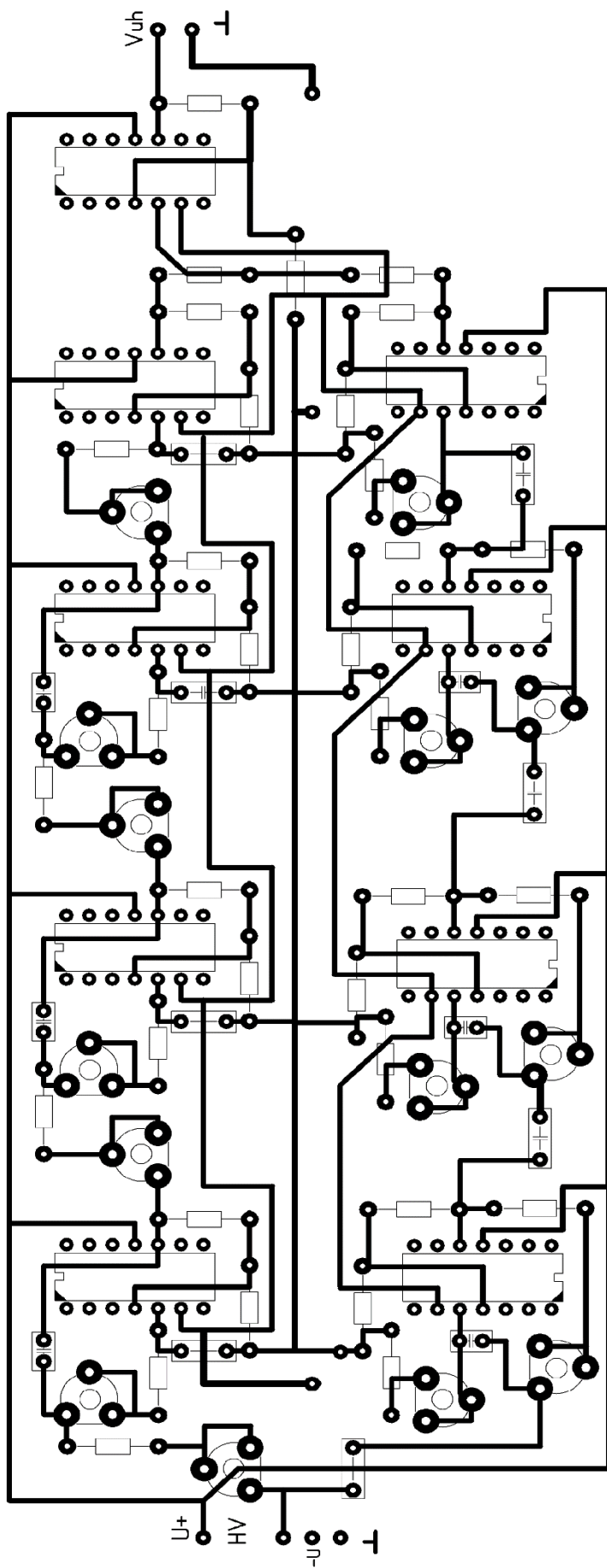


Рисунок 3 – Друкована плата лабораторного макету багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу

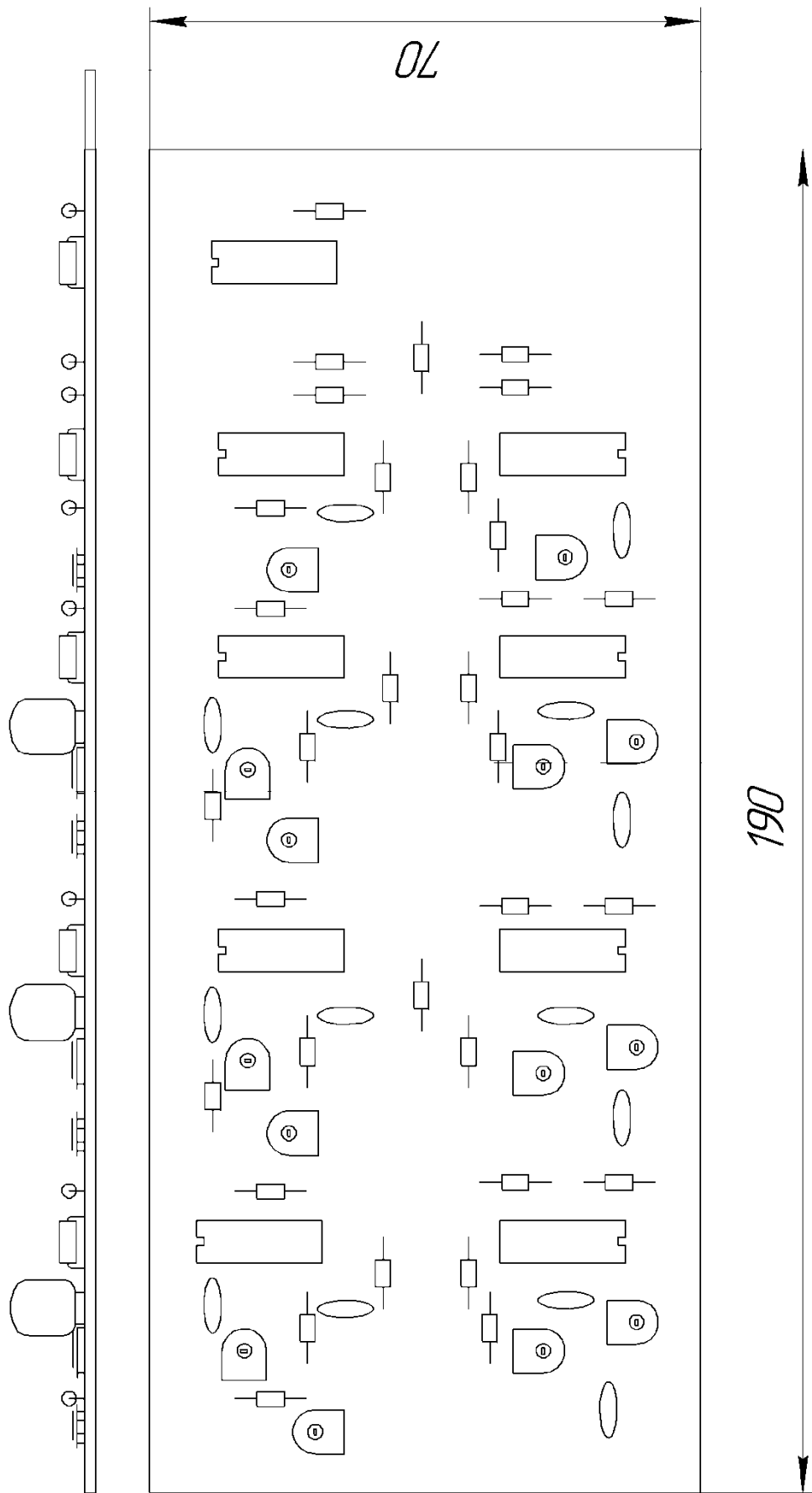
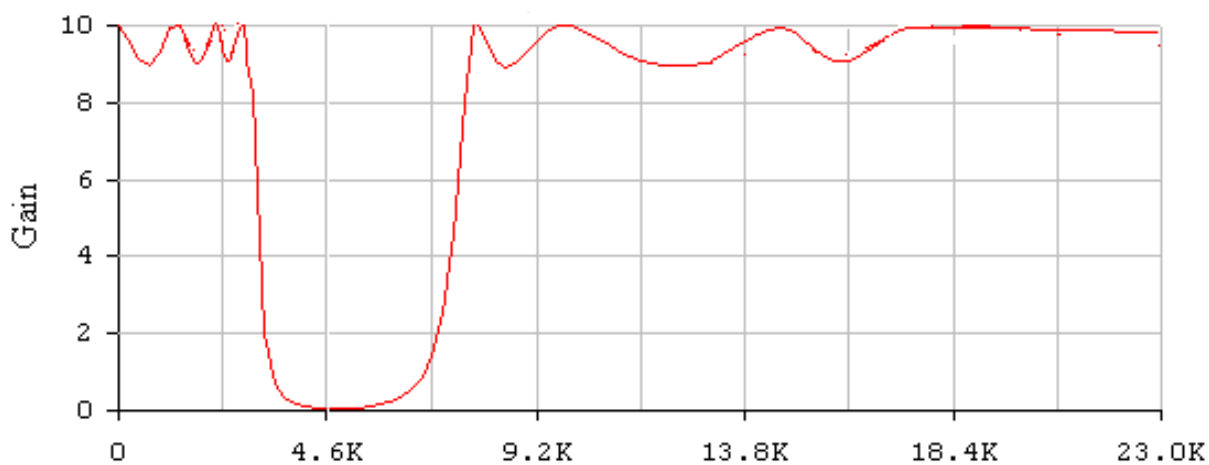
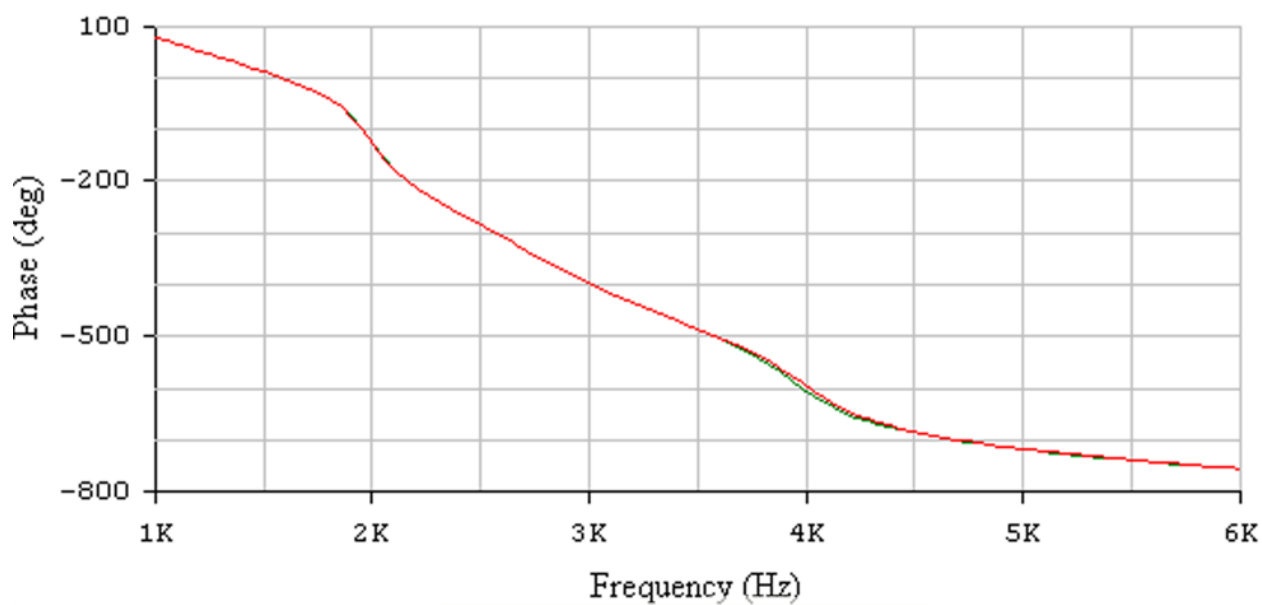


