

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка
до магістерської кваліфікаційної роботи

«Магістр»

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-18м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка Освітня програма: Радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки,
спеціальності)

Фенченко С. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор, зав. каф. РТ

Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: асистент каф. ТКСТБ

Макогон В. І.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2019 р.

Вінниця ВНТУ - 2019 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“03” 10 2019 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Фенченку Сергію Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Розробка активних високочастотних фільтрів»

керівник роботи Осадчук Олександр Володимирович, д.т.н., професор

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

затвержені наказом вищого навчального закладу від “ 02” 10 2019 року №254

2. Строк подання студентом роботи 17 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи: ФНЧ 4-8 порядку з коефіцієнтом підсилення не більше 1,78, частота $f_{\text{зр}} = 4000$ Гц, частота одиничного підсилення операційного підсилювача не менше 7000 Гц.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз існуючого стану розвитку та проектування активних фільтрів; характеристики фільтрів низьких і високих частот та вимоги до них; розробка та дослідження активного ФНЧ; методи розробки активних ВЧ НЧ фільтрів; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): класифікація електричних фільтрів; каскадне з'єднання ланок; попередня структурна схема еліптичного ФНЧ; амплітудно-частотні характеристики еліптичного ФНЧ а) з підйомом в смузі пропускання; б) без підйому; схема включення інтегральної мікросхеми UAF774; АЧХ з виходу 1-го – 4-го каскаду ФНЧ та АЧХ каскадного з'єднання всіх ланок ФНЧ; схема резонатора з послідовною котушкою індуктивності (а), її модуль вхідного імпедансу для різних L_s (б), залежність послідовного резонансу від L_s (в) і перестраїваемість частоти (г)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук О. В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.т.н., доцент Адлер О. О.		

7. Дата видачі завдання 04 жовтня 2019 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019-15.09.2019	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019-22.09.2019	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019-02.10.2019	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019-20.10.2019	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019-29.10.2019	
6.	Розділ моделювання	30.10.2019-03.11.2019	
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019-10.11.2019	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019-15.11.2019	
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019-22.11.2019	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019-27.11.2019	
11.	Нормоконтроль	28.11.2019-29.11.2019	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019-06.12.2019	
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019-17.12.2019	

Студент

(підпис)

Фенченко С. В.

Керівник роботи

Осадчук О. В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.397

Фенченко С.В. Розробка активних високочастотних фільтрів. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. –145 с. На українській мові. Бібліоґр.: 78 назв; табл. 19., Рисунок 40.

У магістерській кваліфікаційній роботі було проведено дослідження характеристик п'єзоелектричного резонатора за допомогою МСЕ і розроблена еквівалентна схемна модель резонатора, придатна для розрахунку електричних характеристик конструкцій резонаторів різних типів в широкому діапазоні частот.

Представлено результати дослідження, що підтверджують значну перевагу моделі п'єзоелектричного резонатора перед класичним, більш загальним підходом Мейсона. Показана можливість інтеграції моделі в більшість сучасних САПР і її застосування як для прискореного розрахунку і оптимізації конструктивних фільтрів на поверхнево акустичних хвилях високого порядку.

Проведено аналіз впливу реактивних навантажень на характеристики п'єзоелектричного резонатора. Показана можливість використання схем активних еквівалентів індуктивності і від'ємної ємності на основі ОУТ для реалізації ланок активних фільтрів з діапазоном перебудови до 200% і вище.

Наведено результати застосування такого підходу для реалізації малогабаритних активних ФНЧ і ФВЧ на п'єзоелектричних резонаторах.

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів є доцільним.

При запровадженні у виробництво виробник отримає прибуток. Аналізуючи ринок можна розраховувати на значний попит на наш виріб. Підтвердженням цьому є технічні параметри даного пристрою, які кращі за параметри аналога.

В розділі охорони праці було розглянуто такі питання як безпека в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані при оптичному випромінюванні, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження радіовимірювального параметричного перетворювача оптичного випромінювання, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: акустичні хвилі, LC-фільтри, позакристалльні фільтри, електричні фільтри, RC-фільтри, п'єзоелектричний резонатор, VC- фільтри.

ABSTRACT

Fenchenko S.V. Development of active high-frequency filters. Master's qualification work. – Vinnitsa: VNTU, 2019. –145p. In Ukrainian language. Bibliogr .: 78 titles; Tab. 19; Fig. 40.

In the master's qualification work, the characteristics of the piezoelectric resonator were studied using ITU, and an equivalent circuit model of the resonator was developed, suitable for the calculation of the electrical characteristics of resonator structures of different types in a wide frequency range.

The results of the study are presented to confirm the significant advantage of the piezoelectric resonator model over the classic, more general Mason approach. The possibility of integrating the model into most modern CAD systems and its application as for accelerated calculation and optimization of design filters on surface acoustic waves of high order is shown.

The effect of reactive loads on the characteristics of a piezoelectric resonator is analyzed. The possibility of using circuits of active equivalents of inductance and negative capacitance on the basis of OUT for the implementation of links of active filters with a range of tuning up to 200% and above is shown.

The results of the application of this approach for the implementation of small-size active LFDs and HDFs on piezoelectric resonators are presented.

Calculations on the efficiency of the device showed that its introduction into production is cost effective. Since the Current is <3 ... 5 years, it is advisable to fund this scientific development of synthesis methods for active high-frequency MEMS filters.

When introduced into production, the manufacturer will profit. Analyzing the market we can count on a significant demand for our product. Confirmation of this is the technical parameters of this device, which are better than the parameters of the analogue.

In the section OP covered such issues as safety in emergency situations, such as technical solutions for occupational hygiene and industrial sanitation, determination of safe distance for optical radiation, technical solutions for industrial and fire safety in the study of the radiometric parametric transducer of optical radiation, safety in emergency .

Key words: acoustic waves, LC filters, extracrystalline filters, electric filters, RC filters, piezoelectric resonators, RF filters.

З М І С Т

ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ТА ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ	12
1.1 Сучасний стан ВЧ і НЧ фільтрації.....	12
1.2 Фільтри на основі п'єзоелектричних резонаторів.....	21
1.3 Активні аналогові інтегральні ВЧ і НЧ фільтри	24
1.4 Розрахункові методи і інструменти моделювання.....	27
1.5 Висновки до розділу	29
2 ХАРАКТЕРИСТИКИ ФІЛЬТРІВ НИЗЬКИХ І ВИСОКИХ ЧАСТОТ ТА ВИМОГИ ДО НИХ	31
2.1 Каскадне проектування активних фільтрів	36
2.2 Чутливість характеристик і параметрів фільтрів до зміни параметрів елементів.....	41
2.3 Настроювання активних фільтрів	43
3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНОГО ФНЧ	46
3.1 Вибір та обґрунтування структурної схеми	46
3.2 Визначення порядку розташування ланок і їх параметрів	47
3.3 Визначення принципової схеми фільтра	49
3.4 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланки ФНЧ з еліптичною АЧХ	50
3.5 Вибір операційного підсилювача.....	52
3.6 Визначення допусків на параметри елементів.....	56
3.7 Моделювання активного РС – фільтра НЧ з еліптичною АЧХ на OEM.....	58
3.8 Висновки до розділу.....	60
4 МЕТОДИ РОЗРОБКИ АКТИВНИХ ВЧ НЧ ФІЛЬТРІВ	61
4.1 Переналаштувальні навантаження та їх вплив	61
4.2 Поверхнево акустичні хвилі навантажувального конденсатора	65
4.3 Активна реалізація котушки індуктивності. Параметри гіраторного аналога індуктивності	76
4.4 Реалізація гіратора з використанням від'ємного опору.....	82
5 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО ПАРАМЕТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ	92
5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	92
5.2 Визначення рівня якості розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	93
5.3 Визначення конкурентоспроможності розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	95
5.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи	97

