

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))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«АКТИВНІ ФІЛЬТРИ УЛЬТРАВІСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ»

Виконав: студент 2(4)-го курсу, групи ТКР-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

М.В. Буйницький
Буйницький М.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
А.О. Семенов
Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ
Д.В. Михалевський
Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

«12» 06 2024 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІРТС
д.т.н., проф. О.В. Осадчук
(прізвище та ініціали)

«13» 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 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

15.03. 2024 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Буйницькому Максиму Васильовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Активні фільтри ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором»
керівник роботи Семенов Андрій Олександрович, д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "11"03 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи 10 06 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: центральна частота смуги пропускання 1000 МГц; абсолютна ширина смуги пропускання 10 МГц; затухання поза смугою пропускання 60 дБ; хвильовий опір тракту передачі 50 О; напруга живлення 5,0..15,0 В; вид активного елементу – біполярний транзистор.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану методів побудови увч активних фільтрів. Розрахунок та моделювання активного взаємного НВЧ фільтра. Розробка конструкції. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Зображення електричного фільтра. Реальна та ідеальна амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот. Частотні характеристики різних типів фільтрів. Позначення операційного підсилювача на електричних функціональних схемах. Каскадне з'єднання ланок фільтра. Смуго-пропускний некерований активний фільтр на польовому транзисторі. Смуго-загороджуваний некерований активний фільтр на польовому транзисторі. Взаємний однорезонаторний СПФ. Взаємний однорезонаторний СЗФ. Невзаємний одно резонаторний СПФ. Схема активного смуго-пропускного фільтра.

Амплітудно-частотна характеристика розрахованого фільтра. Залежність АЧХ фільтра від напруги живлення. АЧХ фільтра для температур 0, 20, 40 °С.

6. Консультанти розділів роботи.

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор, професор каф. ІРТС Семенов А.О.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 17.03. 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2024-28.02.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2024-10.03.2024	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	11.03.2024-31.03.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2024-06.05.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2024-18.05.2024	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2024-22.05.2024	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2024-28.05.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2024-05.06.2024	
9.	Нормоконтроль	06.06.2024-07.06.2024	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	08.06.2024-10.06.2024	
11.	Захист БДР ЕК	11.06.2024-14.06.2024	

Студент  Буйницький М.В.
(підпис)Керівник роботи  Семенов А.О.
(підпис)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Буйницький М.В. Активні фільтри ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від’ємним диференційним опором. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 78 с. Українською мовою. Бібліогр.: 18 . назв; Рис.: 21.

У бакалаврській дипломній роботі розроблені та досліджені активні фільтри ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від’ємним диференційним опором. Проаналізовано сучасний стан розробки активних фільтрів ультрависокочастотного діапазону. Виконані електричні розрахунки невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від’ємним диференційним опором. Отримані результати моделювання його амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик. Виконані конструкторські розрахунки та розроблена конструкція невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від’ємним диференційним опором.

Ключові слова: активний фільтр, амплітудно-частотна характеристика, електричне керування, транзисторні схеми, від’ємний диференційний опір.

ABSTRACT

Buynitskyi M.V. Active filters of ultra-high frequency range based on transistor circuits with negative differential resistance. Bachelor's thesis. - Vinnytsia: VNTU, 2024. 78 p. In Ukrainian. Bibliography: 18. titles; Figures: 21.

In the bachelor's thesis, active filters of the ultra-high frequency range based on transistor circuits with negative differential impedance were developed and studied. The current state of the art in the development of active UHF filters is analysed. Electrical calculations of a non-mutual active filter of the ultrahigh frequency range based on a transistor circuit with a negative differential impedance are carried out. The results of modelling of its amplitude-frequency and phase-frequency characteristics are obtained. Design calculations are performed and a design of a nonreciprocal active filter of the ultrahigh-frequency range based on a transistor circuit with a negative differential impedance is developed.

Keywords: active filter, amplitude-frequency response, electrical control, transistor circuits, negative differential resistance.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ УВЧ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ	9
1.1 Загальний опис параметри електричних фільтрів	9
1.2 Елементи активних фільтрів	17
1.3 Побудова багатокаскадних активних фільтрів	18
1.4 Активні УВЧ і НВЧ активні фільтри.....	20
1.5 Критеріальне оцінювання ефективності НВЧ фільтрів.....	30
2 РОЗРАХУНОК ТА МОДЕЛЮВАННЯ АКТИВНОГО ВЗАЄМНОГО НВЧ ФІЛЬТРА	34
2.1 Розрахунок взаємного НВЧ фільтра	34
2.2 Розрахунок запасу стійкості	39
2.3 Комп'ютерне моделювання фільтра	39
2.4 Висновки по розділу.....	39
3 РОЗРОБКА КОНСТРУКЦІЇ	42
3.1 Розрахунок топології елементів.....	42
3.2 Розрахунок корпусу	48
3.3 Розрахунок надійності.....	50
4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	52
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	52
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	55
4.3 Пожежна безпека.....	60
ВИСНОВКИ.....	64
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	66
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	68
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи.....	76

ВСТУП

Актуальність теми. Фільтрація представляє собою одну з найпоширеніших операцій обробки сигналів. Фільтрація здійснюється для усунення завад у сигналі, або у виділенні окремих складових сигналу, відповідних тим чи іншим властивостям досліджуваного процесу.

У діапазоні УВЧ і НВЧ високо вибіркові мініатюрні фільтри будуються на основі мікро смугових ліній, спіральних резонаторів, феритів, сегнето електричних резонаторів і сегнето електричних елементів, що використовують поверхневі акустичні хвилі (ПАХ). Кожна з цих груп фільтрів має свої специфічні переваги. Наприклад, фільтри на мікро смугових лініях і спіральних резонаторах є найбільш стабільними; фільтри на феритах і сегнетоелектриках можуть електрично перебудовуватись у широкому діапазоні частот; фільтри на основі ПАХ мають амплітудно-частотну характеристику з високою крутизною скатів. Проте всі ці фільтри мають два недоліки: залежність добротності від геометричних розмірів і наявність втрат енергії у смузі пропускання.

Отже, для мініатюризації фільтрів УВЧ і НВЧ діапазонів доцільне використання методів і засобів побудови фільтрів, електричні параметри яких (перш за все добротність) не залежать від геометричних розмірів елементів. Таким вимогам відповідають активні фільтри, що створюються на основі транзисторних узагальнених перетворювачів імітансу (УПІ). Цей напрям відноситься до області негatronіки, що використовує негативний опір різних твердо тільних структур [1, 2]. При створенні активних УВЧ і НВЧ фільтрів використовується частотна залежність коефіцієнта передачі струму транзистора і вплив зворотних зв'язків у транзисторі. Це дозволяє у широкому діапазоні частот використовувати транзистор як УПІ для синтезу високо добротних реактивних і негативних активних динамічних опорів, а також управляти положенням полюсів функції передачі на комплексній площині. У порівнянні з пасивними УВЧ і НВЧ фільтрами активні мають більшу добротність, кращі масо габаритні характеристики і розширені функціональні можливості. Важливою перевагою цих фільтрів є мо-

жливість реалізації їх не тільки у вигляді гібридних мікросхем, але і у вигляді напівпровідникових мікросхем на базі арсенід-галієвих структур із затвором Шотткі.

Аналіз сучасного стану розвитку науки та техніки за тематикою роботи. Проектування активних УВЧ і НВЧ фільтрів багато у чому відрізняється від проектування активних низькочастотних фільтрів. Це пов'язано з особливостями УВЧ і НВЧ діапазонів, а також складністю вирішення задач отримання необхідної стабільності і коефіцієнта шуму. В електронних та електричних вимірювальних пристроях вже значний час застосовують різні типи RCL-фільтрів. З появою доступних і дешевих інтегральних операційних підсилювачів отримали широке розповсюдження активні фільтри. Теорія цих фільтрів розроблена достатньо добре, сформульовані чіткі рекомендації по їх розрахунку і проектуванню. Прогрес у розвитку цифрових інтегральних схем, використання мікропроцесорів для цифрової обробки інформації зумовили зацікавленість розробників вимірювальної апаратури до цифрових фільтрів.

Активні фільтри і цифрові фільтри – це прилади, що використовуються в різних галузях техніки. В останні десятиріччя інтенсивно розвивались також специфічні методи фільтрації. Отримувані при цьому фільтри дуже близькі по своїм властивостям до цифрових, але можуть бути встановлені як у цифровій, так і у аналоговій частині засобу вимірювання.

Метою роботи є розроблення та дослідження невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

Об'єктом дослідження є процес перетворення енергії спектрального складу електричних сигналів у невзаємному активному фільтрі ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

Предмет дослідження – частотні параметри і характеристики невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

Для досягнення поставленої мети в бакалаврській дипломній роботі розв'язуються наступні задачі:

- провести аналіз сучасних досягнень;
- обрати структурну схему пристрою;
- розробити електричну схему пристрою;
- розробити модель пристрою;
- здійснити комп'ютерне моделювання;
- здійснити конструкторські розрахунки пристрою;
- виконати розділ безпеки життєдіяльності.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: рівнянь математичної фізики; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл; теорії комп'ютерного схемотехнічного моделювання мікроелектронних пристроїв.

Наукова новизна одержаних результатів

Отримав подальший розвиток метод побудови невзаємних активних фільтрів ультрависокочастотного діапазону шляхом компенсації втрат в коливному контурі з використанням активного елементу на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором.

Практичне значення одержаних результатів

Нова електрична схема та конструкція невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, 4 розділи, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ УВЧ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ

1.1 Загальний опис параметри електричних фільтрів

У більшості випадків електричний фільтр являє собою частото-вибірковий пристрій. Отже, він пропускає сигнали певних частот і затримує або послаблює сигнали інших частот. Більш точно характеристику частото-виборчого фільтра можна описати, розглянувши його передатну функцію

$$K_u = U_2 / U_1. \quad (1.1)$$

Величини U_1 і U_2 представляють собою відповідно вхідну і вихідну напруги, як показано на загальному зображенні фільтра на рис. 1.1.

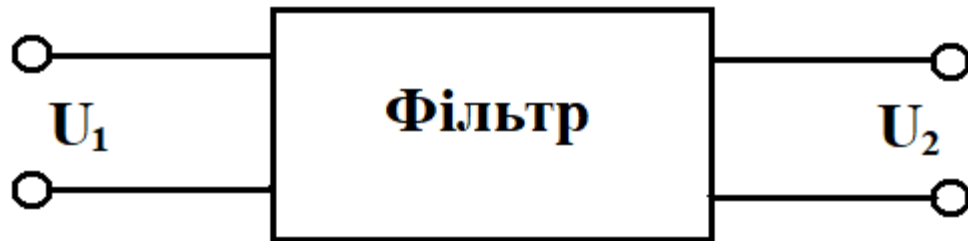


Рисунок 1.1 – Зображення електричного фільтра

Для сталої частоти, де $j = \sqrt{-1}$, передатну функцію можна переписати в вигляді

$$K_u = |K_u| \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.2)$$

де $|K_u|$ - модуль передавальної функції або амплітудно-частотна характеристика, φ – фазо-частотна характеристика.

Діапазони або смуги частот, в яких сигнали проходять, називаються смугами пропускання і в них значення амплітудно-частотної характеристики $|K_u|$ є

відносно великим, а в ідеальному випадку – стале. Діапазони частот, в яких сигнали придушуються, утворюють смуги затримування і в них значення амплітудно-частотної характеристики відносно мало, а в ідеальному випадку дорівнює нулю. В якості прикладу на рис. 1.2 штриховою лінією показана амплітудно-частотна характеристика ідеального фільтра верхніх частот з єдиною смугою пропускання $0 < f < f_c$ і смугою затримки $f > f_c$. Частота f_c між двома цими смугами визначається як частота зрізу.

На практиці неможливо реалізувати цю ідеальну характеристику, оскільки потрібно сформувати дуже вузьку перехідну область. Отже, основна проблема при конструюванні фільтра полягає в наближенні реалізованої в лабораторії реальної характеристики із заданим ступенем точності до ідеальної. Варіант такої реальної характеристики показаний суцільною лінією на рис. 1.2.

У практичному випадку смуги пропускання і затримування чітко не розмежовані і повинні бути формально визначені. Виходячи з нашого визначення в якості смуги пропускання вибирається діапазон частот, де значення амплітудно-частотної характеристики перевищує деяке, заздалегідь вибране число, позначене як 0.5 на рис. 1.2, а смугу затримування утворює діапазон частот, в якому амплітудно-частотна характеристика вищепевного значення, наприклад, 1.

$|K_u|$

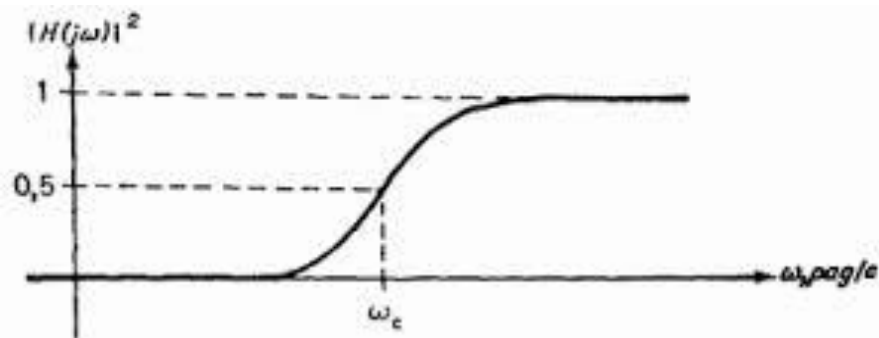


Рисунок 1.2 – Реальна та ідеальна амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот

Інтервал частот, в якому характеристика постійно спадає, переходячи від смуги пропускання до смуги затримання, називається перехідною областю. Наведений на рис. 1.2 практичний приклад має смугу пропускання $0 < f < f_c$ і смугу затримки $f > f_1$.

Значення АЧХ також можна виразити в децибелах наступним чином

$$\alpha = -20 \lg |K_u| \quad (1.3)$$

і в цьому випадку α характеризує затухання. В основному загасання в смузі пропускання ніколи не перевищує 3 дБ. Значення амплітудно-частотної характеристики в смузі пропускання становить принаймні 70,7% її максимального значення. У цьому випадку можна також сказати, що в смузі пропускання амплітудно-частотна характеристика на 3 дБ нижче або менше максимального значення. Для частотно-вибіркових фільтрів найбільш важливою є амплітудно-частотна характеристика, оскільки її значення на деякій частоті визначає або проходження сигналу цієї частоти, або його придушення [3].

Фільтри розрізняються по взаємному розташуванню смуг пропускання і затримки, виду лінії передачі, робочій частоті, принципом дії, можливості перебудови, використовуваному виду енергії, рівню потужності фільтри діляться на наступні типи: фільтр нижніх частот (ФНЧ), фільтр верхніх частот (ФВЧ), смугово-проникний фільтр (СПФ), смугово-загороджувальний фільтр (СЗФ), багато-смуговий (мультиплексор). Всі типи розглянутих фільтрів діляться на некеровані і керовані. Керованим називається фільтр, один або декілька параметрів якого можуть змінюватися під дією керуючого впливу по заданому закону. Найбільш характерні точки і області амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтрів показані на рис. 1.3.

Робота будь-якого фільтру характеризується частотними залежностями згасання і фазового зсуву, а також характеристичного опору. Знання цих залежностей має велике практичне значення [3].

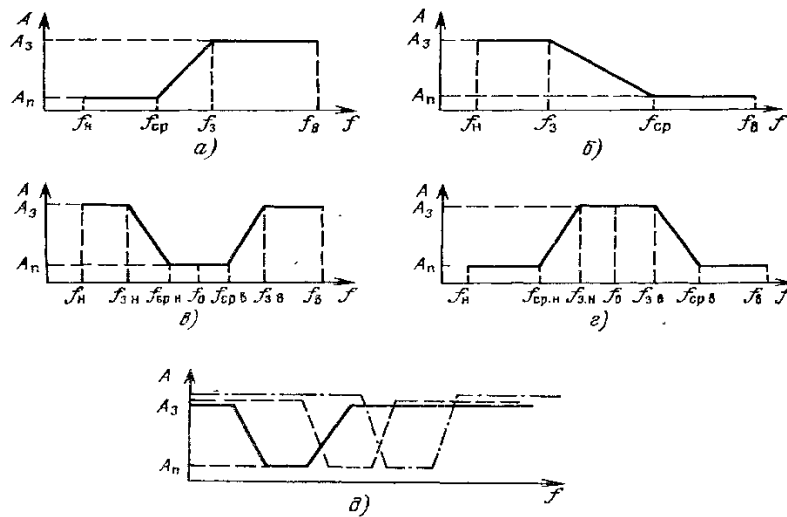


Рисунок 1.3 – Частотні характеристики різних типів фільтрів: а) ФНЧ; б) ФВЧ; в) СПФ, г) СЗФ; д) багатосмугового

Основні параметри, що характеризують фільтри: верхня і нижня граничні частоти f_v і f_n ; частота зрізу f_{cp} , $f_{cp\ n}$, $f_{cp\ v}$; центральна частота $f_0 = (f_{cp\ v} + f_{cp\ n})/2$; абсолютна смуга пропускання $\Delta f = f_{cp\ v} + f_{cp\ n}$. Частотна характеристика фільтра може змінюватися немонотонно в смузі пропускання. При цьому вводиться ще один параметр - нерівномірність робочого загасання в смузі пропускання $\Delta a_p = a_{p\max} - a_{p\min}$.

Про селективні властивості фільтра можна судити по виду його амплітудно-частотної характеристики. Однак вона не завжди дає повне уявлення про проходження коливань через фільтр, оскільки при її використанні відбувається порівняння коливань по напрузі, а не по потужності. Так як активна і повна потужності визначаються не тільки квадратом напруги, але і опором навантаження, то для отримання повного уявлення про зміну потужності коливань при їх проходженні через фільтр вводиться поняття робочих мір передачі.