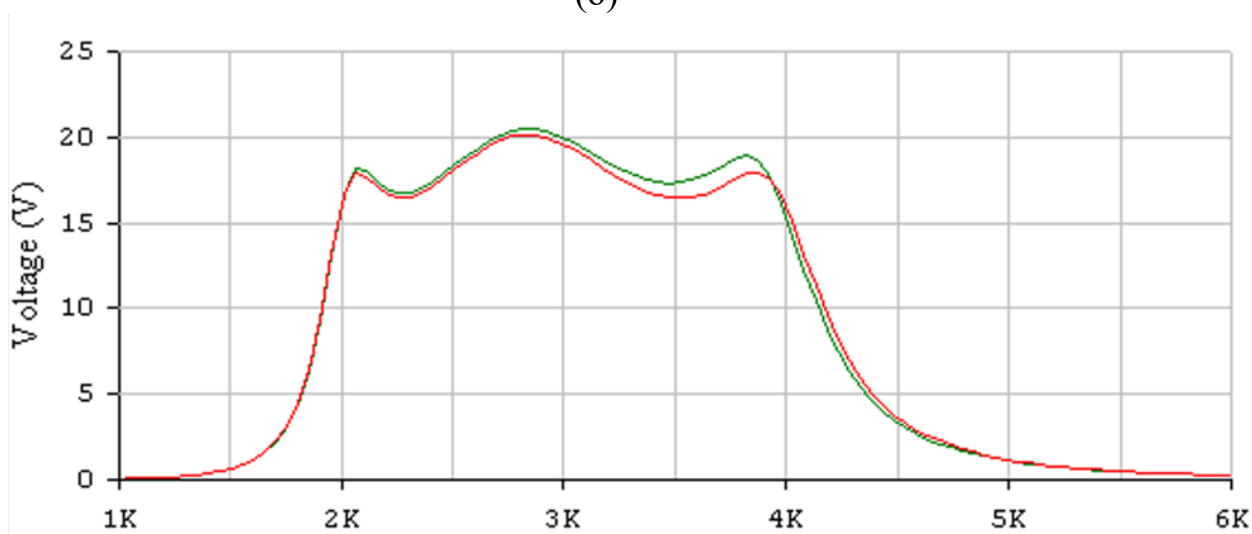
Рисунок 4 – Складальне креслення встановлення елементів на друкованій платі лабораторного макету багатокаскадного режекторного RC- фільтру активного типу



(a)
Frequency (Hz)



(б)



(в)

Рисунок 5 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) всього RC-фільтра та залежність напруги на виході фільтра від частоти (в)