5.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	97
5.5 Розрахунок загальних витрат на розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	101
5.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	102
5.7 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	102
5.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності	103
5.8.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	103
5.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	104
5.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів	105
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	106
6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія	106
6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат	106
6.1.2 Виробниче освітлення.....	107
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	109
6.1.4 Виробничі випромінювання.....	110
6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження	111
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць	111
6.2.2 Електробезпека.....	112
6.2.3 Пожежна безпека.....	112
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	114
6.3.1 Дослідження стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах впливу іонізуючих випромінювань.....	115
6.3.2 Оцінка стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	116
6.3.3 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра рідини в умовах дії загрозливих чинників НС.....	117
ВИСНОВКИ.....	120
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	121
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання	126
Додаток Б (обов'язковий) Класифікація електричних фільтрів.....	131
Додаток В (обов'язковий) Каскадне з'єднання ланок.....	133
Додаток Д (обов'язковий) Попередня структурна схема еліптичного ФНЧ.....	135
Додаток Е (обов'язковий) Амплітудно–частотні характеристики еліптичного ФНЧ а) з підйомом в смузі пропускання; б) без підйому.....	137
Додаток Ж (обов'язковий) Схема включення інтегральної мікросхеми UAF774.....	139

Додаток К (обов'язковий) АЧХ з виходу 1-го – 4-го каскаду ФНЧ та АЧХ каскадного з'єднання всіх ланок ФНЧ.....	141
Додаток Л (обов'язковий) Схема резонатора з послідовною котушкою індуктивності	144

ВСТУП

Актуальність теми. Основною технологією фільтрації в бездротових телекомунікаційних систем (зв'язок за стандартами IEEE 802.11, IMT–2000, IMT–Advanced, WCDMA, WiBro, UWB, LMDS), супутникової навігації (GPS, Glonass, Galileo) є електроакустичні пристрої на поверхневих і об'ємних акустичних хвилях. Пристрої на поверхнево акустичних хвилях та активних фільтрах на операційних підсилювачах добре вивчені і з успіхом застосовуються на частотах до 1 ГГц. Однак при підвищенні частоти складність виробництва таких фільтрів суттєво зростає через скорочення розмірів зустрічно–штирьових перетворювачів і збільшення кількості вибракуваних виробів [1].

Кола фільтрації сигналів – важлива і невід'ємна частина багатьох систем зв'язку і електричного контролю вимірювальних пристроїв. Вони використовуються для формування частотних каналів в системах комутації, розподілу і перетворення електричних сигналів, дистанційного керування технологічними процесами та багатьох інших галузях [1].

Техніка фільтрації безперервно розвивається й основною рушійною силою цього розвитку є мікромініатюризація. Як відомо, мікроелектроніка – це шлях вирішення протиріч між безперервно зростаючою складністю радіоелектронних систем: неминучим при традиційних способах конструювання, погіршення їх якісних характеристик, особливо надійності.

За останній час в області мініатюризації цифрових пристроїв досягнутий значний прогрес. Однак мініатюризація може дати необхідний ефект лише при комплексному підході, що охоплює також аналогові пристрої, важливу і, невід'ємну частину яких складають пристрої частотної селекції. В даному відношенні проблема мініатюризації вирішується досить складно. Основними причинами цього є: по перше, чутливість характеристик будь–якого електричного кола до дестабілізуючих факторів у значній мірі залежить від її частотної вибірності (чим більш вибірне коло, тим менше воно стабільне); по друге, частотно–вибірні пристрої із–за великої різноманітності вимог до їх характеристик (частотного діапазону, ширини смуги пропускання, необхідному згасанню в смузі затримки і т.п.) зв'язку.

На даний момент, окрім традиційних LC–фільтрів з об'ємними елементами, відомі такі типи фільтрів, як електромеханічні, магнітострикційні, спіральні (об'ємні і в планарному виконанні), цифрові, кварцові (з зосередженими елементами і монолітні), п'єзокерамічні, акустоелектронні, з зарядовим зв'язком, оптоелектронні, електротеплові, НВЧ фільтри із зосе–

редженними та квазізосередженими елементами, хвильоводні, коаксиальні, полоскові (гребенчаті, зустрічно–стержневі, шпільчні) та інші.

Одним із перших були винайдені LC–фільтри, які як правило знаходять використання в діапазоні частот від декількох сотень герц до декількох сотень мегагерц. В діапазоні НВЧ починають проявлятися паразитні ємності і індуктивності кіл, що призводять до нестабільності розрахункових значень параметрів пристроїв в зв'язку з чим у діапазоні НВЧ LC–фільтри практично не знаходять застосування. Крім того, для роботи в діапазоні низьких частот необхідні великі значення індуктивностей, які можливо реалізувати лише у вигляді дискретних котушок індуктивності, в результаті чого зростають розміри пристрою його вартість. В деяких випадках такий недолік вдається усунути при використанні «синтезованих» індуктивностей, тобто побудови LC–фільтрів на базі гіраторних схем. Але незважаючи на безсумнівні позитивні властивості таких фільтрів (великий динамічний діапазон, прості схемні рішення, можливість отримувати різноманітні частотні характеристики, т.і.) їм притаманна низка недоліків – велика маса і габаритні розміри (особливо на низьких частотах) котушок індуктивності, складність і несумісність технології виготовлення з технологією інтегральних мікросхем, низька заводозахисненість від електромагнітних полів, неможливість отримання фільтрів з комплексними полюсами на базі пасивних RC – кіл т.і. [2].

В наш час застосування пасивних LC – фільтрів обмежено частотним діапазоном від декількох сот Гц до приблизно 300 МГц, де вони застосовуються в апаратурі з низьким рівнем інтеграції [3].

Одним з підходів до вирішення проблеми є застосування активних елементів в схемах фільтрів: підсилювачів, еквівалентів імпедансу і гіраторів. Застосування такого підходу при використанні п'єзоелектричних резонаторів дозволить компенсувати деякі конструктивні і електромеханічні обмеження, поліпшивши електричні характеристики, а також забезпечить можливість перебудови центральної частоти, ширини смуги пропускання і добротності фільтру електронним шляхом.

Метою роботи є дослідження пристроїв частотної селекції сигналів на основі активних елементів і п'єзоелектричних резонаторів та операційних підсилювачів для широкого діапазону частот, що поєднують поліпшені електричні та експлуатаційні характеристики, а також можливість інтеграції за інтегральною технологією.