Існують різні робочі міри передачі. При цьому виробляється порівняння коливань безпосередньо по потужності з урахуванням реальних навантажувальних опорів на вході і виході фільтра. Щоб можна було порівнювати і фази коливань, в якості робочої міри передачі користуються поняттям робочої постійної передачі. Вона визначається відношенням комплексної потужності P_0 ,

яку сприймав би умовний приймач Z_2 , безпосередньо з'єднаний з генератором, за умови рівності Z_1 и Z_2 , до комплексної потужності P_2 , яку фактично сприймає даний приймач, включений на виході фільтра

$$g_p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_2}. \quad (1.4)$$

Цей вираз можна написати інакше, виділивши дійсну і уявну частини

$$g_p = \ln \frac{|\dot{E}|}{2|\dot{U}_2|} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + j(\varphi_2 - \varphi_1) = a_p + jb_p, \quad (1.5)$$

Дійсна частина a_p носить назву робочого загасання, а уявна частина b_p - робочого фазового зсуву. Робоче загасання визначає зменшення повної потужності, напруги або струму на виході чотириполюсника по відношенню до входу в неперах (N) або децибелах (дБ)

$$a_p = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_0}{P_2} \right| = \ln \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right| = \ln \left| \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right| (N), \quad (1.6)$$

або

$$a_p = 10 \cdot \lg \left| \frac{P_0}{P_2} \right| = 20 \cdot \lg \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right| = 20 \cdot \lg \left| \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right| (\text{дБ}). \quad (1.7)$$

Можна пов'язати робоче затухання з коефіцієнтом передачі

$$a_p = \ln \frac{1}{2K} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}. \quad (1.8)$$

Рівень загасання, на якому визначається смуга пропускання $K = K_{\max} / \sqrt{2}$, буде дорівнює 3 дБ.

Частотні характеристики згасання $a_p(f)$ і $b_p(f)$ дають досить повне уявлення про селективні властивості фільтрів шляхом порівняння потужності і фаз сигналів і перешкод на різних частотах.

У режимі двостороннього узгодження робочі міри передачі називаються характеристичними мірами. Відповідно характеристична постійна передачі записується у вигляді

$$g_c = \ln \frac{\dot{E}_0}{\dot{U}_2} \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} = a_c + jb_c. \quad (1.9)$$

Характеристичне загасання a_c і характеристичний фазовий зсув b_c можна виразити через параметри чотириполюсника

$$\begin{aligned} a_c &= \ln \left| \sqrt{a_{11}a_{22}} + \sqrt{a_{12}a_{21}} \right|, \\ b_c &= j \arg(\sqrt{a_{11}a_{22}} + \sqrt{a_{12}a_{21}}). \end{aligned} \quad (1.10)$$

Характеристичні параметри зручні в тому плані, що їх можна досить просто обчислювати для складних чотириполюсників. Якщо чотириполюсник (фільтр) утворений каскадним з'єднанням, узгодженим до включених чотириполюсників (ланок), то його характеристичні опори рівні характеристичним опорам крайніх ланок, а характеристична постійна передачі дорівнює сумі характеристичних постійних передачі ланок, що складають це з'єднання. Тоді, характеристичне згасання фільтра дорівнює сумі характеристичних загасань, а характеристичний фазовий зсув - сумі характеристичних фазових зсувів, що складають це з'єднання ланок. [4]

Раніше було встановлено, що неможливо створити ідеальні фільтри, але за допомогою реалізованих фільтрів (які розробляються на основі реальних

схемних елементів) можна отримати наближення до ідеальних. Передатна функція реалізованого фільтру являє собою відношення поліномів, яке записано в наступній формі

$$K_u = U_2/U_1 = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} . \quad (1.11)$$

Ступінь полінома знаменника n визначає порядок фільтра. Однак підвищення порядку пов'язане з ускладненням схем і більш високою вартістю. Таким чином, один з аспектів розробки фільтрів пов'язаний з отриманням реалізованої характеристики, апроксимуючої з деяким заданим ступенем точності ідеальну характеристику при найменших витратах.

Якщо в (1.11) всі коефіцієнти a дорівнюють нулю, за винятком a_0 , то передавальна функція являє собою відношення постійного числа до поліному. У цьому випадку фільтр є всеполюсним або поліноміальним, оскільки його передавальна функція має ту властивість, за якої всі її полюси кінцеві, а кінцевих нулів не містять. (Нуль визначається значенням змінної s , для якої передатна функція дорівнює нулю, а полюс - це значення змінної s , для якої передатна функція має нескінченну значення.)

Ці положення лежать в основі побудови фільтрів при їх проектуванні за характеристичними параметрами.

Незважаючи на простоту визначення характеристичних параметрів, слід враховувати, що вони не дають уявлення про передачу коливань через фільтр з реальними навантажувальними опорами. Дійсно, характеристичні опори є функцією частоти, і опори навантаження не можуть бути підібрані таким чином, щоб фільтр був узгоджений на всіх частотах. Практично його вдається узгодити лише на одній або декількох фіксованих частотах. Крім цих частот фільтр працює при неузгодженому навантаженні. Внаслідок цього виникають відображення, що призводять до зміни потужності, яка подається в приймач. Відображення змінює величину і частотну залежність затухання, фазового зсуву та вхідного опору фільтра, а також призводить до виникнення явища електричного

луни. Тому для оцінки роботи фільтра в умовах неузгодженості, в робочих умовах, використовують робочі параметри.

Якщо при проектуванні фільтрів ґрунтуватися на робочих параметрах, то методи розрахунку параметрів елементів фільтра будуть складнішими, ніж при використанні характеристичних параметрів, але результати розрахунку будуть точніше.

У наш час УВЧ та НВЧ АФ розробляються як на основі діодів з негативним опором (діодні АФ), так і на основі біполярних і польових транзисторів (транзисторні АФ) (рис. 1.1).

Якщо значення коефіцієнта передачі НВЧ АФ у прямому і зворотному напрямку рівні, фільтр називають взаємним. При невиконанні цієї умови НВЧ АФ відносять до групи невзаємних фільтрів. [5]

Можна виділити три основні напрями їх створення:

1) побудова класичних RC-фільтрів на основі різних перетворювачів імпедансу з дійсним коефіцієнтом перетворення. При цьому зі зростанням частоти виникають значні технічні труднощі, пов'язані з необхідністю компенсації фазових зіткнень в активних приладах і пасивних ланцюгах. Експериментальні зразки таких фільтрів реалізовані на частотах до 1,3 ГГц;

2) використання пасивних фільтрів, в як і включені негативні опори для компенсації дисипативних втрат. Ці фільтри мають взаємні властивості;

3) побудова УВЧ і НВЧ АФ на основі узагальнених перетворювачів імпедансу (УПІ) з комплексним коефіцієнтом перетворення. Фільтри цієї групи можуть мати як взаємні, так і не взаємні властивості.

Основними характеристиками будь-якого фільтра є смуги пропускання і затримання.

Між ними лежить так звана перехідна смуга, у межах якої модуль коефіцієнта передачі фільтра змінюється від допустимих значень у смузі пропускання до необхідних значень у смузі затримання.

1.2 Елементи активних фільтрів

Одним з найбільш часто вживаних активних приладів є інтегральна схема (ІС) операційного підсилювача або ОП, умовне зображення якого наведено на рис. 1.4.

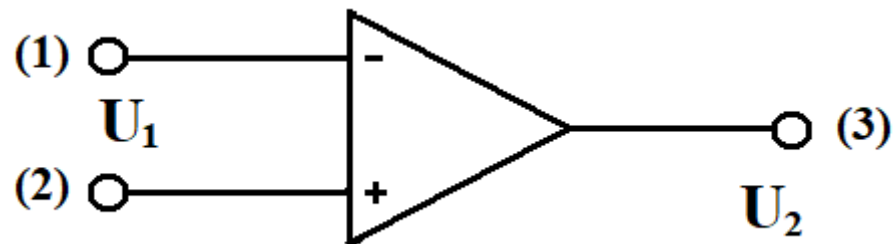


Рисунок. 1.4 – Позначення операційного підсилювача на електричних функціональних схемах

Операційний підсилювач являє собою багато входних прилад, але для простоти показані тільки три його виводи: інвертуючий входний (1), не інвертуючий входний (2) і вихідний (3). В ідеальному випадку ОП володіє нескінченним входним і нульовим вихідним опорами і нескінченним коефіцієнтом підсилення. Внаслідок цього можна при дослідженнях розглядати тільки напругу між входними виводами, а також вважати, що струм у входних виводах дорівнює нулю. Практичні ОП за своїми характеристиками наближаються до ідеальних найбільш близько тільки для обмеженого діапазону частот, який залежить від типу ОП.

Виводи, що не зображені на рис.3.1 - це зазвичай виводи підключення джерела живлення; виводи підключення ланцюгів корекції, необхідної для ОП, та виводи балансування нуля, необхідні для ОП. Ці додаткові виводи використовуються у відповідності з рекомендаціями, наданими фірмою-виробником. В основному ОП з зовнішніми ланцюгами корекції мають кращі результати на більш високих частотах у порівнянні з ОП з внутрішньої корекцією.

При реалізації активного фільтра розробник повинен застосовувати ті ж типи ОП, які відповідають пред'явленим вимогам за коефіцієнтами посилення і частотним діапазонами. Наприклад, коефіцієнт підсилення ОП з розімкнутим зворотним зв'язком повинен принаймні в 50 разів перевищувати коефіцієнт підсилення фільтра.

Для забезпечення гарної робочої характеристики необхідно також мати уявлення про швидкість наростання вихідної напруги ОП. Цей параметр зазвичай має розмірність вольт на мікросекунду і визначає граничний розмах вихідної напруги на заданій частоті, який може забезпечити ОП. Швидкість наростання зазвичай лежить в межах від 0,5 В / мкс до декількох сотень вольт на мікросекунду; однак деякі ОП спеціального призначення забезпечують швидкість наростання до декількох тисяч вольт на мікросекунду.[7]

1.3 Побудова багатокаскадних активних фільтрів

Існує багато способів побудови фільтра із заданою передавальною функцією n -го порядку. Один популярний спосіб полягає в тому, щоб представити передатну функцію у вигляді добутку співмножників $N_1, N_2, \dots, N_m$, і створити схеми або ланки, або каскади $N_1, N_2, \dots, N_m$ відповідні кожному співмножників. Ці ланки з'єднуються між собою каскадно (вихід першого є входом другого і т. д.), як зображено на рис. 1.5. Якщо ці ланки не впливають одна на одну і не змінюють власні передавальні функції, то загальна схема має необхідну передавальну функцію n -го порядку. Раніше було встановлено, що ОП володіє нескінченним входним і нульовим вихідним опорами. Таким чином, його можна використовувати для реалізації невзаємодіючих ланок.

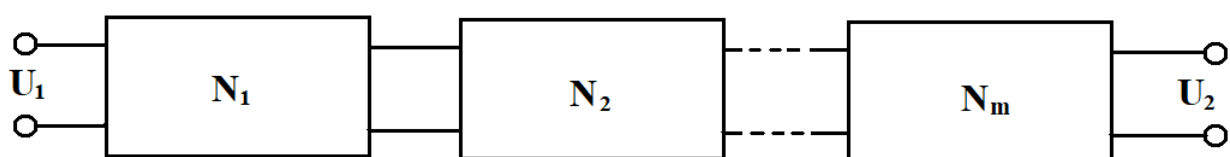


Рисунок 1.5 – Каскадне з'єднання ланок фільтра

Для фільтрів першого порядку передаточна функція представляється у вигляді

$$U_2/U_1 = \frac{P(s)}{s + C}, \quad (4.1)$$

де C - постійне число, а $P(s)$ - поліном першого або нульового ступеня. Для фільтрів другого порядку передавальна функція

$$U_2/U_1 = \frac{P(s)}{s^2 + Bs + C}, \quad (4.2)$$

де B і C - постійні числа, а $P(s)$ - поліном другого чименшого ступеню. Для парного порядку $n > 2$ звичайна каскадна схема містить $n / 2$ ланок другого порядку, кожне з передавальної функцією типу (1.13). Якщо ж порядок $n > 2$ є непарним, то схема містить $(n-1) / 2$ ланок другого порядку з передатними функціями типу (1.13) і одне з віно першого порядку з передавальної функцією типу (1.12).

Для фільтрів, описуваних рівнянням (1.13), визначимо власну частоту

$$f_p = \sqrt{C} \quad (4.3)$$

і добротність:

$$Q_p = \sqrt{C} / B. \quad (4.4)$$

Таким чином можна переписати рівняння (4.2) у вигляді

$$U_2/U_1 = \frac{P(s)}{s^2 + (f_p/Q_p)s + C}. \quad (4.5)$$

Якщо значення Q_p невелике, наприклад від 0 до 5, то для реалізації рівняння (1.13) можна використовувати відносно прості схеми. Однак для високих значень Q_p , наприклад більше 10, будуть потрібні більш складні схеми.

1.4 Активні УВЧ і НВЧ активні фільтри

Безперервний процес розвитку інформаційних пристроїв і їх застосування на більш високих частотах поставив перед інженерами апаратури дві важливі задачі: підвищення надійності і зменшення габаритних розмірів при зберіганні високих показників параметрів. Найбільша складність при вирішенні цих завдань виникає на етапі створення частотно-вибіркових фільтрів в інтегральному виді. Частотна вибірковість залежить від добротності елементів фільтрів. Добротність реактивних елементів з підвищенням частоти зменшується, що призводить до погіршенню вибірковості. Найбільше зменшується добротність котушок індуктивності. В діапазоні НВЧ мініатюрні високо вибіркові фільтри будуються на основі мікрополоскових ліній, хвилеводів, спіральних резонаторів, феритів, діелектричних резонаторів і сегнетоелектричних елементів, використовуючи поверхневі акустичні хвилі. Перевагою фільтрів на основі мікрополоскових ліній є найбільша стабільність та можливість електричної перестройки широкому діапазоні частот. Перевагою фільтрів використовуючи поверхневі акустичні хвилі є наявність амплітудно частотної характеристики з високою крутизною. Недоліком всіх цих фільтрів є залежність добротності від геометричних розмірів, наявність втрати енергії в смузі пропускання, а також проблема мінітюаризації. Для мінітюаризації фільтрів НВЧ діапазону, доцільно використовувати методи і засоби побудови фільтрів, електричні параметри яких не залежать від геометричних розмірів елементів. Таким вимогам відповідають активні фільтри, створенні на УПП. При створенні АФ НВЧ використовується частотна залежність коефіцієнта передачі струму транзистора і вплив зворотних зв'язків в транзисторі. Це дозволяє в широкому діапазоні частот використовувати транзистори як УПП для синтезу високо добротних реактивних і від'ємних активних динамічних опорів. НВЧ АФ володіють високою добротністю, хорошими малогабаритними характеристиками і розширеними функціональними можливостями. Основною перевагою АФ НВЧ є можливість реалізації в виді напівпровідникових мікросхем на базі GaAs-структур з затвором Шоттки.

Відомий смуго-пропускний некерований активний фільтр на основі польового транзистора рис. 1.6, у якому реалізується принцип перетворення низько доботної котушки індуктивності в активну високо добротну індуктивність.

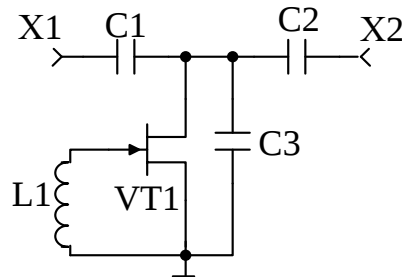


Рисунок 1.6 – Смуго-пропускний некерований активний фільтр на польовому транзисторі

Відомий смуго-загороджуваний некерований активний фільтр на основі польового транзистора рис. 1.7, в ньому використовується мікро смугова індуктивність з добротністю не більше 10 одиниць. Фільтр призначений для реалізації у вигляді гібридних мікросхем.

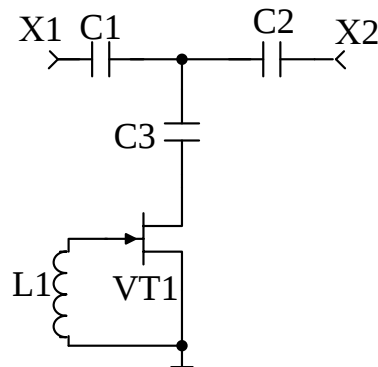


Рисунок 1.7 – Смуго-загороджуваний некерований активний фільтр на польовому транзисторі

Активні фільтри являються функціонально завершеними електронними пристроями, основне призначення яких – забезпечити необхідну форму амплітудно-частотної характеристики. Форма АЧХ реалізується як пасивними, так і активними елементами. Враховуючи, що модуль коефіцієнта передачі активно-

го фільтра може бути як більше так і менше одиниці, його необхідно віднести до групи квазіактивних пристроїв, так як до нього не завжди застосовується принцип активності багатополісників.

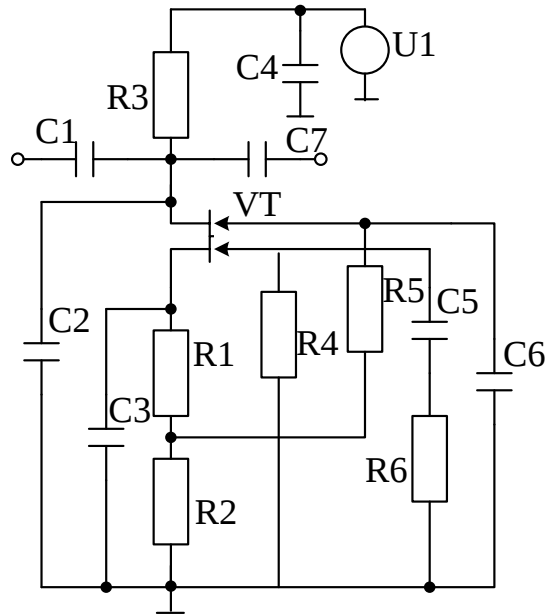


Рисунок 1.8 – Взаємний однорезонаторний СПФ

Відомий взаємний одно резонаторний СПФ рис. 1.8. Який являє собою відрізок лінії передачі, паралельно якому підключається активний коливальний контур, утворений ємністю C_2 , що резонує і колом витік-затвор ПТШ2. Для встановлення робочої точки ПТШ2 в активній області використовується комбіноване коло авто зміщення, утворене резисторами R_1 - R_5 і конденсатором C_3 , що забезпечує незалежне встановлення напруги зсуву на обох затворах ПТШ2.