Об'єктом дослідження є параметри та характеристики активних фільтрів на п'єзоелектричних резонаторах та операційних підсилювачах та їх залежність від зміни температури та шумових характеристик.

Предметом дослідження є активні фільтри на основі операційних підсилювачів та п'єзоелектричних резонаторів об'ємних хвиль і активних елементів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Аналіз існуючих методів та засобів побудови та використання активних п'єзоелектричних фільтрів та на основі операційних підсилювачів;
2. Розгляд і аналітичний опис методів електронної перебудови активних фільтрів на основі операційних підсилювачів та поверхнево акустичних пристроїв;
3. Розробка принципів реалізації малогабаритних активних фільтрів із розширеними динамічним і частотним характеристиками;
4. Узагальнення методів синтезу активних фільтрів на основі операційних підсилювачів та п'єзоелектричних фільтрів із застосуванням позитивного і негативного реактансу, а також перетворювачів імпедансу.

Методи дослідження включають загальні методи аналізу і синтезу електричних ланцюгів, моделювання п'єзоелектричних резонаторів із застосуванням теорії п'єзоєфекту і чисельного моделювання, метод кінцевих елементів, аналіз і оптимізацію активних фільтрів, чисельні методи дослідження чутливості, стабільності та динамічного діапазону.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Розглянута еквівалентна схемна модель п'єзоелектричного резонатора, що відрізняється від існуючих аналогів спрощеною структурою без частотно–залежні елементів і дозволяє розраховувати в широкому діапазоні частот характеристики базових конструкцій п'єзоелектричного резонатора, а також придатна для проектування в САПР активних п'єзоелектричних фільтрів високого порядку.

2. Розглянуто аналітичні співвідношення для моделювання режимів активного управління характеристиками п'єзоелектричного резонатора, що дозволяють реалізувати фільтри, що перебудовуються з розширеним частотним діапазоном.

3. Розглянуто методи створення та розрахунку активних п'єзоелектричних фільтрів, на основі активних схем заміщення і мають переваги у вигляді розширеного частотного діапазону, скороченої кількості резонаторів.

Практична цінність отриманих результатів:

Проведено аналіз ряду методів і схемотехнічних рішень електронної перебудови резонаторів на поверхнево акустичних хвилях.

Розглянуто принципи реалізації нових типів фільтрів на основі перетворення імпедансу п'єзоелектричного резонатора при використанні активних еквівалентів індуктивності і ємності;

Розглянуто методи заміщення LC прототипів пасивних фільтрів активними аналогами на п'єзоелектричних резонаторах, які мають покращені характеристики добротності, стабільності і зменшені габарити.

Особистий внесок здобувача

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ТА ПРОЕКТУВАННЯ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ

1.1 Сучасний стан ВЧ і НЧ фільтрації

В умовах швидкого зростання телекомунікаційних і обчислювальних технологій вимоги до бездротових пристроїв постійно змінюються. Бездротові глобальні обчислювальні мережі (WWAN), що використовують останні досягнення телекомунікаційних мобільних технологій, сьогодні розвинулися в безліч різних стандартів зв'язку, серед яких виділяються UMTS, GPRS, GSM, EDGE, CDMA2000, HSDPA, 4G, Mobitex, CDPD, LTE і інші. Бездротові локальні мережі (WLAN) також розширюються і представлені в першу чергу набором стандартів IEEE 802.11, що забезпечує комунікацію в частотних діапазонах 2.4, 3.6 і 5 ГГц. Все ще затребувані технології бездротових персональних мереж для комунікації на близькій відстані, такі як Bluetooth, UWB або ZigBee. Велику популярність набирають бездротові мережі міського масштабу (WMAN), засновані на стандарті IEEE 802.16, і забезпечують універсальну зв'язок для широкого спектру пристроїв на великих відстанях. Різноманітність бездротових пристроїв доповнюється також системами супутникового позиціонування GPS і знаходяться на стадіях розробки та запуску Galileo і GLONASS. Рисунок 1.1 представляє спільні тенденції розвитку сучасних систем зв'язку.

Швидкий розвиток бездротових телекомунікаційних систем призвело до збільшення попиту на портативні пристрої та щорічно встановлює все більш жорсткі вимоги до пристроїв частотної селекції, включаючи поліпшені частотні характеристики, мініатюризацію, скорочення енергоспоживання і зниження виробничих витрат.

Управління спектром сигналу і придушення шумів в бездротових пристроях здійснюється за допомогою ВЧ та НЧ фільтрів. Для запобігання інтерференції між сусідніми діапазонами частот передбачені захисні смуги. Отже, отримання широкої корисної смуги пропускання можливо при мінімальних захисних проміжках, значення яких визначаються вибірковістю фільтра.

Домінуючими технологіями ВЧ та НЧ фільтрації до кінця 90-х були керамічні фільтри і фільтри на поверхневих акустичних хвилях. Для отримання резонансу в керамічних фільтрах застосовуються Полоскова і пов'язані мікрополоскових лінії. Геометричні розміри керамічних резонаторів в значній мірі залежать від довжини хвилі електромагнітних хвиль. І, незважаючи на те, що матеріали з високою діелектричної проникністю дозволяють зменшити

розмір фільтрів, вони все ж виявляються надмірно масивними для застосування в сучасних мобільних пристроях.

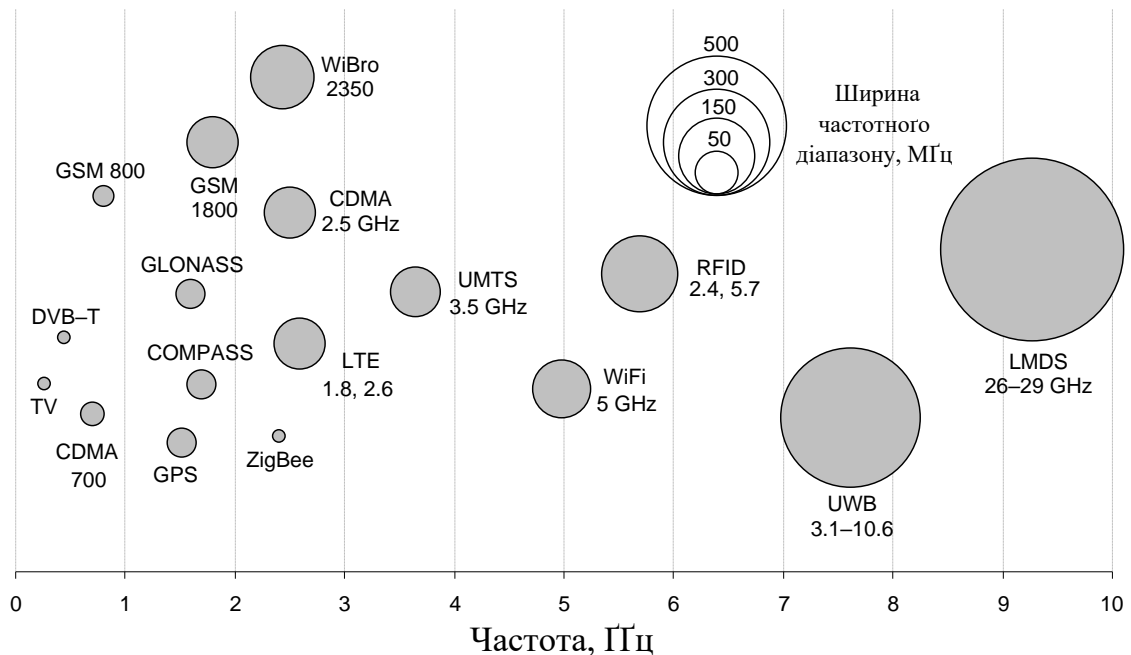


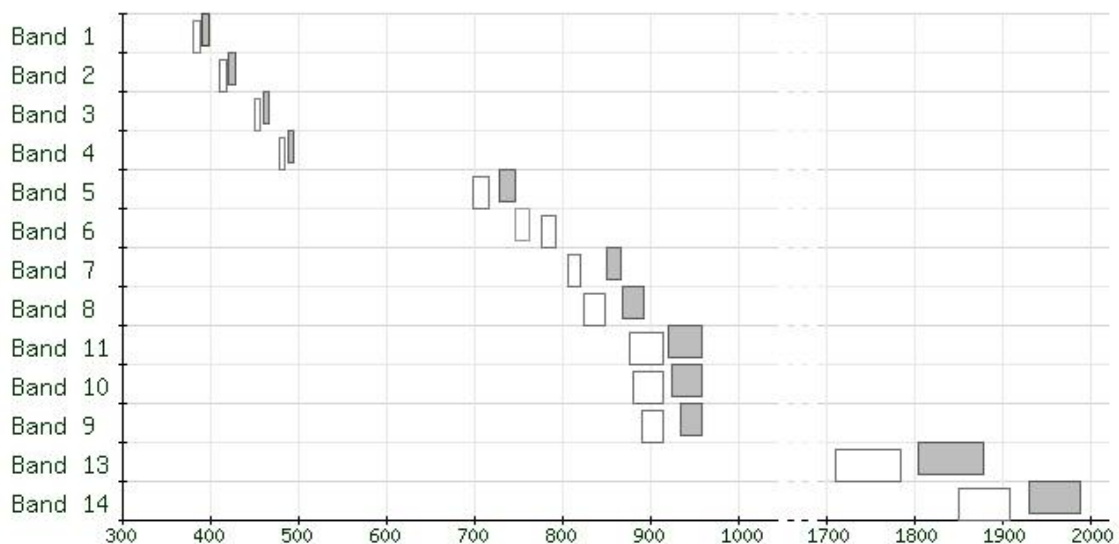
Рисунок 1.1 – Тенденції розвитку сучасних систем зв'язку, навігації та широкосмугового доступу

Таблиця 1.1 – Діапазони сучасних бездротових систем зв'язку

		Частотні діапазони, МГц	Ширина каналу, МГц
TV	DVB-T	54–890	6–8
	DVB-H	470–890, 1670	5–8
GNSS	GPS	1575, 1227, 1381, 1379, 1 176	24
	IRNSS	1176, 2492	24
	COMPASS	1207, 1268, 1561	24
	GLONASS	1246, 1602	15–24
	Galileo	1190, 1242, 1575	33–85
WWAN	GSM	800, 1800	15–75
	CDMA	450–2600	12–90
	LTE	800, 900, 1800, 2600 (EU)	15–70
	UMTS	700–3500	10–80
WMAN	WiMAX	2300, 2500, 3500	10–30
	WiBro	2350	10–100
WPAN	Bluetooth	2450	1
	IrDA	315, 434, 868	1–4
	Z-Wave	868, 908, 921	4
	ZigBee	2400	5
	WiFi	2450, 5000	20–40
	RFID	26, 433, 858, 2400, 5700	10–150
	UWB	3100–10600	500
	LMDS	26–29 ГГц	75–850

Сучасне мережеве оточення надзвичайно розвинене і заповнене різними мережевими стандартами, що перевищують частотний межа 2 ГГц. Так, у 2009 році для безліцензійного використання технології сверхширополосних сигналів UWB виділений частотний діапазон 3.1–10.6 ГГц [6]. Одночасно з підвищенням частоти спостерігається розширення частотних смуг діапазонів. На

рисуюнок 1.2 зображений частотний план 14 діапазонів мережевого стандарту GSM. Білі і темні області відносяться до каналів вхідних та вихідних з'єднань відповідно. Якщо для діапазону T-GSM 380 (Band 1) смуга становить 9.6 МГц, то для DCS 1800 (Band 13) смуга розширена до 72.6 МГц [7].



Рисуюнок 1.2 – Частотний план діапазонів стандарту GSM

Подальший розвиток телекомунікаційних технологій пов'язано з проблемою розробки пристроїв, що працюють в широкому спектрі частотних діапазонів і протоколів, що підтримують високочастотну і широкосмуговий фільтрацію. У подібному середовищі стає дуже важливим використання доступного частотного діапазону з максимальною ефективністю.

Класифікація існуючих технологій смуговий фільтрації заснована на безлічі аспектів. Так, за принципом обробки сигналу можна виділити фільтри безперервного і фільтри дискретного часу. За способом реалізації фільтри можуть бути позакристальними або розташованими на чіпі [8]. Технології смугових фільтрів представлені пристроями на поверхневих акустичних

хвилях, монолітними кристалічними, дискретними керамічними фільтрами, а також LC-фільтрами (

рисунок 1.3). та наведена в додатку Б.