Відомий взаємний одно резонаторний СЗФ рис. 1.9. Включення паралельно лінії передачі активного коливального контуру, утвореного ємністю C_2 і еквівалентною індуктивністю, між витком і другим затвором ПТШ2, забезпечує реалізацію одно резонаторного СЗФ.

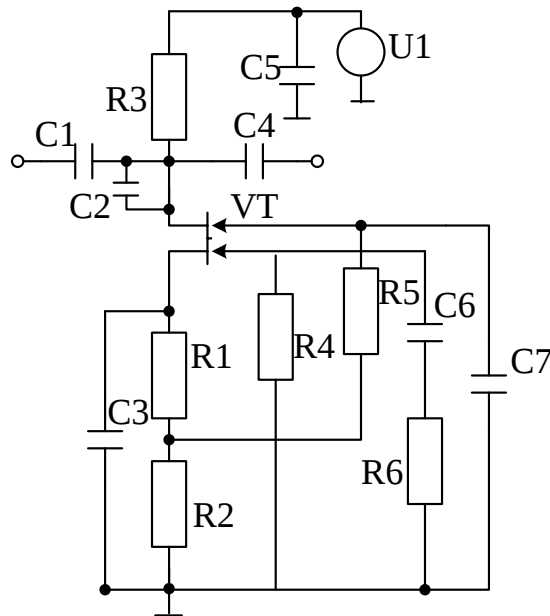


Рисунок 1.9 - Взаємний однорезонаторний СЗФ

Активні НВЧ фільтри розроблені як на основі діодів з від'ємним опором (діодні НВЧ АФ), так і на основі біполярних і польових транзисторів (транзисторні НВЧ АФ). Якщо значення коефіцієнта передачі НВЧ АФ в прямому і зворотному напрямку рівні, фільтри називають взаємними. При невиконанні цієї умови НВЧ АФ відносять до групи невзаємних фільтрів. Можна виділити три основних напрямки їх створення:

- 1) побудова класичних RC-фільтрів на основі різних перетворювачів імітанса з дійсним коефіцієнтом перетворення. При цьому з ростом частоти виникають значні технічні ускладнення, пов'язані з необхідністю компенсації фазових набігів в активних пристроях і пасивних колах;
- 2) використання пасивних фільтрів, в які включенні від'ємні опори для компенсації дисипативних втрат. Ці фільтри володіють взаємними властивостями;
- 3) побудова НВЧ АФ на основі узагальненого перетворювача імітанса з комплексним коефіцієнтом перетворення. Фільтри цієї групи можуть володіти як взаємними так і невзаємними властивостями.

На базі ПТШ2 відомі способи побудови невзаємних активних СПФ, у яких $|S_{21}| \neq |S_{12}|$. Схема електрична принципова одно резонаторного невзаємного активного СПФ представлена на рис. 1.10.

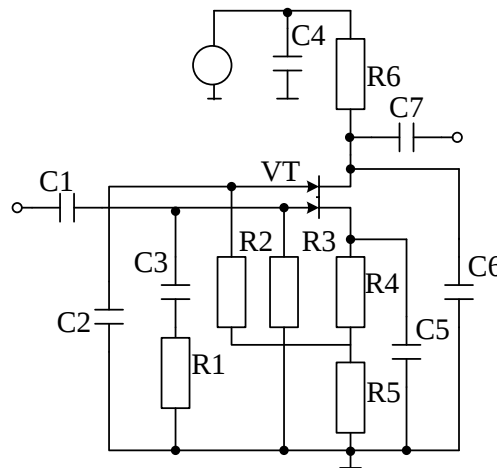


Рисунок 1.10 – Невзаємний одно резонаторний СПФ

Використання в НВЧ АФ активних пристроїв (транзисторів) дозволяє за допомогою однієї схеми рішення декілька функціональних задач.

При створенні активних НВЧ фільтрів використовується частотна залежність коефіцієнта передачі струму транзистора і впливу зворотних зв'язків в транзисторі. Це дозволяє в широкому діапазоні частот використовувати транзистор як ОПІ для синтезу високо добротних реактивних і від'ємних активних динамічних опорів, а також керування положенням полюсів функції передачі на комплексній площині.

Основним елементом НВЧ АФ на основі транзисторів є узагальнений перетворювач імпеданса. Це чотирьохполюсник, імпеданс між однією парою зажимів якого є функцією імпеданса, підключеного до другої пари його зажимів. Розрізняють конвертори і інвертори імпеданса. Конвертором імпеданса називають чотирьохполюсник, імпеданс між одною парою зажимів якого прямо пропорційно залежить від імпеданса, підключеного до другої пари його зажимів. Інвертором імпеданса називають чотирьохполюсник, імпеданс між одною парою зажимів якого

зворотно пропорційно залежить від імпеданса, підключеного до другої пари його зажимів.

В якості УПІ в діапазоні НВЧ використовуються біполярні або польові транзистори. При цьому він може використовуватись в якості двухполусника для отримання необхідної передаточної функції. Область потенціальної нестійкості УПІ, в якості яких використовується біполярні і польові транзистори, залежить від схеми включення. Найбільш широкі області потенційної нестійкості мають біполярні транзистори, включені по схемі з загальним колектором і загальною базою, і уніполярні транзистори, включені по схемі з загальним стоком, загальним затвором і загальним витоком. Що визначає використання цих схем в якості УПІ при створенні НВЧ АФ.

Узагальнені перетворювачі імпедансу на біполярних та польових транзисторах

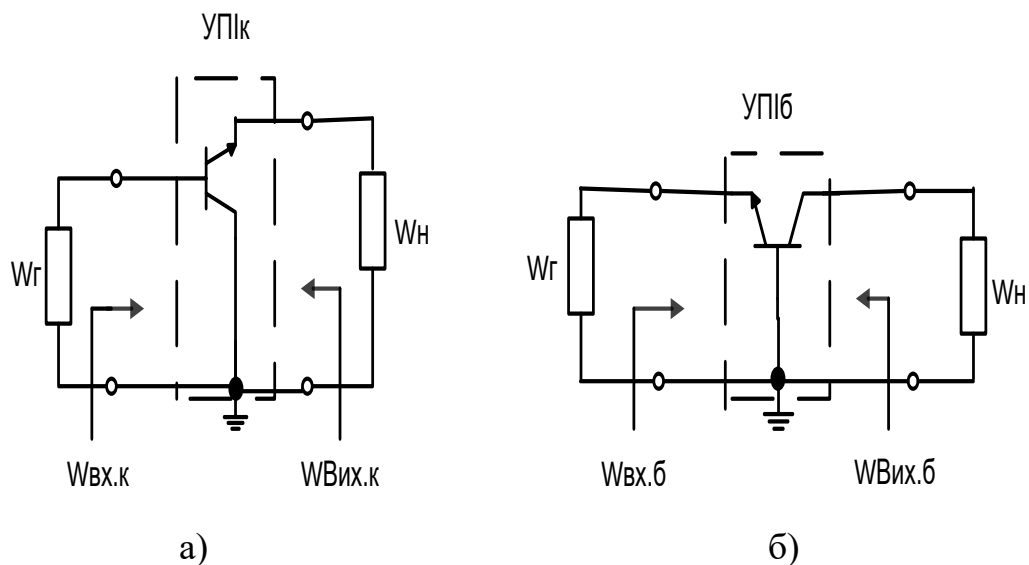


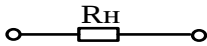
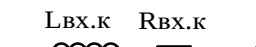
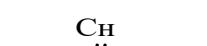
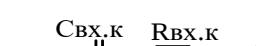
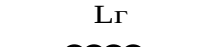
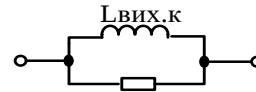
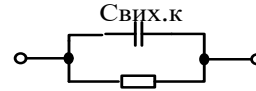
Рисунок 1.11 – Високочастотна частина схеми узагальненого перетворювача імпедансу на біполярних транзисторах: а – зі спільним колектором; б – зі спільною базою

Транзистор, включений за схемою зі спільним колектором, отримав широке застосування як УПІк при створенні ультрависокочастотних(УВЧ) та надвисокочастотних(НВЧ) активних фільтрів(АФ).[9]

Для аналізу параметрів такого УПІ скористаймося еквівалентною схемою

біполярного транзистора. Враховуючи, що розміри сучасних НВЧ транзисторних структур не перевищують 1,01 мінімальної довжини хвилі аж до частот в декілька гігагерц (6ГГц для транзистора КТ3115), внутрішня структура НВЧ транзистора може бути представлена схемою, що складається із зосереджених елементів. Проте, як показує практика, ускладнення еквівалентної схеми не забезпечує істотного підвищення точності розрахунків, оскільки низька точність визначення параметрів її елементів. Також розрахункові формули, що отримуються на підставі складної схеми, є громіздкими, ускладнюють розрахунки і не мають наочності. Доводиться вводити певні припущення для спрощення формул, що також веде до зниження точності розрахунків.

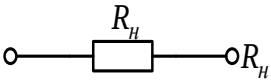
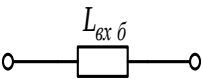
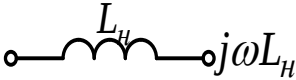
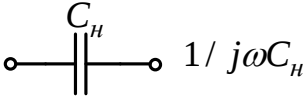
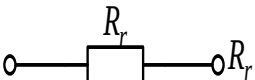
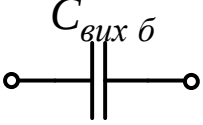
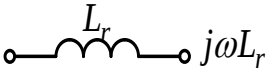
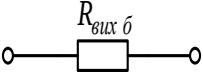
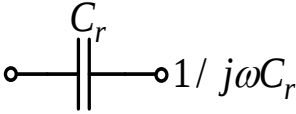
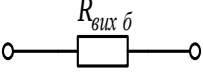
Таблиця 1.1 - Таблиця перетворень імітансів двоелементних ланок

Перетворюваний імітанс	Перетворений імітанс
 R_H	 $C_{BX,K} = 1 / \omega_m R_H$ $R_{BX,K} = R_H$
 $j\omega L_H$	 $L_{BX,K} = L_H$ $R_{BX,K} = \omega_m L_H$
 $1/j\omega C_H$	 $C_{BX,K} = C_H$ $R_{BX,K} = -\omega_m / \omega^2 C_H$
 R_Γ	 $L_{вих,K} = R_\Gamma / \omega_m$ $R_{вих,K} = R_\Gamma$
 $j\omega L_\Gamma$	 $L_{вих,K} = L_\Gamma$ $R_{вих,K} = -\omega^2 L_\Gamma / \omega_m$
 $1/j\omega C_\Gamma$	 $C_{вих,K} = C_\Gamma$ $R_{вих,K} = 1 / \omega_m C_\Gamma$

Отже, оцінивши внутрішні інваріантні коефіцієнти стійкості УПБ та УПК ($K_{y,b,k} = (1 + 2\omega_T C_{k1} r_B) / \sqrt{1 + 1/\Omega_T^2}$; $K_{k,y,b} = 1 / \sqrt{1 + \Omega_T^{-2}}$), знайдемо співвідношення між інваріантними коефіцієнтами стійкості УПБ та УПК в області їх

потенційної нестійкості $\frac{K_{y, \text{Б.К}}}{K_{y, \text{Б.б}}} = 1 + 2\omega_T C_{K1} r_B$, з якого випливає, що УПБ має меншу потенційну стійкість при $\Omega_T < 1$, ніж УПк.

Таблиця 1.2 - Таблиця перетворень імітансів одноелементних ланок

Перетворюваний імітанс	Перетворений імітанс	
		$L_{\text{вх б}} = r_B C_{K1} R_H$
		$R_{\text{вх б}} = -\omega^2 C_{K1} r_B L_H$
		$R_{\text{вх б}} = r_B C_{K1} / C_H$
		$C_{\text{вих б}} = C_{K1} r_B / R_r$
		$R_{\text{вих б}} = L_r / C_{K1} r_B$
		$R_{\text{вих б}} = -\left(\omega^2 C_{K1} C_r r_B\right)^{-1}$

Виходячи з вимоги реалізації малого коефіцієнта шуму УВЧ і НВЧ АФ, робочі частоти застосування УПБ на частотах $f < f_T$ можливо отримати значно більший коефіцієнт передачі, ніж за допомогою УПк. Однак у УВЧ та НВЧ не вимагається реалізація великих коефіцієнтів підсилення, що дозволяє широко використовувати для їх реалізації транзистор, який включений за схемою зі спільним колектором (УПк).

Аналіз мінімального досяжного коефіцієнта шуму F_{min} для різних схем включення біполярного транзистора показав, що він є найменшим для схеми включення біполярного транзистора зі спільним колектором $F_{min.K} < F_{min.б}$, тобто при реалізації малOSHUMових НВЧ АФ необхідно використовувати УПк. [10]

Внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості УПІ на частотах $\Omega T < 0.5$ має значення, менші ніж для УПк і заходить в область негативних значень. Максимально досяжна величина негативної дійсної складової перетвореної провідності УПб на транзисторі КТ3115 у режимі прямого перетворення становить $1,60 \text{ Ом}^{-1}$ на оптимальній частоті перетворення $0,45 \text{ Гц}$, а у режимі зворотного перетворення на частоті $2,2 \text{ Гц}$ вона дорівнює $0,240 \text{ Ом}^{-1}$. коефіцієнт невзаємності на частоті $0,5 \text{ Гц}$ дорівнює 3 дБ та зі збільшенням частоти зменшується. Експериментальне значення $K_{м.б}$ на частоті $0,5 \text{ Гц}$ дорівнює 20 дБ , що на 10 дБ перевищує значення $K_{м.к}$. з ростом частоти відбувається зменшення $K_{м.б}$ і на частоті 6 Гц $K_{м.б} = K_{м.к} = 6 \text{ дБ}$. Аналіз імітансних кіл підтверджує висновок про те, що біполярний транзистор, який включений за схемою зі спільною базою, у широкому діапазоні частот можна розглядати як конвертор імітансу. Але при цьому, як і для УПк, при яких забезпечується реалізація дійсної складової перетвореного імітансу поблизу її максимально досяжних негативних значень.

Узагальнені перетворювачі імітансу на польових транзисторах зі спільним стоком, витоком та затвором

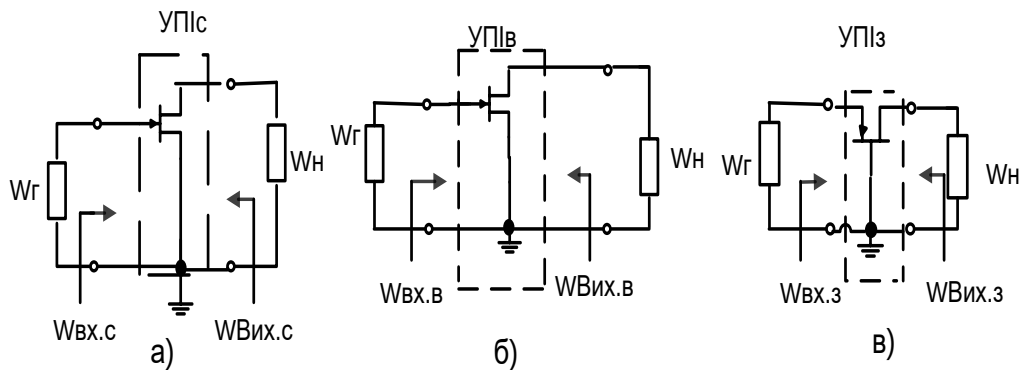
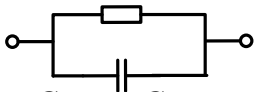
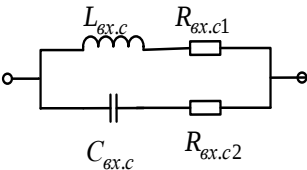
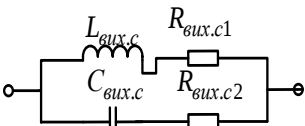
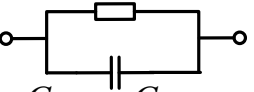
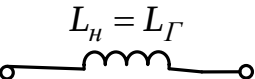
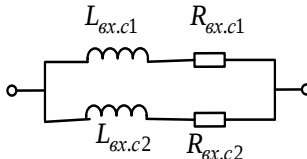
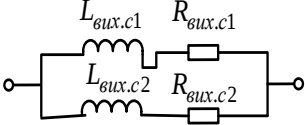
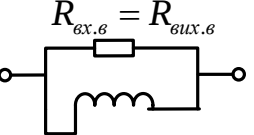
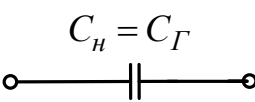
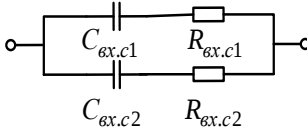
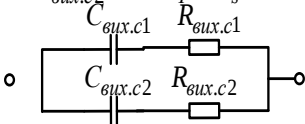


Рисунок 1.12 - Високочастотна частина схеми узагальненого перетворювача імітансу на польовому транзисторі: а – зі спільним стоком; б – зі спільним витоком; в – зі спільним затвором [11]