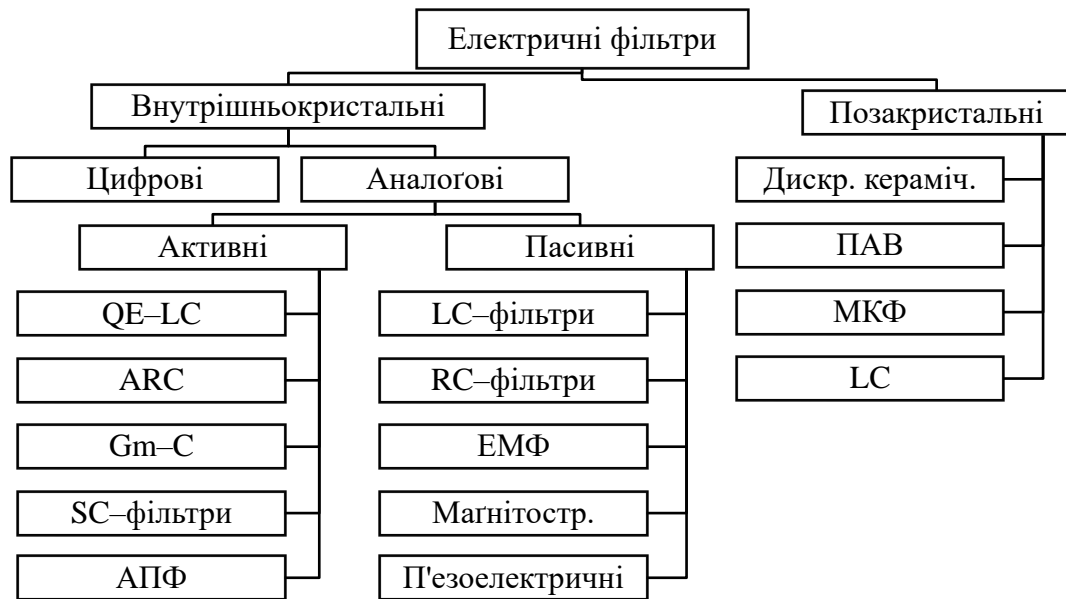


Рисунок 1.3 – Класифікація електричних фільтрів

Позакристалльні фільтри знайшли застосування в пристроях АМ / FM мовлення (керамічні Murata SEE10.7MS2-Z, ТОКО CFMR 455B), пейджерів (Murata SFP450F), мобільних і радіотелефонів (Siemens B4535 на поверхнево акустичних хвилях та ін.). Пристрої розраховані на роботу в проміжному частотному діапазоні з фільтрацією каналів на стандартизованих частотах від 262 кГц до 110 МГц, а також забезпечують мобільний зв'язок радіохвиль 881–914 МГц. Перевагою таких фільтрів є невисока вартість, завдяки чому вони досі широко застосовуються в споживчих пристроях зв'язку. Основними недоліками вчипових смугових фільтрів можна назвати великі розміри і щодо високою потужністю споживання [9], Що стимулює розвиток внутрикристалльної інтегрованих пристроїв. На рисунок 1.4 представлені порівняльні характеристики популярних електричних фільтрів: займана площа кристала і вносяться втрати проходження.

Технології внутрикристалльної реалізації представлені цифровими і аналоговими фільтрами. Пасивні аналогові фільтри включають LC, RC, електромеханічні, магнітострикційні і п'єзоелектричні пристрої. Активні аналогові фільтри включають технології перемикаються (SC) і трансімпедансним конденсаторів (Gm-C), LC-фільтри з підвищеною добротністю, а також активні варіанти п'єзоелектричних і RC фільтрів.

Цифрові фільтри являють собою окремий, інтенсивно розвивається клас фільтрів, теоретично пристосований для створення високоточних, високочастотних програмованих фільтрів з розширеним динамічним діапазоном.

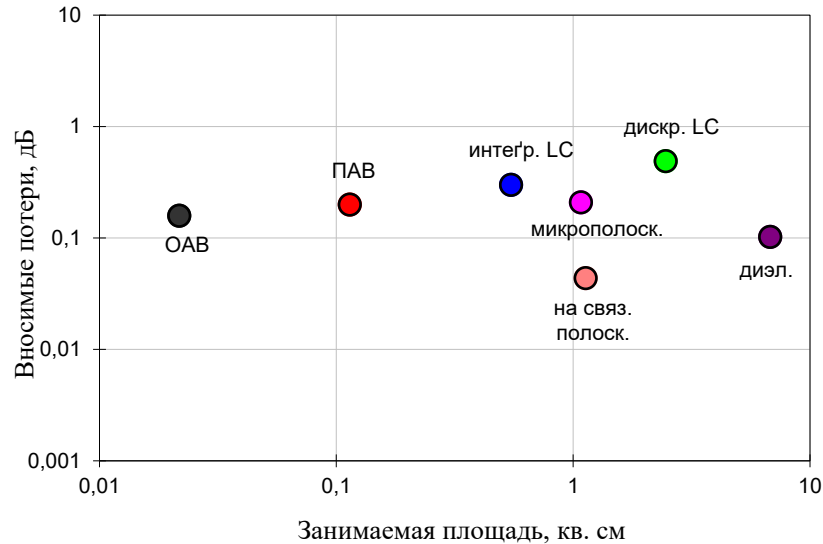


Рисунок 1.4 – До порівняння характеристик електричних фільтрів

Значними перевагами цифрових фільтрів є їх висока точність, стабільність частотних характеристик, можливість отримання заданого відгуку шляхом перепрограмування, а також висока добротність (103–104), що дозволяє отримати перехідні смуги до 1 Гц. Однак практичне застосування інтегрованих DSP фільтрів обмежена з багатьох причин: а) необхідність в зовнішньому тактуванні і в попередніх згладжують фільтрах і ОЗУ; б) несумісність з низькорівневими аналоговими сигналами; в) потреба в високошвидкісних АЦП і ЦАП з високою роздільною здатністю; г) велика площа кристала [10]. Сучасний частотний межа пристроїв оцифровки становить близько 1 Гц, при цьому з підвищенням частоти можливе виникнення шумів, помилок дискретизації, зменшення динамічного діапазону фільтра. Обмежене застосування цифрових фільтрів також пов'язано з їх високою вартістю і споживаної потужністю.

Технологія фільтрів на комутованих конденсаторах (SC) відноситься до класу фільтрів дискретного часу. Завдяки тому, що в фільтрі відсутні індуктивності і опору, SC фільтр займає значно меншу площу на кристалі, ніж цифрові фільтри, і при цьому має кращі поверхнево акустичних хвиляхаметри. Оскільки сучасна технологія дозволяє створювати конденсатори, похибка номіналу яких становить 0,1–0,5%, частотний відгук SC фільтрів характеризується високою точністю і повторюваністю. Недоліки таких фільтрів

включають необхідність в високочастотних підсилювачах, вхідних згладжують фільтрах, а також у відновному згладжування на виході. На сьогоднішній день SC фільтри застосовуються на частотах до 20 МГц, з добротністю 10–55, динамічним діапазоном в 42–68 дБ і споживаної потужністю 20–400 мВт [11, 12]. Недоліком SC-фільтрів є обмежений динамічний діапазон, що пов'язано з шумами, пролізання керуючих сигналів і неідеальної ключів. Зазвичай динамічний діапазон таких фільтрів не перевищує 70 дБ.

Внутрішньокристалльної реалізація пасивних LC фільтрів можлива з використанням інтегрованих конденсаторів і планарних спіральних індуктивності [13]. Подібні індуктивності часто застосовуються при розробці GaAs монолітних НВЧ схем, що працюють на частоті в кілька гігагерц. Відносно недавно спіральні індуктивності знайшли застосування в кремнієвої технології на низьких частотах в інтегральних схемах узгодження імпедансу. На частотах до 2 ГГц індуктивності можуть бути використані в фільтрах нижніх частот або смугових фільтрах з розширеним динамічним діапазоном [14]. У роботах [15–17] описуються смугові інтегровані LC-фільтри, що працюють на частотах до 2,7 ГГц, однак характеризуються відносно низькими значеннями добротності від 1,3 до 14,2. Поряд з незаперечними перевагами LC-фільтрів – великим динамічним діапазоном і простотою схемних рішень, виділяються і суттєві недоліки – невисока стабільність (до 10^{-5} 1 / К), вибіркковість (добротність до 400), необхідність використання додаткових активних схем, що компенсують втрати в котушках індуктивності, а також суттєві модифікації технологічного процесу виготовлення подібних фільтрів.