Таблиця 1.3 – Таблиця перетворень імітансів УПП_В та УПП_С

Перетворений імітанс УПП _В	Перетворюваний імітанс	Перетворений імітанс УПП _С	
 $C_{\text{вх.в}} = C_{\text{вих.в}}$ $R_{\text{вх.в}} = 1 / A_1 \omega^2 R_H$ $C_{\text{вх.в}} = A_1 \omega_s R_H$ $A_1 = S_0 \xi_3 / R_i \omega_s^2$	 $R_H = R_\Gamma$	 $L_{\text{вх.с}} = \omega_s R_H / \omega^2$ $C_{\text{вх.с}} = 1 / S_0 R_i \omega_s R_H$ $R_{\text{вх.с1}} = S_0 R_i \omega_s^2 R_H / \omega^2$ $R_{\text{вх.с2}} = R_H$	 $L_{\text{вих.с}} = R_\Gamma / S_0 R_i \omega_s$ $C_{\text{вих.с}} = \omega_s / \omega^2 R_\Gamma$ $R_{\text{вих.с1}} = \omega^2 R_\Gamma / S_0 R_i \omega_s^2$ $R_{\text{вих.с2}} = R_\Gamma$
 $R_{\text{вх.в}} = R_{\text{вих.в}}$ $C_{\text{вх.в}} = C_{\text{вих.в}}$ $\Re_{\text{вх.в}} = -1 / A_1 \omega^2 \omega_s L_H$ $\Im_{\text{вх.в}} = A_1 \omega^2 L_H$	 $L_H = L_\Gamma$	 $L_{\text{вх.с1}} = S_0 R_i L_H / \Omega_s^2$ $L_{\text{вх.с2}} = L_H$ $R_{\text{вх.с1}} = -\omega_s L_H$ $R_{\text{вх.с2}} = \omega_s S_0 R_i L_H$	 $L_{\text{вих.с1}} = \omega^2 L_\Gamma / S_0 R_i \omega_s^2$ $L_{\text{вих.с2}} = L_\Gamma$ $R_{\text{вих.с1}} = -\omega^2 L_\Gamma / S_0 R_i \omega_s$ $R_{\text{вих.с2}} = \omega^2 L_\Gamma / \omega_s$
 $R_{\text{вх.в}} = R_{\text{вих.в}}$ $L_{\text{вх.в}} = L_{\text{вих.в}}$ $R_{\text{вх.в}} = C_H / A_1 \omega_s$ $L_{\text{вх.в}} = C_H / \omega^2 A_1$	 $C_H = C_\Gamma$	 $C_{\text{вх.с1}} = \Omega_s^2 C_H / S_0 R_i$ $C_{\text{вх.с2}} = C_H$ $R_{\text{вх.с1}} = \omega_s / \omega^2 C_H$ $R_{\text{вх.с2}} = -S_0 R_i \omega_s / \omega^2 C_H$	 $C_{\text{вих.с1}} = C_\Gamma$ $C_{\text{вих.с2}} = S_0 R_i C_\Gamma / \Omega_s^2$ $R_{\text{вих.с1}} = -1 / \omega_s C_\Gamma$ $R_{\text{вих.с2}} = 1 / S_0 R_i \omega_s C_\Gamma$

Отже проведений аналіз показав, що у якості УПІ, який забезпечує реалізацію негативного дійсного імітансу, в діапазоні НВЧ можуть використовуватися біполярні транзистори, включені за схемою зі спільним колектором і загальною базою, а також польові транзистори, включені за схемою зі спільним стоком, затвором і витоком. Вони можуть працювати як конвертори (УПП_к, УПП_б, УПП_з і УПП_с) і як інвертори (УПП_в). Взаємні властивості у широкому діапазоні частот має УПП_б, що робить енергетично невигідним використання її вихідного імітансу при реалізації НВЧ АФ.

Для всіх розглянутих типів УПІ характерна наявність оптимальних частот перетворення і оптимальних значень перетворюваного імітансу. Проектування НВЧ АФ на ці частоти з використанням оптимальних значень перетворюваного

імітансу дозволяє підвищити стабільність фільтрів. Найбільш високі граничні частоти мають УПк та УПс. У номінальному режимі роботи при постійному струмі їх граничні частоти дорівнюють максимальній частоті генерації транзистора $f_{\max}$. Максимальний коефіцієнт передачі на межі стійкості K_m мають УПб та УПв. Проте для реалізації НВЧ АФ цей параметр не такий важливий як, наприклад при проектуванні НВЧ підсилювачів. Мінімально досяжний коефіцієнт шуму $f_{\min}$ УПк і УПс дещо менший, ніж УПб і УПв, що слід враховувати при побудові малошумових НВЧ АФ.

1.5 Критеріальне оцінювання ефективності НВЧ фільтрів

Надвисокочастотні (НВЧ) фільтри є невід'ємними компонентами багатьох радіотехнічних систем. Різні реалізації фільтрів можуть значно відрізнятися за своїми характеристиками, в залежності від методу синтезу, використовуваної елементної бази і технології виготовлення. В зв'язку з цим виникає закономірне питання: якій реалізації слід віддати перевагу? Наперший погляд відповідь очевидна, - тій, яка забезпечує кращі електричні характеристики при менших габаритах. Однак фільтри НВЧ характеризуються великим набором параметрів, які взаємозв'язані таким чином, що виграш за одним параметром неминуче веде до програшу в іншому. Тому для оцінювання їх реалізації в [13] запропонований інтегральний критерій, який дозволяє порівнювати НВЧ-фільтри за сукупністю їх характеристик.

За означенням, ідеальний пасивний НВЧ-фільтр забезпечує повне проходження сигналу в заданій смузі частот (смузі пропускання) і повне відбиття не в даній смузі, тобто має ідеально прямокутну амплітудно-частотну характеристику (АЧХ). Якість такого ідеального фільтру доцільно прийняти рівною нескінченності. На практиці ідеально прямокутна АЧХ недосяжна через: скінченний порядок (кількість ланок) реального фільтра, скінченну добротність його елементів і неідеальне узгодження за виходом. Реальний фільтр (рис.1.13) характеризується скінченною крутизною фронтів АЧХ, рівнем послаблення в смузі

пропускання L_s , вношуваними втратами в смузі ПЛ, а також рівнем коефіцієнта відбиття в смузі пропускання (втратами на відбиття) RL. Відмінність крутизни АЧХ реального фільтра від ідеально прямокутної передатної характеристики описується коефіцієнтом прямокутності.[13]

$$K_r = \frac{\Delta f + \delta f_1 + \delta f_2}{\Delta f},$$

$$K_r = \frac{10 + 200 + 170}{10} = 38[\text{МГц}],$$

Де в чисельнику знаходиться ширина передатної характеристики за рівнем L_s (рис 1.13). При однаковому значенні K_r найкраще наближення до ідеально-прямокутної АЧХ забезпечує фільтр, який має велике послаблення в смузі запирання. Для ідеального фільтра $K_r=1$.

Вношувані втратив смузі пропускання фільтра прямо пропорційні порядку фільтра і обернено пропорційні відносній ширині смуги пропускання і власній добротності резонаторів. При інших рівних умовах більш вузько смуговий фільтр має великі вношувані втрати. Отже, адекватне порівняння різних фільтрів за рівнем вношуваних втрат може бути тільки при приведеній до смуги пропускання однаковій ширині, за яку зручно вибрати смугу з відносною шириною 100% ($\frac{\Delta f}{f_0} = 1$). Неузгодженість за входом фільтра в смузі пропускання зазвичай характеризують рівнем коефіцієнта відбиття (RL), вираженим в децибелах або значенням коефіцієнта стоячої хвилі(КСХ).

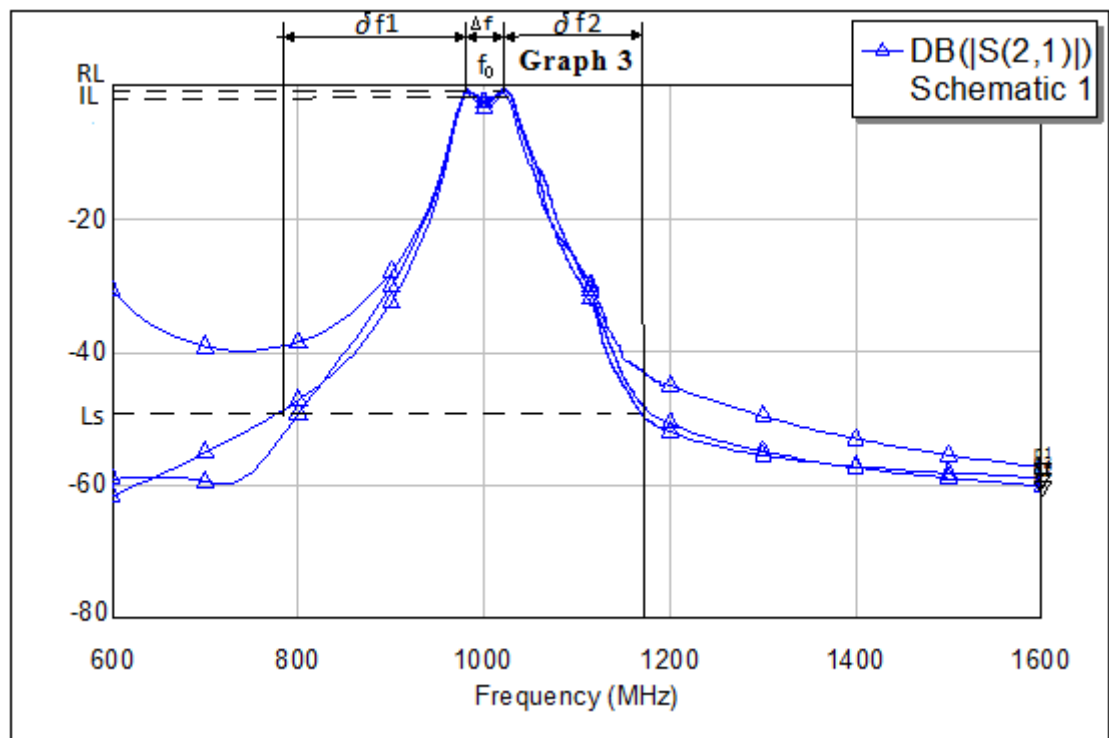


Рисунок 1.13 – АЧХ реального смуго-пропускного фільтрів

З урахуванням вищесказаного запропонований інтегральний критерій якості фільтра з точки зору наближення його АЧХ до ідеально прямокутної характеристики як [13]

$$F_0 = \frac{L_s}{K_r - 1} * \frac{RL}{IL \frac{\Delta f}{f_0}}, [\text{дБ}],$$

$$F_0 = \frac{60}{38 - 1} * \frac{0.5}{2 \frac{10}{1000}} = 40.5 [\text{дБ}],$$

де L_s , IL і RL виражені в децибелах.

В цьому рівнянні F_0 обертається в нескінченність, якщо хоча б один з параметрів відповідає характеристиці ідеального фільтра, для якої: $K_r = 1$, $L_s \rightarrow \infty$, $IL \rightarrow \infty$, $RL \rightarrow \infty$.

Постійне прагнення до все більшої мініатюризації НВЧ-приладів накладає жорсткі обмеження на їх малогабаритні параметри. У пасивних НВЧ-фільтрів прагнення до зменшення розмірів приводить до пропорційного змен-

шення їх частотної вибірконості. Цей недолік відсутній тільки у активних НВЧ фільтрів, тому для інтегральних НВЧ-фільтрів пріоритетним параметром є площа підкладки, необхідна для розміщення фільтра. Для врахування цього параметра критерій ефективності фільтра доповнено коефіцієнтом, що враховує розміри приладу, віднесені до довжини хвилі,

$$E = F_0 * \frac{\lambda_g^2}{S + \lambda_g^2}, [\text{дБ}]$$

$$E = 40.5 * \frac{599585}{376,194 + 599585} = 40,4[\text{дБ}]$$

де λ_g - довжина хвилі в лінії на центральній частоті (f_0)

S – площа, яку займає фільтр.

2 РОЗРАХУНОК ТА МОДЕЛЮВАННЯ АКТИВНОГО ВЗАЄМНОГО НВЧ ФІЛЬТРА

2.1 Розрахунок взаємного НВЧ фільтра

Вихідні дані:

1. Центральна частота смуги пропускання: $f_0 = 1000$ МГц;
2. Абсолютна ширина смуги пропускання: $\Delta f = 10$ МГц;
3. Затухання сигналу поза смугою пропускання $L = 60$ дБ;
4. Хвильовий опір тракту передачі $Z_0 = 50$ Ом;

Одержати необхідне затухання сигналу поза смугою пропускання $L = 60$ дБ забезпечити одно резонаторним фільтром не можливо, то виберемо схему трирезонаторного фільтра [14].

Визначимо параметри пасивного фільтру-прототипу, схема якого зображена на рис. 2.1.

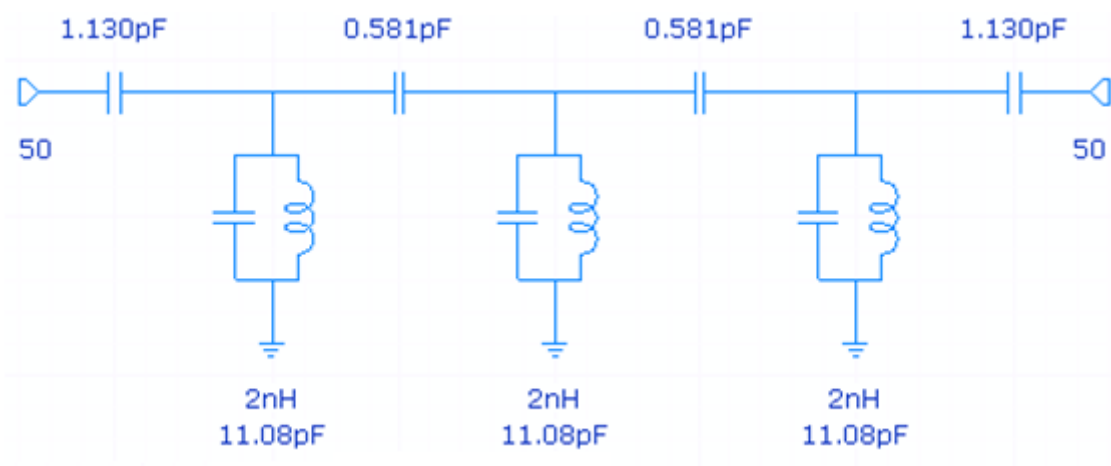


Рисунок 2.1 – Пасивний трирезонаторний смуго-пропускний фільтр-прототип

Спочатку задамо значенням індуктивності резонатора $L_i = 2$ нГн.

Добротність контурів при використанні гібридно-плівкової технології вважаємо рівною 70 [14].

Для розрахунків використаємо програму iFilterAWRMicrowaveOffice, що за введеними початковими даними визначить необхідні значення параметрів схеми.

Результати розрахунків фільтра-прототипа:

$$C1=C5=2,13\text{пФ}, C2=C6=C7=11,08\text{пФ}, C3=C4=0,581\text{пФ}, L_i = 2\text{нГн}.$$

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) розрахованого фільтра зображена на рис. 2.2. З одержаної АЧХ фільтра видно, що затухання сигналу на центральній частоті смуги пропускання становить 5,94дБ.

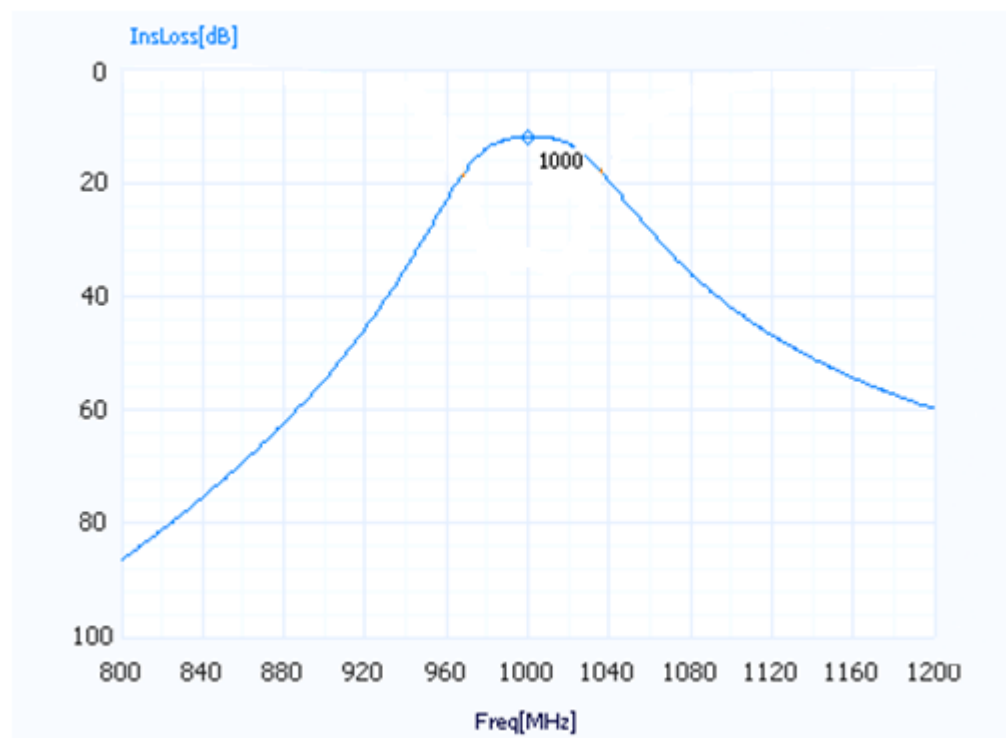


Рисунок 2.2 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра (параметри S_{21} та S_{12})

Тобто недоліком даного фільтра є затухання сигналу в смузі пропускання. Усунути цей недолік, тобто забезпечити затухання на рівні 0 дБ можна шляхом

збільшення добротності контурів, що можна здійснити за рахунок використання негатронів – приладів з від’ємним опором.

Визначимо, в скільки разів необхідно покращити добротність контурів.

За графіком на рис. 3 [15] для $n = 2$ і $A_f = 60$ дБ знайдемо коефіцієнт $M = 400$.