Як було показано раніше, добротності пасивних LC фільтрів дуже низькі, в межах 1,3–14,4, що пов'язано з втратами в індуктивностях. Рішенням даної проблеми стали фільтри з підвищеним добротності, також відомі як QE-LC фільтри [14], в яких втрати в індуктивностях компенсуються активними елементами. Можливими методами компенсації є послідовна (за допомогою послідовно підключеного негативного опору) і поверхнево акустичних хвилях (за допомогою поверхнево акустичних хвилях негативного конденсатора) компенсації. Компенсація дозволяє підвищити добротність до значень 80–170 [8, 9]. Головним недоліком QE-LC фільтрів є втрати в послідовних опорах КМОП-технології на частотах нижче 1 ГГц.

З появою операційних підсилювачів стала можливою реалізація активних схем з RC-фільтрами. Переваги такого підходу: зменшені габарити, можливість електронної перебудови поверхнево акустичних хвиляхаметрів, простота проектування. Частотний діапазон таких фільтрів обмежений максимальною робочою частотою активних елементів і становить сотні МГц для звичайних

операційних підсилювачів, і кілька ГГц для транзисторних схем. Висока чутливість активних схем до значень пасивних елементів сильно обмежує вибірковість (добротність 300 для ланки 3 порядку) і стабільність ($10-4 \text{ 1 / K}$) фільтра [10]. Шуми і нелінійність активних елементів призводять до зменшення динамічного діапазону до 70–90 дБ [11].

Конструкція електромеханічних фільтрів включає вхідний, вихідний п'єзоелектричні перетворювачі та механічні резонатори, з'єднані зв'язками. Працюють на частотах до 10 МГц, мають добротність до 10000 і нестабільність $10-5 \text{ 1 / K}$ [22]. Найважливіші недоліки таких фільтрів – нетехнологічність виробництва і висока вартість. В даний час активно впроваджується технологія мікроелектромеханічних фільтрів, експериментальні зразки яких мають робочу частоту 30 ГГц і добротність до 80000 [13].

Фільтри на трансімпедансним конденсаторах (Gm–C) є перспективним напрямом, який за рахунок використання операційних підсилювачів дозволяє досягти високих робочих частот при малій площі кристала. Добротності таких фільтрів лежать в межах 20–220 при динамічному діапазоні 50–101 дБ [14, 15]. Значним недоліком Gm–C фільтрів є залежність добротності Q від центральної частоти фільтра. У більшості випадків, на частотах вище 100 МГц, Q не перевищує 20.

Клас пасивних електроакустичних фільтрів включає пристрої на поверхнево акустичних хвилях, резонатори на об'ємних акустичних хвилях і п'єзоелектричні пристрої. Дискретні вузькосмугові п'єзоелектричні фільтри на кристалах LiNbO₃, LiTaO₃ і плівках ZnO застосовуються в діапазоні частот 100 кГц–300 МГц, мають високі показники добротності ($30..200 \cdot 10^3$) і стабільності ($0.5..50 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / K}$) [16]. У вищому частотному діапазоні використовують монолітні (інтегральні) фільтри.

Принцип дії пристроїв на поверхнево акустичних хвилях, другий і найбільш популярної технології, заснований на поширенні поверхневих акустичних хвиль. Геометричні розміри таких фільтрів значно скорочені завдяки тому, що швидкість поширення акустичної хвилі в п'єзоелектричному матеріалі в 10000 разів нижче, в порівнянні зі швидкістю електромагнітних хвиль. Хоча поверхнево акустичні хвилі і задовольняють вимогам поточних комунікаційних стандартів, їх застосування ускладнюється на частотах понад 2 ГГц через високу вартість технологічних процесів і невисокою енергоефективності [17]. Варто зауважити також, що ні керамічні, ні поверхнево акустичних хвилях фільтри не можуть бути повністю інтегровані на кристалі, так як вони несумісні з КМОП технологією. Інтегральними поверхнево акустичних хвилях пристроями вважаються радіочастотні активні

схеми, засновані на BIFET технології [18, 19]. Такі пристрої виробляються на кремнієвих і GaAs підкладках з тонким п'єзоелектричним шаром ZnI, CdS або AlN. На відміну від дискретних поверхнево акустичних хвилях аналогів, в таких фільтрах складно реалізувати оптимальні умови поширення хвилі через обмежений коефіцієнта електромеханічного зв'язку, а також проблем, пов'язаних з ТКР п'єзоелектричної плівки. Пристрої займають досить велику площу кристала на частотах до 1 ГГц і вимагають деяких модифікацій технологічного процесу виготовлення [8].

Інтегральні пристрої на об'ємних акустичних хвилях є тонкоплівкові резонатори (ТР) або плівкові резонатори об'ємних хвиль (п'єзоелектричного резонатора). Через низький коефіцієнта електромеханічного зв'язку ОАВ фільтри в основному є вузькосмуговими режекторного фільтрами. Високі показники надійності і добротності, які досягаються при використанні п'єзоелектричного резонатора, дозволяють створювати передові високочастотні фільтри з конкурентоспроможними характеристиками. Так, створені зразки з Q, перевищує 2000 [20, 21]. Наслідком цього є висока крутизна зрізу частотної характеристики фільтра.

Пристрої на ОАВ забезпечують малі втрати проходження на частотах вище 2 ГГц, а в порівнянні з поверхнево акустичних хвилях, вигідно відрізняються зменшеними геометричними розмірами, витратами на виробництво і можливістю інтеграції з КМОП технологією.

У порівнянні з існуючими керамічними пристроями, п'єзоелектричного резонатора пропонують значні поліпшення в області мініатюризації: можливе створення пристроїв, що займають на 10% менший обсяг. На відміну від традиційно вузькосмугових керамічних фільтрів, п'єзоелектричного резонатора уможлиблюють реалізацію широкосмугових пристроїв. Електричні характеристики прототипів фільтрів на п'єзоелектричного резонатора наближаються до характеристик поточного покоління керамічних CDMA PCS Дуплексер, і в найближчому майбутньому повинні замінити їх. Технологія виробництва п'єзоелектричного резонатора сумісна як з кремнієвим, так і з GaAs техпроцесом, що відкриває перспективи для інтегрованих НВЧ пристроїв, що включають одночасно активні елементи і фільтри на одному чіпі. На поверхнево акустичних хвилях пристрої в основному виробляються на дорогих LiTaO₃ і LiNbO₃ підкладках, що обмежують їх інтеграцію до МСМ рівня. Таблиця 1.2 містить узагальнені характеристики фільтрів, виконаних з застосуванням різних технологій.

У порівнянні з поверхнево акустичних хвилях пристроями, п'єзоелектричного резонатора забезпечують поліпшення електричних

характеристик, включаючи менші вносяться втрати, більш високу крутизну фронту смуги пропускання і поліпшені характеристики енергоспоживання.