Розрахуємо відносну смугу пропускання фільтру на рівні $A_f = 60$ дБ [15]

$$W_1 = 2\delta f / f_0 = 2 \cdot 10 \cdot 10^6 / 1 \cdot 10^9 = 0,04.$$

Визначимо добротність резонаторів [15]:

$$Q_T = M / W_1 A_0 = 75 / 0,04 \cdot 1 = 1875.$$

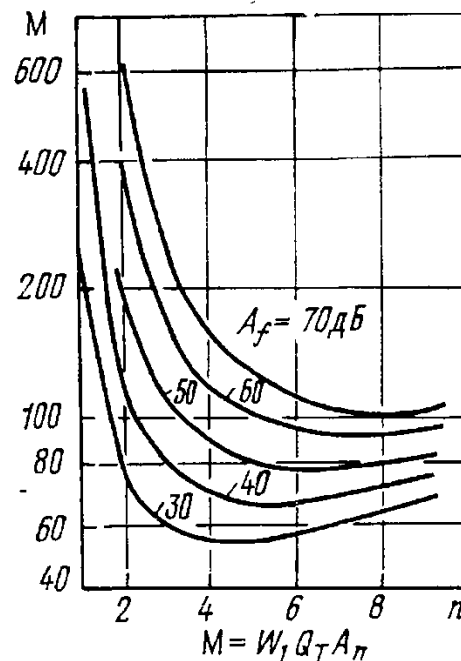


Рисунок 2.3 - Графіки для визначення потрібної добротності резонаторів

Коефіцієнт збільшення добротності складає $m = 1875/70 = 26,8$.

Для збільшення добротності внесемо в схему від’ємну провідність.

$$G_{вих}^{(-)} = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left(\frac{1}{Q_C} - \frac{1}{Q_T} \right) = \sqrt{\frac{11,08 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 10^{-9}}} \left(\frac{1}{70} - \frac{1}{1875} \right) = 1,103 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}^{-1}.$$

Виходячи з умови $f_0 < 0,5 f_T$ і використовуючи довідникові дані [16], вибираємо транзистор типу 2SC3357, який має $r_{\bar{o}} = 3$ Ом, $f_T = 6,5$ ГГц.

Для зменшення впливу розкиду опору бази транзистора на точність розрахунку, в коло бази послідовно до котушок індуктивності $L1$, $L2$ включаємо опір 51 Ом (як правило опір вибирається в межах 20 – 100 Ом).

Знайдемо відношення

$$\Omega = f / f_T = 1 \cdot 10^9 / 6,5 \cdot 10^9 = 0,154;$$

$$\frac{1}{G_{\text{вих}}^{(-)}(r_{\bar{o}} + R_{\bar{o}})} = \frac{1}{1,103 \cdot 10^{-3} \cdot (3 + 51)} = 16,8.$$

За номограмою (рис. 2.4) [15] визначимо $2\omega_T \Omega^2 G_{\text{вих}}^{(-)} L1 \cdot 10^5 \approx 300$, звідки обчислимо значення індуктивності, що перетворюється

$$L1 = \frac{300}{2 \cdot 10^5 \omega_T \Omega^2 G_{\text{вих}}^{(-)}} = \frac{300}{2 \cdot 10^5 \cdot 6,28 \cdot 6,5 \cdot 10^9 \cdot 0,024 \cdot 1,103 \cdot 10^{-3}} = 9,15 \text{ нГн.}$$

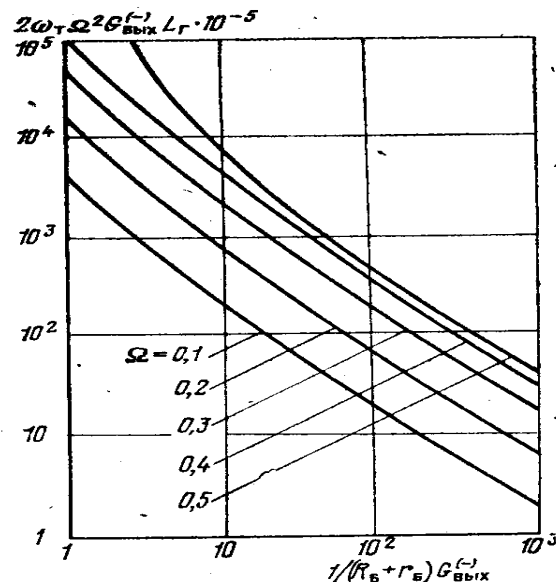


Рисунок 2.4 - Графік, що визначає зв'язок між приведеними значеннями перетвореної від'ємної провідності на виході узагальненого перетворювача імітанса (УПІ) та індуктивністю, що перетворюється.

Визначимо відношення

$$\frac{\omega_T \Omega L_1}{r_{\bar{o}} + R_{\bar{o}}} = \frac{6,28 \cdot 6,5 \cdot 10^9 \cdot 0,154 \cdot 9,15 \cdot 10^{-9}}{54} = 1,06.$$

Використовуючи номограму (рис. 2.5) [15], визначимо $L_{\text{вих}} \omega_T / (r_{\bar{o}} + R_{\bar{o}}) \approx 2$, звідки знаходимо еквівалентну індуктивність кола емітер-колектор транзистора

$$L_{\text{вих}} \approx \frac{2(r_{\bar{o}} + R_{\bar{o}})}{\omega_T} = \frac{2(3 + 51)}{6,28 \cdot 6,5 \cdot 10^9} = 2,7 \text{ нГн.}$$

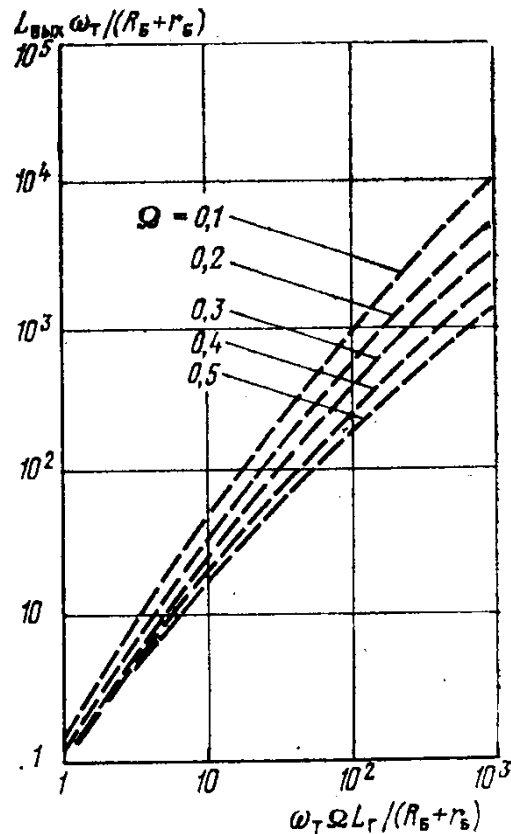


Рисунок 2.5 - Графік, що визначає зв'язок між приведеними значеннями індуктивності, що перетворюється, та перетвореною індуктивністю на виході УП, реалізованого на транзисторі з спільним колектором

Враховуючи, що індуктивність резонатора $L_0 < L_{вих}$, визначимо індуктивність додаткової котушки індуктивності $L_{дод}$, яку потрібну включити паралельно до кола емітер-колектор транзистора

$$L = \frac{L_{вих} \cdot L_0}{L_{вих} - L_0} = \frac{2,7 \cdot 2}{2,7 - 2} = 7,7 \text{ нГн.}$$

Робоча точка транзистора в розрахованому фільтрі повинна знаходитися на середині активної області. Тому розрахунок елементів живлення виконується аналогічно до розрахунку кіл живлення височастотного підсилювача.

2.2 Розрахунок запасу стійкості

За формулою

$$K_{y.з}(Y_{вх}) = 2 \operatorname{Re} Y^{(-)}_{\text{макс.вх}} / G_r - 1 = 2 / v_K - 1 = (m + 1) / (m - 1),$$

визначаємо значення інваріантного коефіцієнту стійкості одної ланки фільтра:

$$K_y \approx (26,8 + 1) / (26,8 - 1) = 1,08.$$

2.3 Комп'ютерне моделювання фільтра

Моделювання виконаємо в програмі AWR Microwave Office.

Схема для моделювання показана на рис.2.6

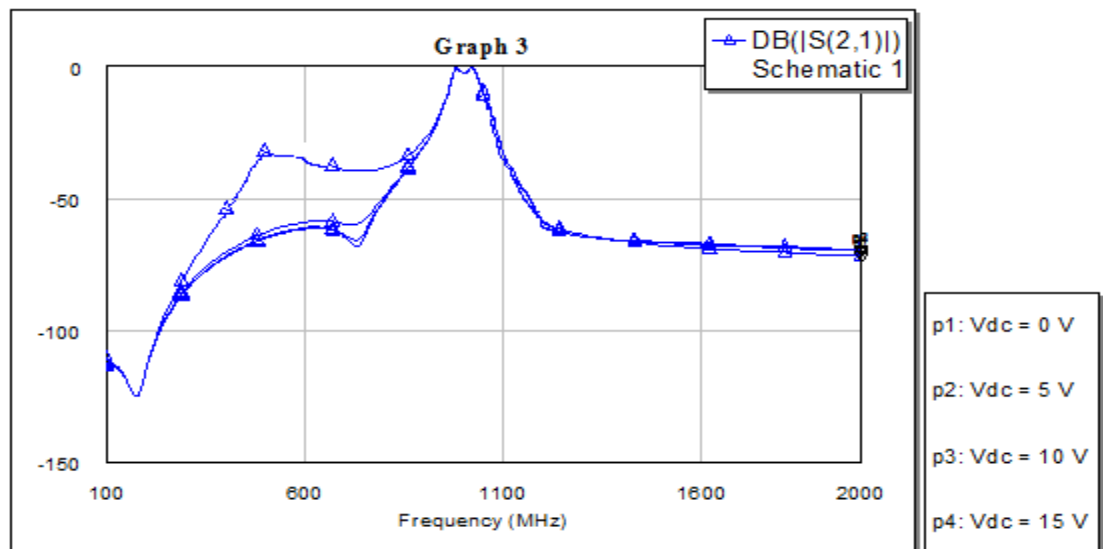


Рисунок 2.8 – Залежність АЧХ фільтра від напруги живлення

З наведених графіків видно, що напруга живлення сильно впливає на АЧХ фільтра.

Дослідимо вплив температури на роботу фільтра. АЧХ фільтра для різних температур 0, 20, 40 °C показана на рис. 2.9

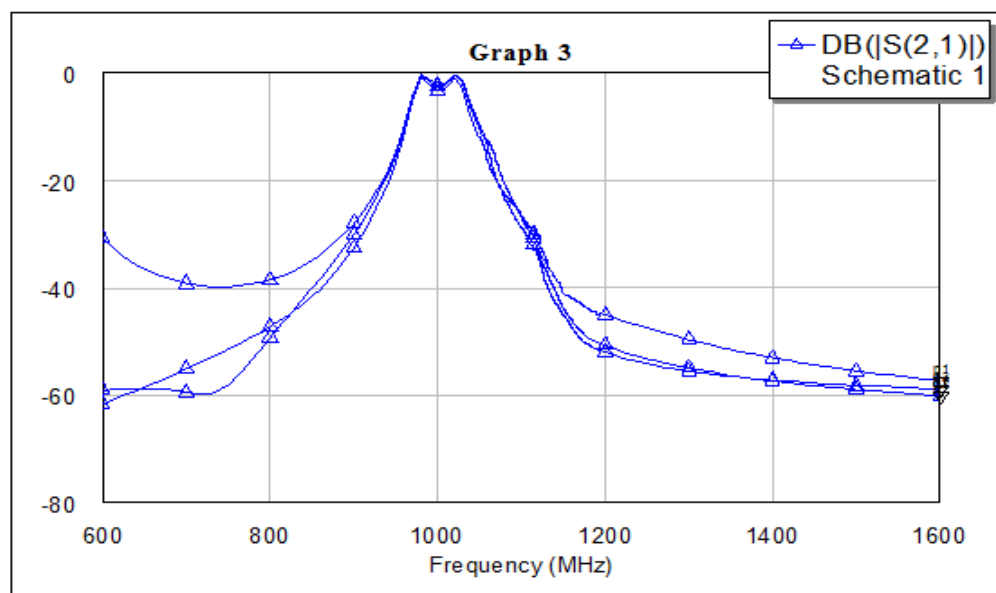


Рисунок 2.9 – АЧХ фільтра для температур 0, 20, 40 °C

З наведених графіків видно, що температура сильно впливає на АЧХ фільтра, особливо поза смугою пропускання.

3 РОЗРОБКА КОНСТРУКЦІЇ

3.1 Розрахунок топології елементів

Розрахуємо параметри плівкового резистора для активного НВЧ фільтра. Спочатку необхідно визначити оптимальний опір квадрата резистивної плівки, який визначається за наступним виразом

$$\rho_{\text{Сопт}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n R_i}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}}, \quad (3.1)$$

де R_i – номінал i -го резистора;

n – кількість резисторів.

Схема АФ НВЧ містить дванадцять резисторів, номінальний опір яких становить: 6 по 1000 Ом, 3 по 51 Ом, 3 по 3300 Ом тому підставивши чисельні значення у формулу (3.1) отримаємо

$$\rho_{\text{Сопт}} = \sqrt{\frac{6 \cdot 1 + 3 \cdot 0,051 + 3 \cdot 3,3}{\frac{6}{1} + \frac{3}{0,051} + \frac{3}{3,3}}} = 244 \text{ (Ом/}\square\text{)}.$$

Для виготовлення резисторів будемо використовувати матеріал ніхром, оскільки його $\rho_s = 300 \text{ Ом/}\square$ найближчий до $\rho_{\text{Сопт}}$.

Параметри резистивного матеріалу:

- питома потужність розсіювання – $P_0 = 20 \text{ мВт/мм}^2$;
- температурний коефіцієнт опору – $\alpha_R = \pm 1 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$;
- зміна величини опору при старінні – $\gamma_{\text{Rcm}} = \pm 0,3\%$.

Метод виготовлення резисторів – фотолітографія.

Крок координатної сітки – $h = 0,5 \text{ мм}$;

Дані для розрахунку:

- загальна похибка опорів – $\gamma_{\text{R1}} = 7\%$;
- максимальна робоча температура – $T_{\text{max}} = 120^\circ\text{C}$;

- потужність розсіювання – $P_1=10$ мВт;
- похибка перехідних опорів контактів – $\gamma_{Rk}=2\%$;
- похибка відтворення величини резистивної плівки - $\gamma_{\rho s}\leq 4\%$;

Мінімальна довжина і ширина, які можуть бути зроблені за допомогою цього методу - $\Delta l=\Delta b= 0,01$ мм.

Температурна похибка опору при максимальній робочій температурі - $\gamma_{Rt}=\pm 1\%$.

Максимально допустима похибка коефіцієнта - $\gamma_{K\phi\text{доп}}= 1,7\%$

Визначимо конструкцію резисторів за значенням коефіцієнта форми

$$K_{\phi} = \frac{R}{\rho_s}, \quad (3.2)$$

$$K_{\phi} = \frac{1000}{300} = 3,33$$

$$K_{\phi} = \frac{51}{300} = 0,17$$

$$K_{\phi} = \frac{3300}{300} = 11$$

Отже, резистори прямокутної форми з довжиною, меншою за ширину ($l < b$). На рисунку 3.1 наведено загальний вигляд резистора прямокутної форми з довжиною меншою за ширину.

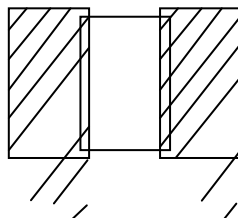


Рисунок 3.1 – Резистор прямокутної форми з довжиною меншою за ширину

Для таких резисторів спочатку визначається довжина, а потім ширина:

$$l_{\text{розр}} \geq \max \{l_{\text{техн}}; l_{\text{точн}}; l_p\}, \quad (3.3)$$

де $l_{\text{техн}}$ – мінімальна довжина резистора, обумовлена технологічними обмеженнями, $l_{\text{техн}}=0,1$ мм.

$$l_{\text{точн}} \geq \frac{\Delta l + \Delta b \cdot K_{\Phi}}{\gamma_{\text{Кфдоп}}}, \quad (3.4)$$

де $l_{\text{точн}}$ – довжина резистора, що визначається точністю виготовлення.

$$l_p = \sqrt{\frac{P_1 \cdot K_{\Phi}}{P_0}}, \quad (3.5)$$

де l_p – мінімальна довжина резистора, при якій забезпечується задана потужність.

Підставимо чисельні значення у (3.4) та (3.5)

$$\begin{aligned} l_{\text{точн}} &\geq \frac{0,01 + 0,01 \cdot 3,33}{0,017} = 2,54 \text{ (мм)}, \\ l_{\text{точн}} &\geq \frac{0,01 + 0,01 \cdot 0,17}{0,017} = 1 \text{ (мм)}, \\ l_{\text{точн}} &\geq \frac{0,01 + 0,01 \cdot 11}{0,017} = 7 \text{ (мм)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} l_p &= \sqrt{\frac{10 \cdot 3,33}{20}} = 1,65 \text{ (мм)}. \\ l_p &= \sqrt{\frac{10 \cdot 0,17}{20}} = 0,085 \text{ (мм)}. \\ l_p &= \sqrt{\frac{10 \cdot 11}{20}} = 5,5 \text{ (мм)}. \end{aligned}$$

Згідно з формулою (3.3) приймаємо найбільше із вирахованих значень $l_{\text{розр}} = l_p = 0,78$ мм. Заокруглюємо до значення, кратного кроку координатної сітки у більшу сторону, щоб був запас із розсіювання потужності: $l_{\text{розр}} = 1$ мм.

Тепер, знаючи значення довжини резистора, визначаємо його ширину, за допомогою коефіцієнта форми

$$b = \frac{l}{K_{\phi}}, \quad (3.6)$$

$$b = \frac{1}{3,33} = 0,3 \text{ (мм)}.$$

$$b = \frac{1}{0,17} = 5,88 \text{ (мм)}.$$

$$b = \frac{1}{11} = 0,09 \text{ (мм)}.$$

Заокруглюємо до значення, кратного кроку координатної сітки $b=3,5$ мм.

Визначаємо повну довжину резистора з врахуванням перекриття контактних площадок

$$l_{\text{пов}} = l_{\text{розр}} + 2 \cdot e, \quad (3.7)$$

де e – розмір перекриття резистора і контактних площадок.