Таблиця 1.2 – Порівняльні характеристики технологій фільтрації

	LC-фільтри	Д / Е	ПАХ	ПР
Внесені втрати	3–5 дБ	2–3 дБ	2–4 дБ	0,8–2,5 дБ
Займана площа, кв. мм.	200–400	20–50	5–14	1,2–30
споживана потужність	кілька Вт	кілька Вт	0,1–1 Вт	до 1 Вт
Центральна частота	до 3 ГГц	0,7–5 ГГц	0,01–2,5 ГГц	0,5–12 ГГц
Від. смуга пропуску	1–100%	до 2%	0,02–100%	0,7–8%
ТКЧ, ppm / С	–10 ..– 20	0 ... –5	–35 ... –94	–20–35
можливість інтеграції	+	–	МСМ	МСМ
ESD надійність	Хор.	добрі	Задов.	добрі

Багато з цих переваг виходять від зменшення поверхнево акустичних хвильових ефектів, пов'язаних з об'ємним пристроєм, що призводить до розширення смуги пропускання і усуває необхідність в розщепленні частотного діапазону. До того ж, складності в отриманні зустрічно–штиревих поверхнево акустичних хвилях структур з високими показниками енергоефективності обмежують їх застосування в частотних діапазонах мобільного зв'язку. У той же час, технологія п'єзоелектричного резонатора може легко застосовуватися на частотах PCS і дозволяє створювати резонатори, експлуатовані на частотах до 10 ГГц. Як показано на рисунку 1.5, На відміну від конкуруючих технологій, фільтри на п'єзоелектричних резонаторах дозволяють перекрити частотний діапазон від 102 до 1010 Гц, а при використанні активних елементів можливе отримання відносної ширини смуги до 100% і більше.

У той же час тривають активні розробки в області аналогової схемотехніки. Уже сьогодні налагоджено виробництво транзисторів по КМОП 0.18–мкм технології з граничною частотою 40 ГГц [11, 12], На базі яких створюються нові НВЧ прототипи операційних підсилювачів струму (ОУТ), котрі долають існуючий частотний бар'єр в кілька сотень МГц [13]. Ведуться дослідження, спрямовані на підвищення їх лінійності, граничної частоти і споживаної потужності.

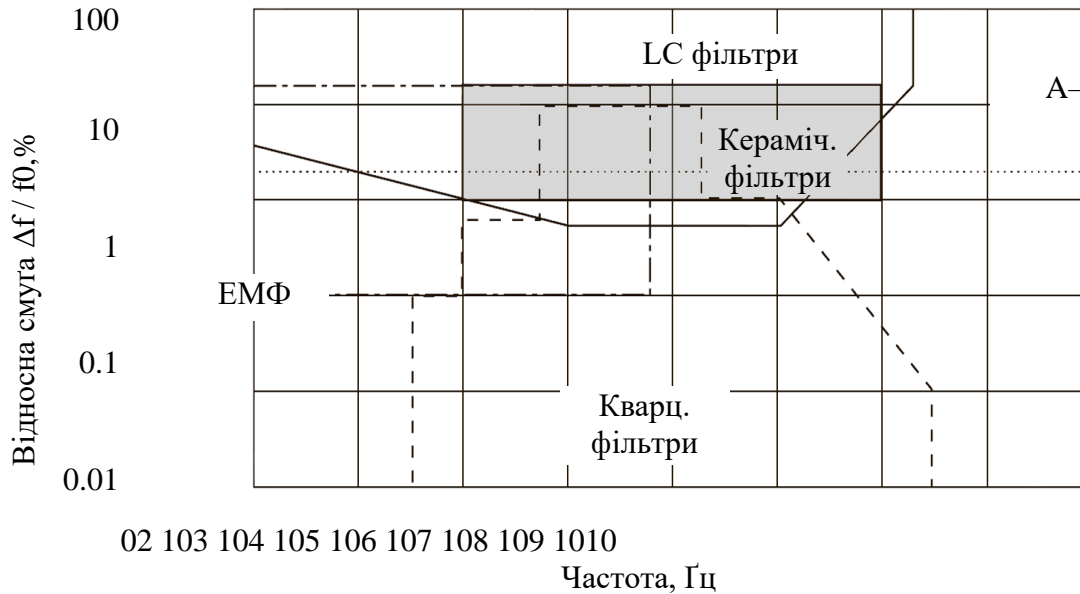


Рисунок 1.5 – Области застосування електричних фільтрів

Загальним недоліком існуючих на сьогоднішній день фільтрів, заснованих на поверхнево акустичних хвилях і ОАВ пристроях, є відсутність електричної перебудови їх частоти пропускання [9]. Актуальність даної проблеми також підтверджується патентами ряду великих компаній, зокрема, LG, Samsung, Nokia, Intel та ін.

Використання перспективного п'єзоелектричного резонатора спільно з активними схемами дозволить створити клас активних фільтрів на тонкоплівкових п'єзоелектричних резонаторах, які об'єднують гідності пасивних ОАВ фільтрів з гнучкістю активних елементів. Переваги реалізації активних п'єзоелектричного резонатора фільтрів: розширена відносна смуга пропускання, діапазон ультрависоких частот при використанні сучасних активних елементів, великий динамічний діапазон, висока стабільність, відсутність загасання в смузі пропускання, можливість електричної перебудови поверхнево акустичних хвилях.

1.2 Фільтри на основі п'єзоелектричних резонаторів

Прогрес в області технології п'єзоелектричного резонатора привів до можливості створення фільтруючих пристроїв з характеристиками, що дозволяють ефективно використовувати частотний діапазон до 10 ГГц. Висока добротність і коефіцієнт електромеханічного зв'язку резонатора призводять до відмінних показників крутизни зрізу (більш ніж 40 дБ в смузі 10 МГц [10]) і рівня режекції поза смуги пропускання. Такі фільтри мають низькі втрати

пропускання (до 0,5 дБ нижче в порівнянні з поверхнево акустичних хвилях фільтрами), невисоке енергоспоживання (десятки мкВт) [14], А також можуть бути інтегровані з активними елементами на одній мікросхемі, що робить їх дуже перспективним варіантом стосовно до мобільних пристроїв.

Сходові фільтри є найбільш популярними і комерційно вигідними застосуваннями п'єзоелектричного резонатора резонаторів. Багато компаній, включаючи Avago і Infineon, переходять на технологію тонкоплівкових фільтрів, поступово замінюючи ними радіочастотні поверхнево акустичних хвилях і керамічні елементи [15].

Фільтри на п'єзоелектричних резонаторах реалізуються на основі двох топологій: сходовій і бруківці, в яких відгалуженнями є поодинокі резонатори (рисунок 1.6, А, б). У разі якщо зв'язок між резонаторами здійснюється за допомогою шунтуючого конденсатора (рисунок 1.6, В), можливе отримання симетричною смуги пропускання. При цьому відносна ширина смуги пропускання фільтра підпорядковується висловом [15]

$$\frac{\Delta f}{f_0} < \frac{1}{5} \left(\frac{C_m}{C_0} \right) \quad (1.1)$$

де C_m і C_0 – динамічна і статична ємності конденсатора.

Оскільки відношення ємностей обмежує смугу пропускання, запропонований підхід [16], Що розширює смугу за допомогою індуктивності L_0 , яка підключається поверхнево акустичних хвиляхалельно послідовним резонаторам (рисунок 1.6, Г). Таким чином, вводиться помилкова смуга пропускання фільтра в діапазоні. Якщо резонатори з розширювальними індуктивностями комутуються за допомогою шунтуючих індуктивностей ($0..f_0/\sqrt{2}$ рисунок 1.6, Д), помилкова смуга пропускання зміщується на половину ширини, що призводить до відсутності спотворень в області смуги пропускання фільтра.