При використанні даного методу $e=0,1$ мм.

$$l_{\text{пов}} = 5,5 + 2 \cdot 0,1 = 1,2 \text{ (мм)}.$$

Загальна площа резистора становить

$$S = l_{\text{пов}} \cdot b, \quad (3.8)$$

$$S = 5,7 \cdot 0,3 = 1,7 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

$$S = 5,7 \cdot 5,88 = 33,5 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

$$S = 5,7 \cdot 0,09 = 0,5 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

Необхідно розрахувати плівкову індуктивність $L1$ ($L1=0,006$ мкГн, робоча частота $f=1$ ГГц).

На рисунку 3.2 представлено різні види котушок індуктивності.

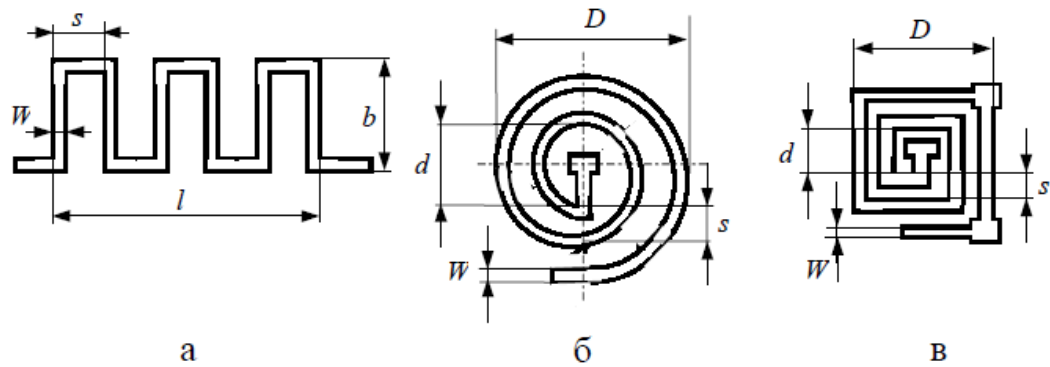


Рисунок 3.2 – Котушки індуктивності: а – меандр; б, в - спіральні

Обираємо тип котушки меандр, тоді розрахунки проводитимуться за наступними виразами

$$L = 0,1b \left(4n \ln \frac{2s}{W} - C_n \right) \quad (3.9)$$

$$l = nb + (n - 1)(s - W) \quad (3.10)$$

Виразимо b з (3.11)

$$b = \frac{L}{0,1 \left(4n \ln \frac{2s}{W} - C_n \right)} \quad (3.11)$$

Для розрахунку задаємося наступними параметрами: $W=0,1$ мм, $s=0,5$ мм, $n=3$, $C_n=3,92$. Підставимо чисельні значення в (3.13) та (3.12)

$$b = \frac{9,15}{0,1 \left(4 \cdot 3 \ln \frac{2 \cdot 0,5}{0,1} - 3,92 \right)} = 3,8 \text{ (мм)},$$

$$b = \frac{7,7}{0,1 \left(4 \cdot 3 \ln \frac{2 \cdot 0,5}{0,1} - 3,92 \right)} = 3,2 \text{ (мм)},$$

$$l = 3 \cdot 3,8 + (3 - 1)(0,5 - 0,1) = 12,2 \text{ (мм)}.$$

$$l = 3 \cdot 3,2 + (3 - 1)(0,5 - 0,1) = 12 \text{ (мм)}.$$

Таким чином, розрахована котушка індуктивності буде мати наступні параметри: $b = 3,8$ мм, $3,2$ мм $l = 12,2$ мм, 12 мм.

Проведемо розрахунок плівкових провідників, вони мають бути розраховані таким чином, щоб на частоті 1 ГГц їх хвильовий опір складав 50 Ом. Ширина провідників розраховується за наступним виразом

$$W/h = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A) - 2}, \quad (3.12)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right). \quad (3.13)$$

Отримуємо, що $W/h = 0,985$.

Таким чином, ширина провідників становитиме 1 мм, а товщина підкладки 1,015 мм.

Далі необхідно розрахувати параметри плівкового конденсатора $C_1=100$ пФ. Плівкові конденсатори будуть виконані у вигляді щілин. Загальний вигляд такого конденсатора представлено на рисунку 3.4.

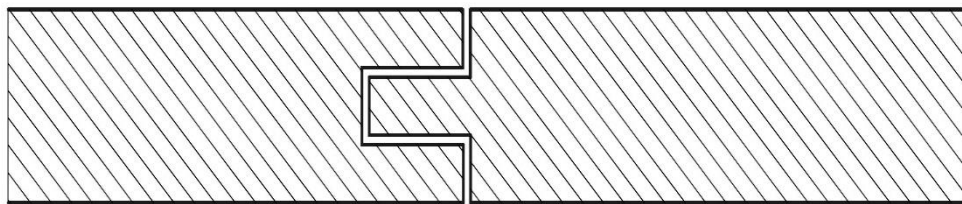


Рисунок 3.4 – Загальний вигляд послідовного плівкового конденсатора

Визначимо довжину щілини, виразивши її з наступних виразів:

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{d}, \quad (3.14)$$

$$S = \frac{Cd}{\varepsilon \varepsilon_0}, \quad (3.15)$$

$$S = kl, \quad (3.16)$$

$$l = \frac{S}{k}, \quad (3.17)$$

де ε – діелектрична проникність діелектрика, для повітря вона становить 1;

ε_0 – діелектрична стала, $\varepsilon_0=8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м;

S – площа перекриття обкладинок конденсатора;

d – відстань між обкладинками конденсатора

k – ширина обкладинки конденсатора;

l – довжина обкладинки конденсатора.

Прийmemo $d=0,0001$ мм, а $k=0,01$ мм, тоді підставивши чисельні значення, отримаємо

$$S = \frac{100 \cdot 10^{-12} \cdot 0,0001 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} = 1,13 \cdot 10^{-6} (\text{м}^2),$$

$$S = \frac{1,13 \cdot 10^{-12} \cdot 0,0001 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} = 1,28 \cdot 10^{-8} (\text{м}^2),$$

$$S = \frac{0,88 \cdot 10^{-12} \cdot 0,0001 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} = 9,94 \cdot 10^{-9} (\text{м}^2),$$

$$S = \frac{11,08 \cdot 10^{-12} \cdot 0,0001 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} = 1,25 \cdot 10^{-7} (\text{м}^2),$$

$$l = \frac{1,13 \cdot 10^{-6}}{0,01 \cdot 10^{-3}} = 113 \cdot 10^{-3} (\text{м}).$$

$$l = \frac{1,28 \cdot 10^{-8}}{0,01 \cdot 10^{-3}} = 128 \cdot 10^{-5} (\text{м}).$$

$$l = \frac{9,94 \cdot 10^{-9}}{0,01 \cdot 10^{-3}} = 994 \cdot 10^{-6} (\text{м}).$$

$$l = \frac{1,25 \cdot 10^{-7}}{0,01 \cdot 10^{-3}} = 125 \cdot 10^{-4} (\text{м}).$$

3.2 Розрахунок корпусу

Вибір корпусу здійснюється опираючись на орієнтовну площу, розрахованої схеми, тому перш за все проведемо розрахунок площі, яку займають досліджувані схеми за виразом

$$S_3 = K \sum_{i=1}^n S_i, \quad (3.30)$$

де K – коефіцієнт, який враховує зазор між елементами та площу, необхідну для розміщення з'єднань (для орієнтовних розрахунків його значення приймається рівним 2 або 3), приймемо даний коефіцієнт рівним 2;

S_i – площа елементів плати.

Розрахуємо площу активного НВЧ фільтра. В таблиці 3.1 представлено площі елементів активного НВЧ фільтра.

Таблиця 3.1 – Площі елементів активного НВЧ фільтра

Елемент	Номінал, пФ	Площа, м ²	Елемент	Номінал, Ом	Площа мм ²
C1	1,13	$1,28 \cdot 10^{-8}$	R1	1000	1,7
C2	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$	R2	51	33,5
C3	11,08	$1,25 \cdot 10^{-7}$	R3	1000	1,7
C4	0,88	$9,94 \cdot 10^{-9}$	R4	3300	0,5
C5	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$	R5	1000	1,7
C6	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$	R6	51	33,5
C7	11,08	$1,25 \cdot 10^{-7}$	R7	1000	1,7
C8	0,88	$9,94 \cdot 10^{-9}$	R8	3300	0,5
C9	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$	R9	1000	1,7
C10	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$	R10	51	33,5
C11	11,08	$1,25 \cdot 10^{-7}$	R11	1000	1,7
C12	1,13	$1,28 \cdot 10^{-8}$	R12	3300	0,5
C13	100	$1,13 \cdot 10^{-6}$			
Елемент	Номінал, нГ	Площа, мм	Елемент	Номінал, нГ	Площа, мм
L1	7,7	12	L4	9,15	12,2
L2	9,15	12,2	L5	7,7	12
L3	7,7	12	L6	9,15	12,2

Таким чином, підставивши чисельні значення у (3.30) отримаємо

$$S_3 = 2 \cdot (3,297 + 72,6 + 112,2) = 376,194(\text{мм}^2).$$

Отже, площа корпусу для активного НВЧ фільтра повинна бути більшою або рівною $376,194(\text{мм}^2)$. Виходячи з даної умови обираємо корпус MDA – R518 – 61, площа якого складає 650 мм^2 . Обраний корпус представлено на рисунку 3.6.

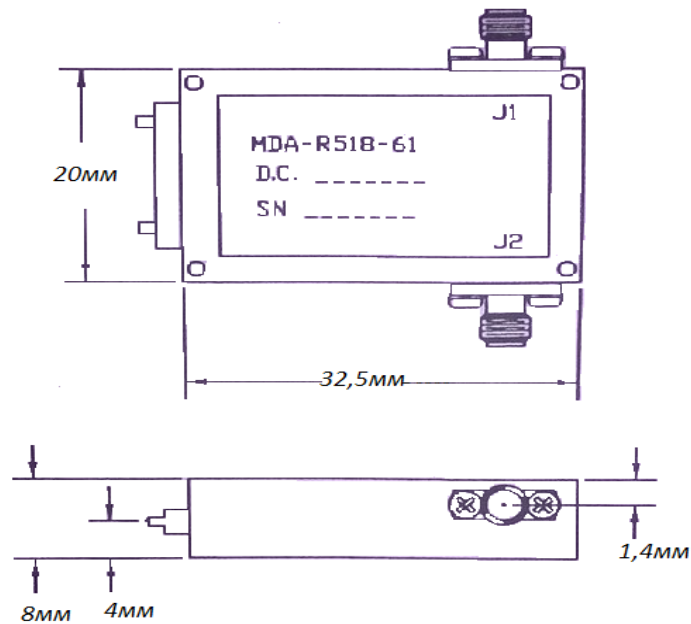


Рисунок 3.6 – Корпус MDA – R518 – 61

3.3 Розрахунок надійності

Надійність визначається часом напрацювання на відмову, який обчислюється за формулою

$$T = \frac{1}{\sum \lambda_{\Sigma}}. \quad (3.30)$$

де λ_{Σ} - сумарна інтенсивність відмов компонентів та елементів.

$$\lambda_{\Sigma} = [N_T \cdot \lambda_{0T} \cdot \alpha_T + N_D \cdot \lambda_{0D} \cdot \alpha_D + N_R \cdot \lambda_{0R} \cdot \alpha_R + N_C \cdot \lambda_{0C} \cdot \alpha_C + N_{ДП} \cdot \lambda_{0ДП}] \cdot K_i \quad (3.31)$$

$$K_i = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \quad (3.32)$$

де N_T – кількість транзисторів;

N_D – кількість діодів,

N_R – кількість плівкових резисторів,

N_C – кількість плівкових конденсаторів,

$N_{ДП}$ – кількість друкованих провідників,

α – поправковий коефіцієнт навантаження елемента або компонента;

λ_0 – інтенсивність відмов елемента або компонента;

K_1 – коефіцієнт, що враховує вплив навколишнього середовища:

K_1 – враховує дію механічних факторів;

K_2 – враховує дію вологості;

K_3 – враховує атмосферний тиск.

Для усіх схем, що проектуються оберемо наступні коефіцієнти K_i :
 $K_1=1,07$, $K_2=1$, $K_3=1$.

$$K_i = 1,07 \cdot 1 \cdot 1 = 1,07.$$

В таблиці 3.6 представлено характеристики елементів активного НВЧ фільтра.

Таблиця 3.6 – Характеристики елементів активного НВЧ фільтра

Тип елемента	Кількість, шт.	λ_0 , год ⁻¹	α
Резистори	12	$1 \cdot 10^{-9}$	0,8
Конденсатори	13	$1 \cdot 10^{-8}$	1,13
Індуктивності	6	$1 \cdot 10^{-8}$	-
Транзистори	3	$1 \cdot 10^{-8}$	0,82
Друковані провідники	37	$1 \cdot 10^{-9}$	-
Підкладка	1	$5 \cdot 10^{-10}$	-

Підставивши значення у (3.31) отримали, що $\lambda_{\Sigma} = 6,73 \cdot 10^{-6}$.

Розрахуємо час напрацювання на відмову

$$T = \frac{1}{6,73 \cdot 10^{-6}} = 14,8588 \cdot 10^4 (\text{год}).$$

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Дослідження на тему «Активні фільтри ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором» відбувалася в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На дослідника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Організація робочого місця дослідника активних фільтрів ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором, як користувача ПК повинна забезпечувати відповідність всіх елементів робочого місця і їхнього розташування ергономічним вимогам. Робоче місце при виконанні робіт сидячи. Загальні ергономічні вимоги; характеру й особливостям трудової діяльності [10].

Площа, виділена для одного робочого місця з ПК, повинна становити не менш 6 м^2 , а об'єм – не менше 20 м^3 [11].

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

Виробничі приміщення повинні обладнуватись шафами для зберігання документів, стелажами, тумбами тощо, з урахуванням вимог до площі приміщень.

У приміщеннях з ПК слід щоденно робити вологе прибирання.

Приміщення із ПК мають бути оснащені аптечками першої медичної допомоги.

При приміщеннях із ПК мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування й роздачі тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Конструкція робочого місця користувача ПК повинна забезпечувати підтримку оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: стопи ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – у горизонтальній площині; передпліччя – вертикальні; лікті – під кутом $70-90^{\circ}$ до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° щодо горизонтальної площини, нахил голови – $15-20^{\circ}$ щодо вертикальної площини.

Висота робочої поверхні стола для відеотерміналу повинна перебувати в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій у зоні досяжності моторного поля.

Робочий стіл для ПК повинен мати простір для ніг висотою не менш 600 мм, шириною не менш 500 мм, глибиною на рівні колін не менш 450 мм, на рівні витягнутої ноги - не менш 650 мм.

Робоче сидіння (стілець, крісло) користувача ПК повинен мати наступні основні елементи: сидіння, спинку й стаціонарні або знімні підлокітники.

Екран монітора й клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів.

Клавіатуру варто розміщати на поверхні стола або на спеціальній, регульованій по висоті, робочій поверхні окремо від стола на відстані 100-300

мм від краю, найближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури повинен бути в межах 5-15°.

При організації праці, пов'язаної з використанням ПК, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і підтримки працездатності передбачаються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

Внутрішньозмінні режими праці й відпочинку містять додаткові не тривалі перерви в періоди, що передують появі об'єктивних і суб'єктивних ознак стомлення й зниження працездатності.

Працюючі з ПК підлягають обов'язковим медичним оглядам: попереднім – при влаштуванні на роботу і періодичним – протягом трудової діяльності. Основними критеріями оцінки придатності до роботи з ПК мають бути показники стану органів зору: гострота зору, показники рефракції, акомодції, стану бінокулярного апарату ока тощо. При цьому необхідно враховувати також стан організму в цілому.

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазових, нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприладів.

Металеві труби й гнучкі металеві рукави заземлені. Заземлення відповідає вимогам Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів [12].

Неприпустимим є:

- експлуатація кабелів і проводів з ушкодженими захисними властивостями за час експлуатації ізоляції; залишення під напругою кабелів і проводів з неізовльованими провідниками;
- застосування саморобних подовжувачів, що не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводів;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального устаткування або ламп накаливання;

- користування ушкодженими розетками, вимикачами й іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або здуття;
- підвішування світильників безпосередньо на струмоведучих проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною й іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури й приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Параметри мікроклімату нормуються в залежності від: періоду року; категорії робіт; технологічного процесу.

Для нормування параметрів мікроклімату календарний рік поділяється на два періоди:

- холодний період – період року, коли середньодобова температура зовні приміщення нижча за $+10^{\circ}\text{C}$;
- теплий – коли середньодобова температура зовні приміщення становить $+10^{\circ}\text{C}$ і вище.

Робота дослідника активних фільтрів ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором за енерговитратами відноситься до категорії 1а [13]. Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл.4.2.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [14]).

Таблиця 4.2.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, $^{\circ}\text{C}$	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення оптимального мікроклімату у приміщенні встановлено систему опалення та вентиляції повітря. Параметри мікроклімату міряються в початковий, середній і кінцевий періоди як холодного, так і теплого сезонів, не рідше трьох разів протягом зміни. При коливаннях показників мікроклімату, що зумовлені технологічними процесами та іншими факторами, виміри також проводяться при мінімальних та максимальних значеннях теплових навантажень на працівників протягом зміни.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється дослідження активних фільтрів ультразвукової частоти на основі транзисторних схем із від'ємним диференціальним опором, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.2.

Таблиця 4.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Фенол	0,01	0,01	3
Формальдегід	0,035	0,003	2
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок – іонів. Так в 1 см³ чистого зовнішнього повітря міститься близько 1000 негативних іонів і понад 1200 позитивних. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.2.3).

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

Для забезпечення належного складу повітря у робочій зоні використовується система припливно-витяжної вентиляції. Регулярно проводиться провітрювання через віконні отвори та вологе прибирання. Також розглядається можливість встановлення системи кондиціонування.

4.2.3 Виробниче освітлення

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для виконання роботи зазначені у таблиці 4.2.4 (відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [15]):

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

Місце праці повинно бути розташоване так, щоб уникнути попадання в очі прямого світла. Щоб уникнути світлових відблисків необхідно використовувати обладнання з матовою поверхнею. Для захисту очей від прямого сонячного світла чи джерел штучного освітлення необхідно застосовувати захисні козирки та жалюзі на вікнах.

Для створення оптимальних умов зорової роботи слід враховувати не лише кількість та якість освітлення, а й кольорове оточення. Так, при світлому пофарбуванні інтер'єру завдяки збільшенню кількості відбитого світла рівень освітленості підвищується на 20 – 40% (при тій же потужності джерел світла), різкість тіней зменшується, покращується рівномірність освітлення.

4.2.4 Виробничий шум

Шум може тимчасово активізувати або постійно пригнічувати психічні процеси організму людини. Фізіологічні та біологічні наслідки можуть проявлятися у формі порушення функцій слуху та інших аналізаторів, зокрема вестибулярного апарату, координуючої функції кори головного мозку, нервової системи, систем травлення і кровообігу.

Індивідуальні особливості людини, пов'язані з різними психологічними реакціями на вплив шуму, суттєво впливають на його сприйняття

Допустимі рівні шуму та вібрації на місцях праці осіб, що працюють з ПК, встановлені санітарними нормами ДсанПіН 3.3.2-007-98 [16], витяг з яких подано в таблиці 4.2.5.

Таблиця 4.2.5 - Допустимі еквівалентні рівні шуму

Вид професійної діяльності, місце праці	Еквівалентні рівні шуму, дБА.
Програмісти	50
Оператори в залах опрацювання інформації на ПК та оператори комп'ютерного набору	65
В приміщеннях для розташування шумних агрегатів	75

Основними заходами боротьби з шумом є усунення або ослаблення причин шуму в самому його джерелі у процесі роботи, використання звукопоглинаючих матеріалів, раціональне планування виробничих приміщень.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Оскільки розробка проводилася за допомогою ПК, то на робочому місці працівника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Основою функціонування організму є дуже слабкі біоелектричні струми, що синхронізують природні біологічні режими. Штучні ЕМП якщо співпадають з частотами біологічних ритмів мозку або біоелектричною активністю серця чи інших органів людини можуть призвести до десинхронізації функціональних процесів в організмі.

Механізм біологічної дії на організм людини полягає як у тепловому, так і нетепловому специфічному ефекті, тепла дія ЕМП проявляються у підвищенні температури тіла, а також локальному, вибіркового нагріванні тканин, органів, клітин унаслідок переходу електромагнітної енергії у теплову.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.2.6.

Таблиця 4.2.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/м	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30 МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10

Продовження таблиці 4.2.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0... 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 В/м

Для зниження негативного впливу електромагнітних полів (ЕМП) від ПК на дослідника, також можна застосовувати екранування або використовувати антирадіаційні фільтри на моніторах.

4.3 Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалось дослідження активних фільтрів ультразвукового діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференціальним опором використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [17]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система запобігання пожежі включає такі основні напрями:

- запобігання утворенню горючого середовища. Досягається: застосуванням герметичного виробничого устаткування; максимально можливою заміною в технологічних процесах горючих речовин та матеріалів негорючими;

обмеженням кількості пожежо- та вибухонебезпечних речовин при використанні та зберіганні, а також правильним їх розміщенням; ізоляцією горючого та вибухонебезпечного середовища; організацією контролю за складом повітря в приміщенні та контролю за станом середовища в апаратах; застосуванням робочої та аварійної вентиляції; відведенням горючого середовища в спеціальні пристрої та безпечні місця; застосуванням в установках з горючими речовинами пристроїв захисту від пошкоджень та аварій; використанням інгібувальних (хімічно активні компоненти, що сприяють припиненню пожежі) та флегматизаційних (інертні компоненти, що роблять середовище негорючим) добавок та ін.

– запобігання виникненню в горючому середовищі (чи внесенню в нього) джерела запалювання. Досягається: використанням устаткування та пристроїв, при роботі яких не виникає джерел запалювання; використанням електроустаткування, що відповідає за виконанням класу пожежо- та вибухонебезпечки приміщень та зон, груп і категорії вибухонебезпечної суміші; виконанням вимог щодо сумісного зберігання речовин та матеріалів; використанням устаткування, що задовольняє вимоги електростатичної іскробезпеки; улаштуванням блискавкозахисту; організацією автоматичного контролю параметрів, що визначають джерела запалювання; використанням швидкодіючих засобів захисного вимкнення; заземленням устаткування, видовжених металоконструкцій; використанням під час роботи з ЛЗР інструментів, що не допускають іскроутворення; ліквідацією умов для самоспалахування речовин і матеріалів; усуненням контакту з повітрям пірофорних речовин; підтриманням температури нагрівання поверхні устаткування пристроїв, речовин та матеріалів, які можуть контактувати з горючим середовищем нижче гранично допустимої (80 % температури самозаймання).

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де проводилося дослідження системи фазового автопідстроювання частоти такі:

– несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);

- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- систематичне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист промислових об'єктів забезпечується:

- правильним вибором необхідного ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій; правильним об'ємно-планувальним рішенням будівель і споруд; розташуванням приміщень та виробництв з урахуванням вимог пожежної безпеки;
- улаштуванням протипожежних перепон у будівлях, системах вентиляції, опалювальних та кабельних комунікаціях;
- спорудженням протидимного захисту;
- забезпеченням евакуації людей;
- використанням засобів пожежної сигналізації, сповіщення та пожежогасіння;
- організацією пожежної охорони об'єкта;
- засобами, що забезпечують успішне розгортання тактичних дій гасіння пожежі.

Досліджуване приміщення має два переносних (порошкових, водопінних або водяних) вогнегасників з масою заряду вогнегасної речовини 5 кг і більше. Крім того, треба передбачати по одному вуглекислотному вогнегаснику з величиною заряду вогнегасної речовини 3 кг і більше:

- на 20 м² площі підлоги в таких приміщеннях: офісні приміщення з ПЕОМ, комори, електрощитові, вентиляційні камери та інші технічні приміщення;
- на 50 м² площі підлоги приміщень архівів, машинних залів, бібліотек, музеїв [18].

ВИСНОВКИ

У бакалаврській дипломній роботі розроблений та досліджений невзаємний активний фільтр ультрависокочастотного діапазону на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

Проаналізований сучасний стан розробки активних фільтрів ультрависокочастотного діапазону.

Виконані електричні розрахунки невзаємного пасивного фільтра-прототипу ультрависокочастотного діапазону для забезпечення таких електричних параметрів: центральна частота 1 ГГц, ширина смуги пропускання 10 МГц, затухання радіосигналу поза смугою пропускання 60 дБ, хвильовий опір лінії передачі 50 Ом. Отримані результати моделювання його амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик за допомогою програми MicroWave Studio. Виконані конструкторські розрахунки та розроблена конструкція невзаємного активного фільтра ультрависокочастотного діапазону на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором.

З одержаної АЧХ невзаємного пасивного фільтра-прототипу видно, що затухання сигналу на центральній частоті смуги пропускання становить 5,94 дБ. Тобто недоліком невзаємного пасивного фільтра-прототипу є затухання сигналу в смузі пропускання. У роботі цей недолік був усунений шляхом збільшення добротності контурів, що було здійснено за рахунок використання транзисторних схем з від'ємним опором. Як активний елемент УВЧ фільтра був обраний біполярний транзистор типу 2SC3357, що має граничну частоту 6,5 ГГц. Була запропонована нова електрична схема триконтурного активного УВЧ фільтра на основі транзисторних схем з від'ємним опором. Це дозволило забезпечити затухання сигналу в смузі пропускання на рівні 0 дБ.

У роботі було здійснено розроблення конструкції невзаємного активного УВЧ фільтра на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором. Отримані результати розрахунків плівкових пасивних елементів

тів. Також було здійснено вибір корпусу типу MDA – R518 – 61, площа якого складає 650 мм², опираючись на орієнтовну площу розрахованої схеми фільтра.

Також у бакалаврській дипломній роботі виконаний розділ Охорони праці. Описані технічні рішення щодо безпечного виконання роботи, зокрема обладнання робочого місця. Наведені технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії. Також перелічені технічні рішення системи протипожежного захисту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Bulchis E.W Voltage tunable active inductorless filter / E.W Bulchis // United States Patent Application. – 2001.
2. Forbes L. Voltage Tunable active inductors filter / L.Forbes // United States Patent Application. – 2001.
3. Філінюк М.А. Активні УВЧ і НВЧ фільтри / М.А. Філінюк., Л.Б. Ліщинська. – Вінниця: ВНТУ, 2009.
4. Філінюк М.А. Основи негatronіки / М.А. Філінюк.-Вінниця, 2006.
5. Tolson James N. Voltage controlled band-pass / James N.Tolson // United States Patent. -2004.
6. ПАТ.16644. Україна, МКИ G06R 27/28. Спосіб вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості чотириполюсника / Огородник К.В., Філінюк М.А., Булига І.В.; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет.
7. ПАТ. 20993. Україна, МКИ H03H 11/00. Активний коливальний контур / Філінюк М.А., Барабан М.В., Ліщинська Л.Б.; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет.
8. Філінюк М.А. Вимірювання мінімально-досяжного дійсного імітансу потенційно-нестійкого чотириполюсника. / Філінюк М.А., Гаврилов Д.В // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003.
9. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.
10. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.
11. 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.

12. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154
13. 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>
14. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:
<http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
15. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>
16. 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.
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
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>.

Додаток А
(обов'язковий)

А

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

А

АКТИВНІ ФІЛЬТРИ УЛЬТРАВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Виконав: студент 2(4)-го курсу, групи ТКР-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехні-
ка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

М.В. Буйницький Буйницький М.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

А.О. Семенов Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 08 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

А

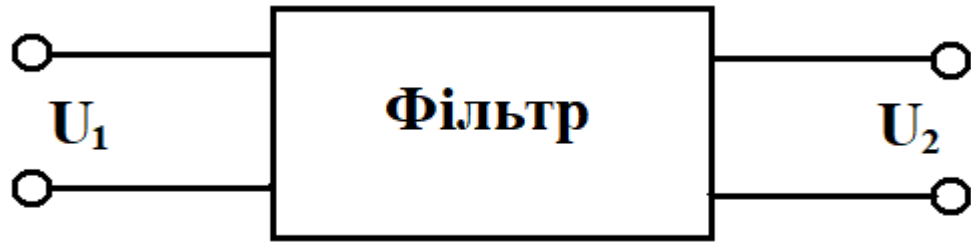


Рисунок 1– Зображення електричного фільтра

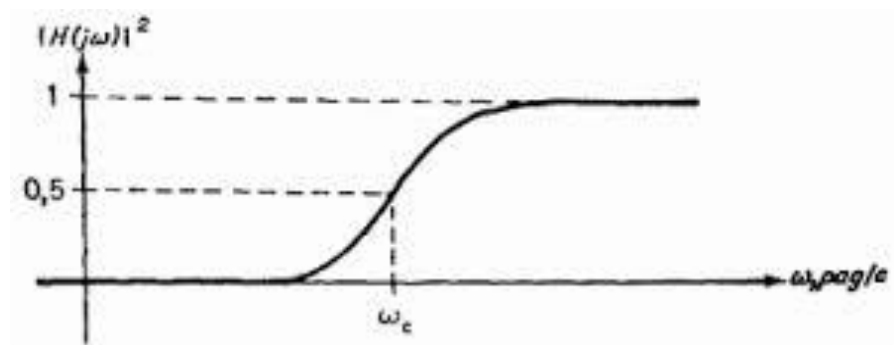


Рисунок 2 – Реальна та ідеальна амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот

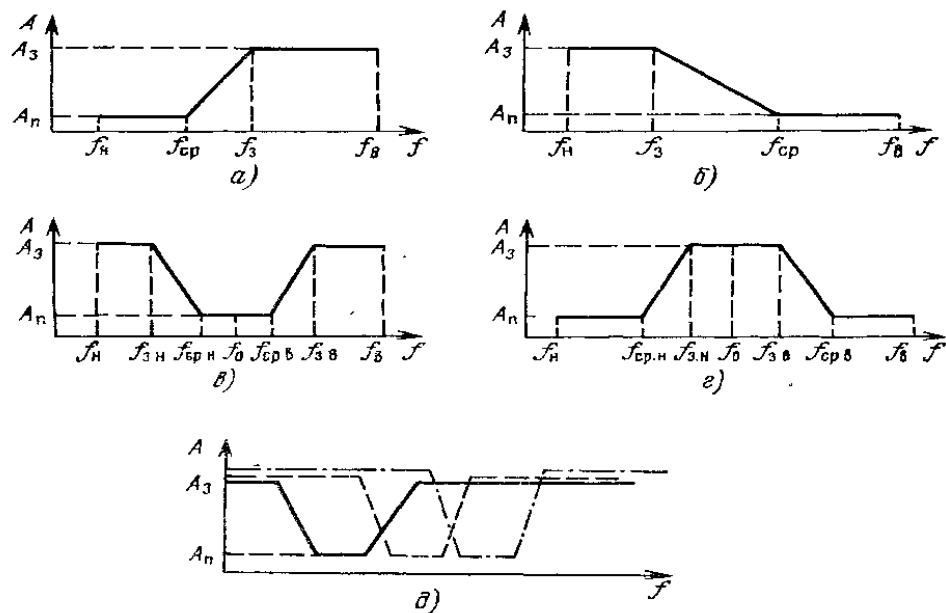


Рисунок 3 – Частотні характеристики різних типів фільтрів: а) ФНЧ; б) ФВЧ; в) СПФ, г) СЗФ; д) багатосмугового

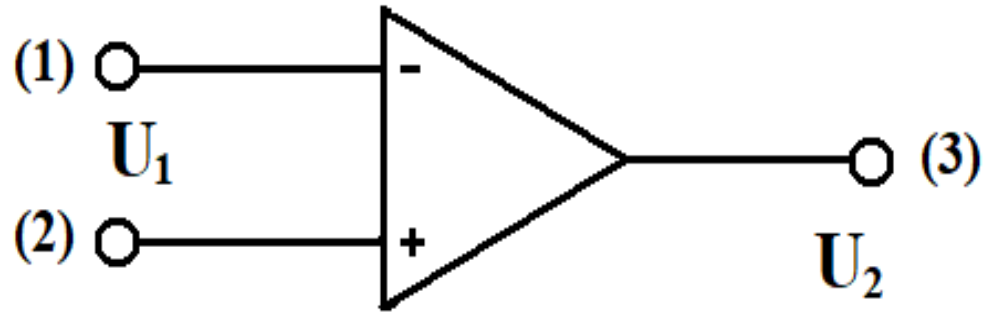


Рисунок. 4 – Позначення операційного підсилювача на електричних функціональних схемах

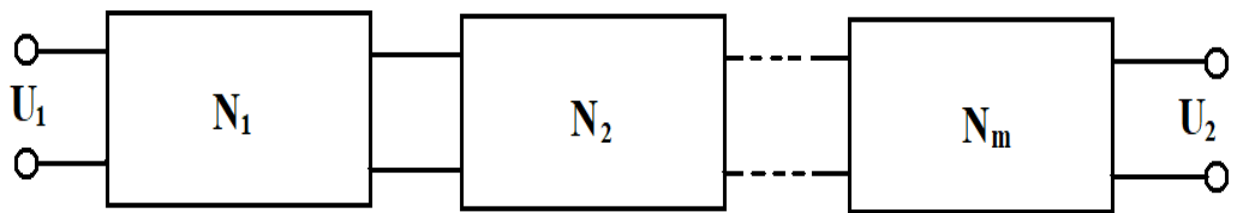


Рисунок 5 – Каскадне з'єднання ланок фільтра

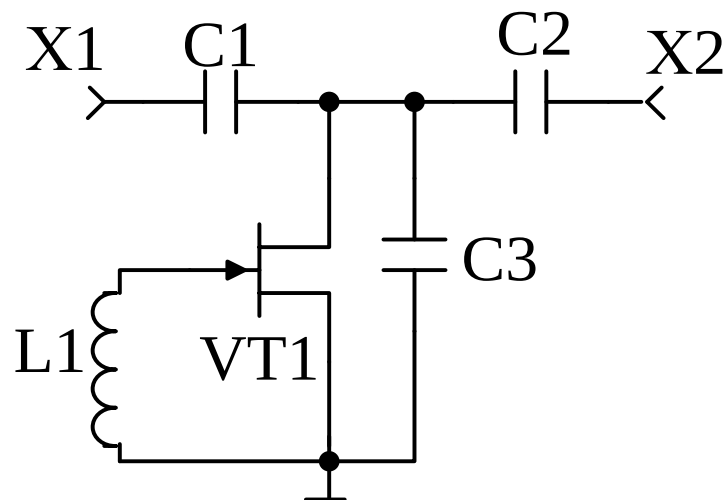


Рисунок 6 – Смуго-пропускний некерований активний фільтр на польовому транзисторі

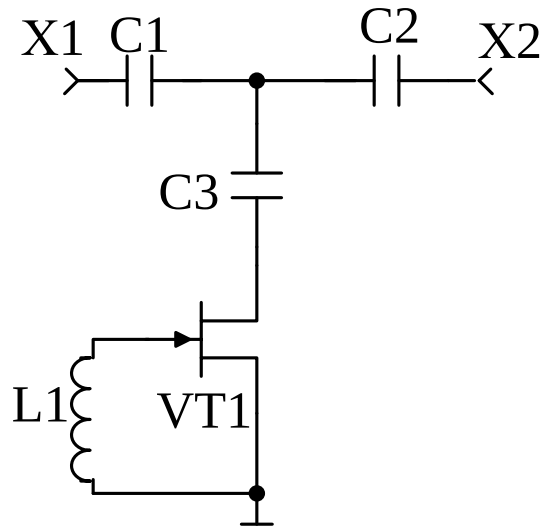


Рисунок 7 – Смуго-загороджуваний некерований активний фільтр на польовому транзисторі

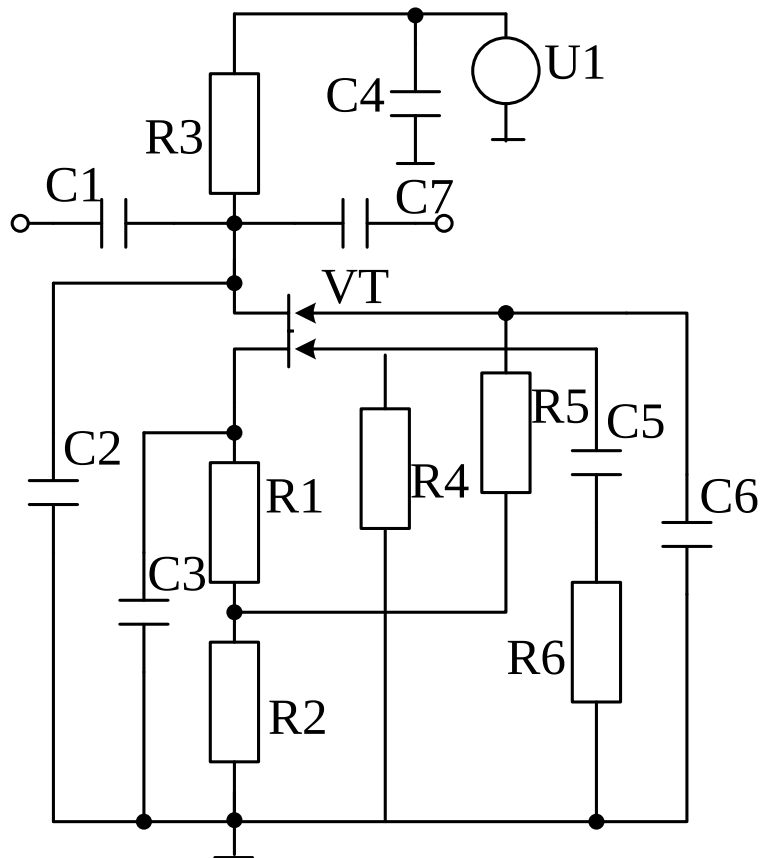


Рисунок 8 – Взаємний однорезонаторний СПФ

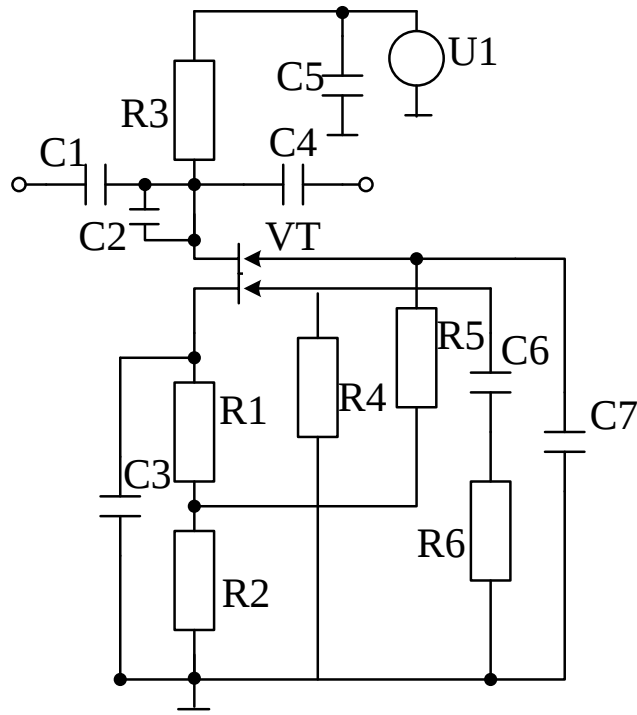


Рисунок 9 - Взаємний однорезонаторний СЗФ

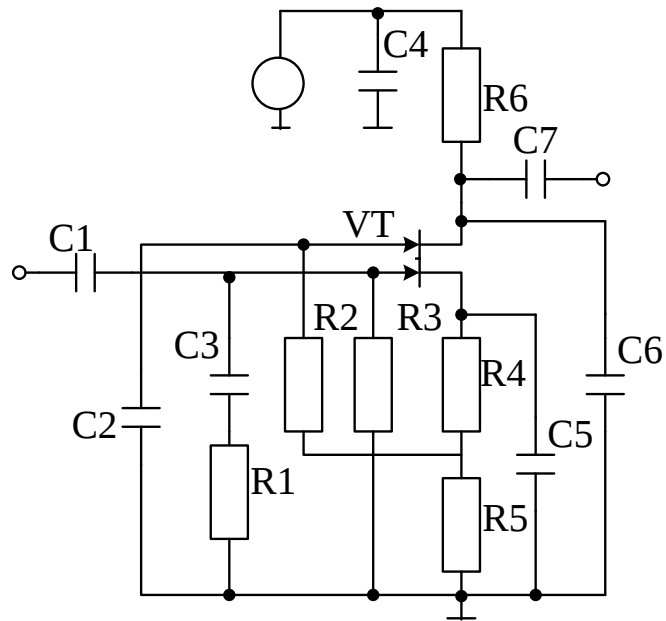


Рисунок 10 – Невзаємний одно резонаторний СПФ

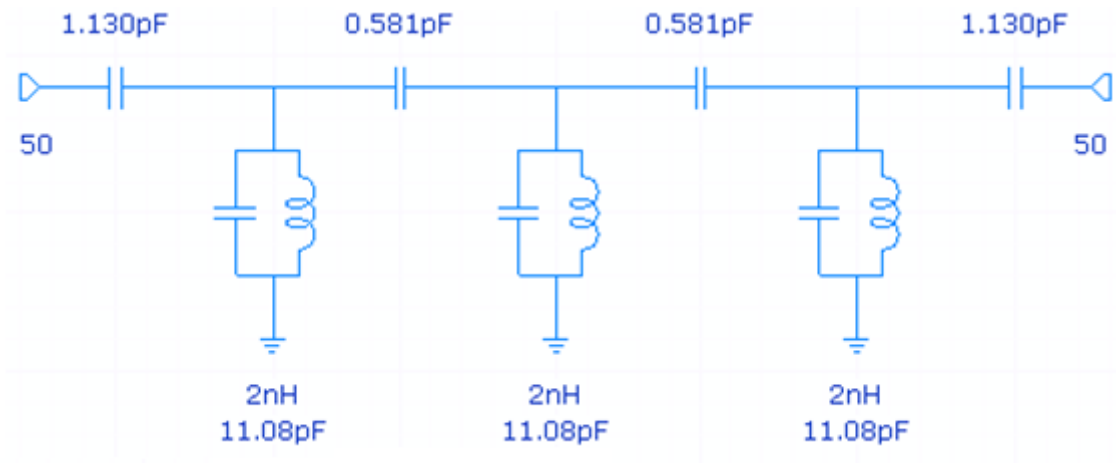


Рисунок 11 – Пасивний трирезонаторний смуго-пропускний фільтр-прототип

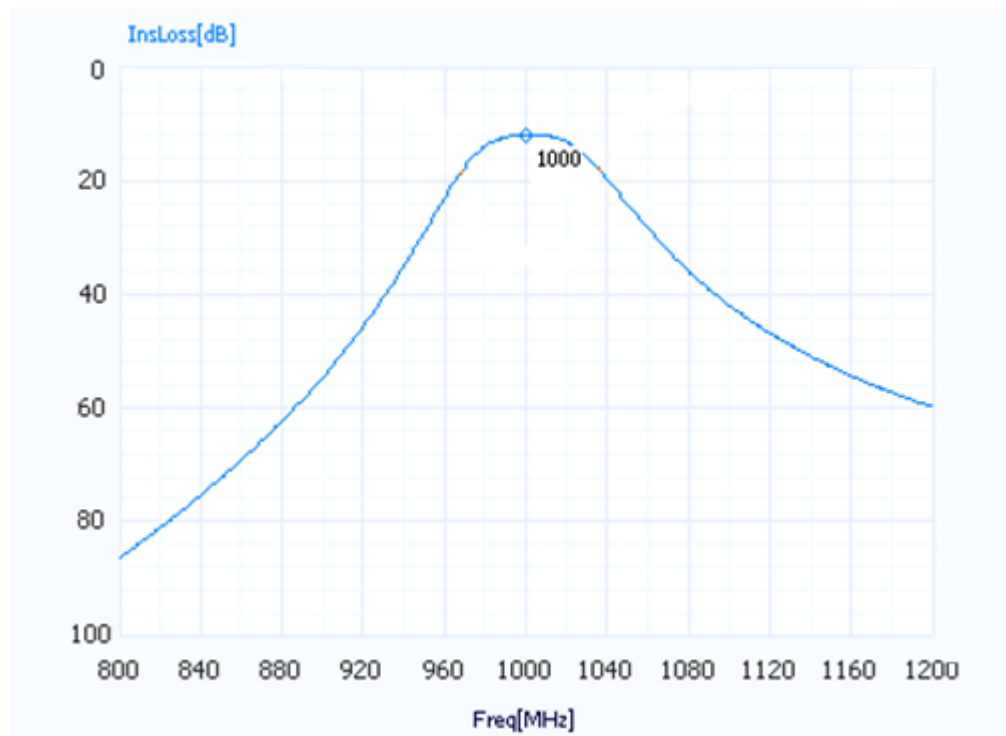


Рисунок 12 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра (параметри S_{21} та S_{12})

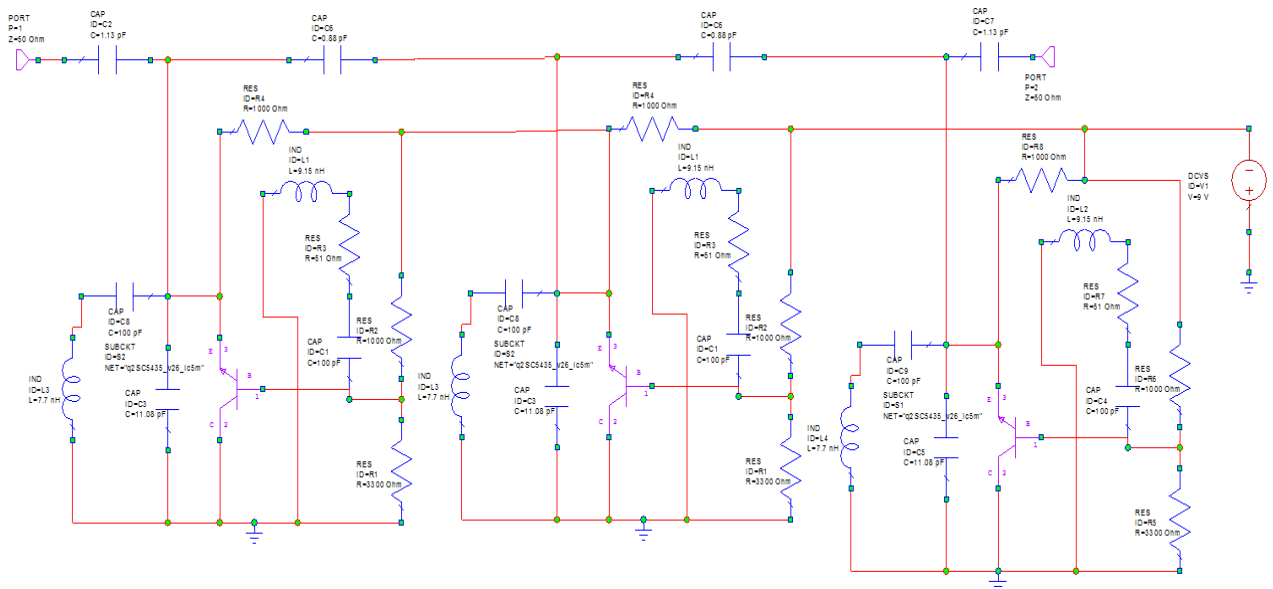


Рисунок 13 - Схема активного смуго-пропускного фільтра

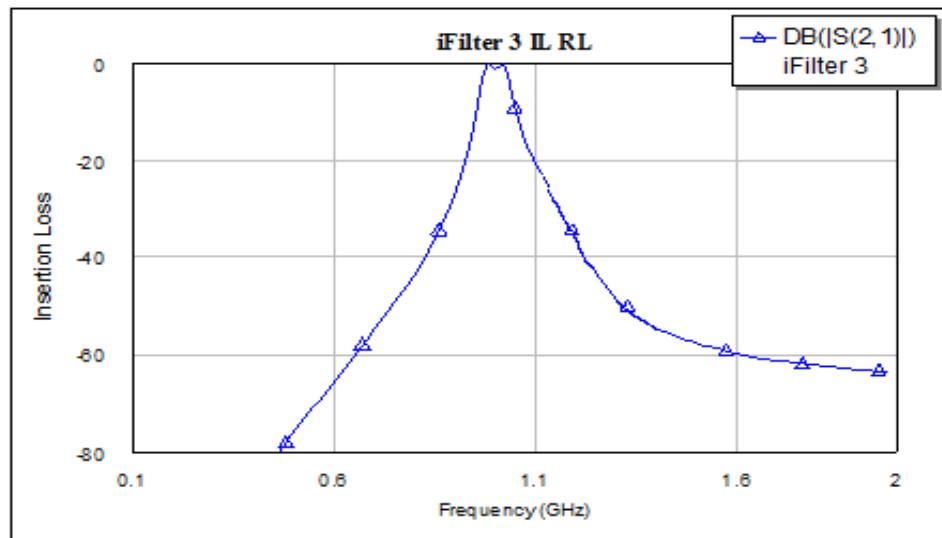


Рисунок 14 - Амплітудно-частотна характеристика розрахованого фільтра

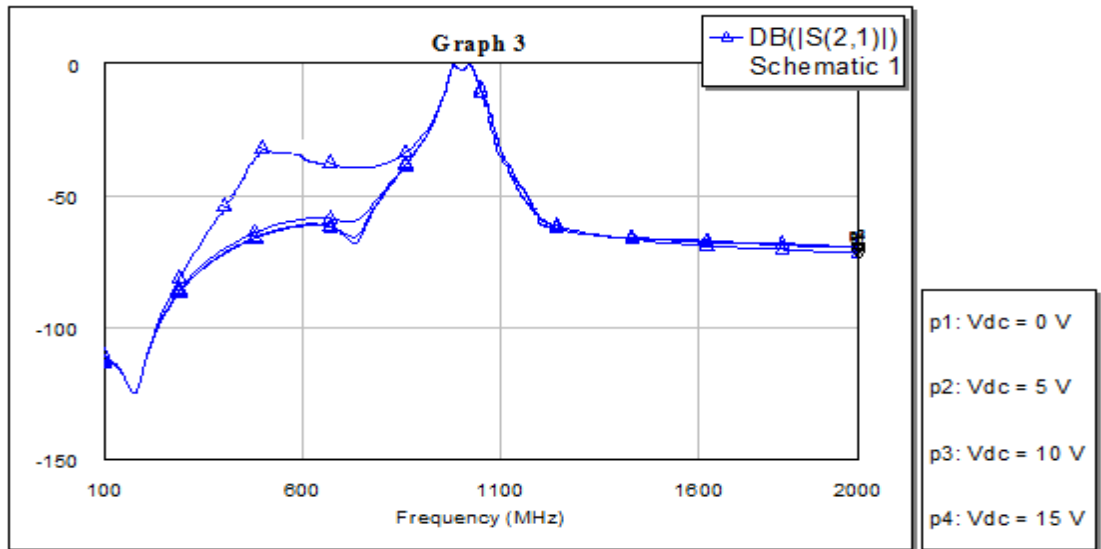


Рисунок 15 – Залежність АЧХ фільтра від напруги живлення

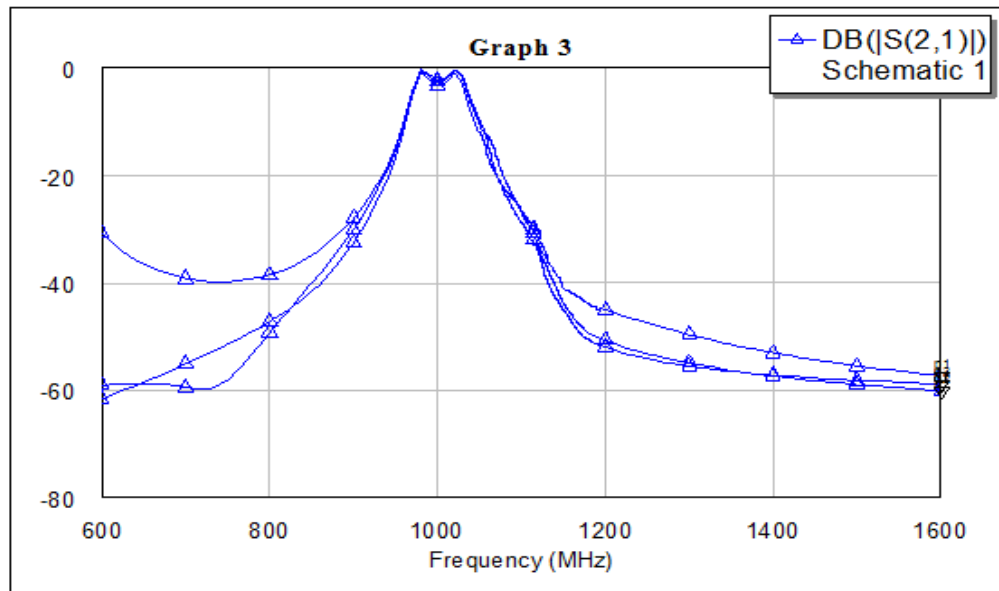


Рисунок 16 – АЧХ фільтра для температур 0, 20, 40 °C

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**АКТИВНІ ФІЛЬТРИ УЛЬТРАВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ НА
ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ ІЗ ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ
ОПОРОМ**

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Активні фільтри ультрависокочастотного діапазону на основі транзисторних схем із від'ємним диференційним опором»

Тип роботи: БДР (БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС (кафедра, факультет)

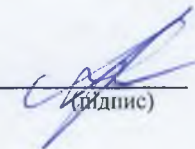
Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 84,7% Схожість 15,3%

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.

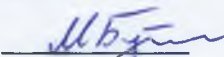
Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

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

Автор роботи


(підпис)

Максим БУЙНИЦЬКИЙ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)