Сходові топології фільтрів характеризуються різким зрізом смуги пропускання, низькими втратами проходження в цій смугі, але мають невисокі рівні режекції поза смуги. Рівень режекції поза смуги може бути поліпшений оптимізацією геометрії резонаторів, а також каскадних реалізацією кількох Т-ланок. Каскадна структура, однак, збільшує втрати в смугі пропускання.

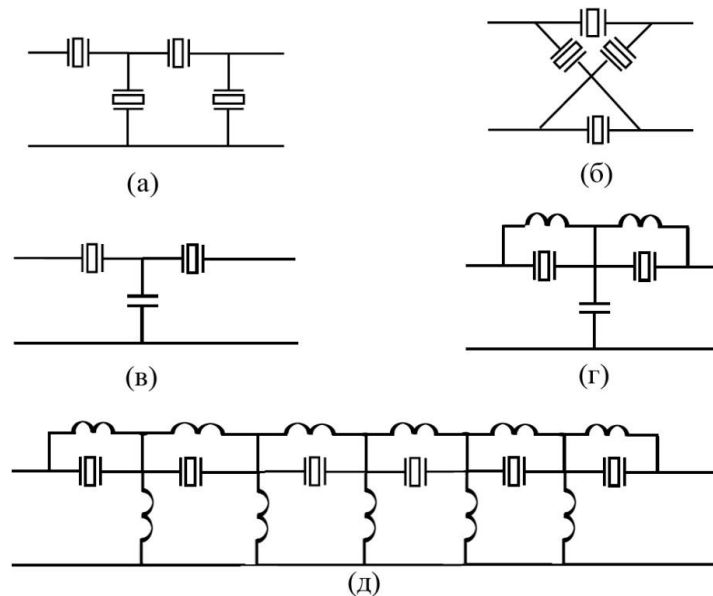


Рисунок 1.6 – Топології п'єзоелектричних резонаторних фільтрів: (а) сходова; (Б) бруківка; (В) сходова з ємнісний розв'язкою; (Г) сходова з ємнісний розв'язкою і розширювальними індуктивностями; (Д) сходова з індуктивною розв'язкою і розширенням

Мостові схеми мають високі показники рівня режекції, але в той же час недостатню крутизну зрізу. Крутизна зрізу збільшується шляхом каскадного включення резонаторів і за допомогою оптимізації статичної ємності двох плечей мостового фільтра [17]. Можливо також застосування комбінованих ступінчато–мостових схем, що поєднують переваги обох типів фільтрів: високу крутизну зрізу і режекції поза смуги пропускнуої [18].

Розробляється метод реалізації фільтрів на акустично зв'язаних резонаторах [19]. Такі фільтри мають поліпшені характеристики, однак їх виробництво ускладнено конструкцією, що включає велику кількість шарів.

Розглянемо топологію фільтра, розробленого для застосування в інтегральних одноступінчатих бездротових системах [20]. Фільтр розрахований на роботу в смузі PCS на частоті 1,9 ГГц і включає в себе сходову структуру з п'єзоелектричного резонатора (рисунок 1.7). В такому Т-образному ланці характеристики фільтра реалізуються як комбінація імпедансних властивостей послідовних і резонаторів на поверхнево акустичних хвилях. У більшості випадків використовуються резонатори з незначним зміщенням по частоті: послідовні, з резонансом на частоті, що відповідає центральній частоті фільтра f_0 ; поверхнево акустичних хвилях (шунтуючі) з резонансом на частоті нижньої межі смуги пропускання. Низькочастотний хвіст фільтра визначається послідовним резонансом шунтуючого резонатора, високочастотний хвіст – поверхнево акустичних хвилях резонансом послідовних резонаторів. Смуга

пропускання з малим рівнем режекції досягається одночасно завдяки високому імпедансу шунтуючого і низькому імпедансу послідовних резонаторів в даному частотному діапазоні. Незважаючи на те, що така топологія реалізує частотну характеристику смугового фільтра, ширина смуги пропускання виявляється занадто обмеженою. Тому, для задоволення поставлених вимог, в фільтрі використовуються розширювальні індуктивності, номіналом 1 нГн, підключені поверхнево акустичних хвилях послідовним резонаторам.

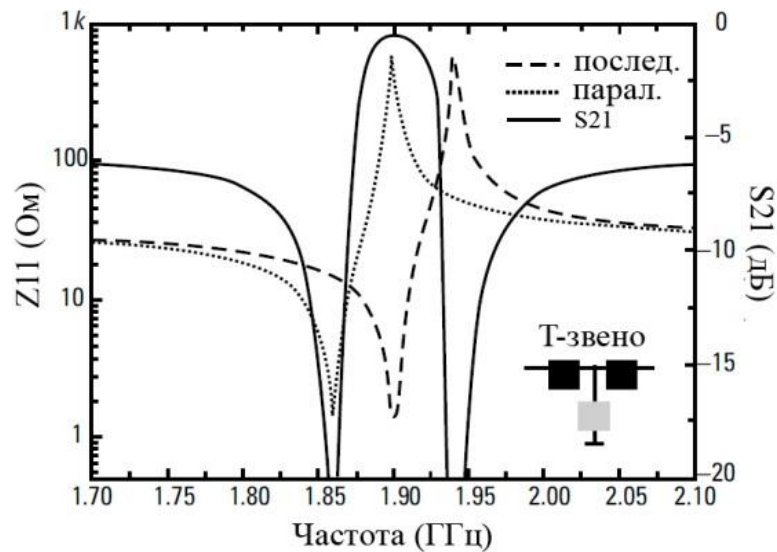


Рисунок 1.7 – Частотно–імпедансні характеристики сходовій топології на п'єзоелектричного резонатора

У той час як одним з найважливіших переваг п'єзоелектричного резонатора фільтрів є можливість реалізації малогабаритних пристроїв, необхідність використання розширюють смугу пропускання індуктивностей, в сукупності з їх низькою якістю в інтегральному виконанні, практично нівелює перевагу в розмірах фільтрів в порівнянні з іншими технологіями. Рішенням проблеми великогабаритних розширювальних індуктивностей є активні фільтри, в тому числі Gm–C елементи, що імітують індуктивність.

1.3 Активні аналогові інтегральні ВЧ і НЧ фільтри

Активні фільтри широко поширені і виконують функції частотної обробки в пристроях зв'язку на проміжній частоті, в DSP [24]. Успішність застосування активних фільтрів пов'язана, перш за все, з можливістю їх інтеграції і величезною теоретичною базою. Хоча DSP можуть перевершити активні фільтри по динамічному діапазону, активні фільтри дозволяють домогтися гарних характеристик при значно більш низькому енергоспоживанні.

Такі пристрої можуть містити резистори і конденсатори, але в більшості випадків позбавлені індуктивностей. Спектр активних елементів фільтрів включає як поодинокі транзистори, так і складні інтегральні схеми: традиційні операційні підсилювачі, операційні підсилювачі струму, універсальні перетворювачі повного опору, частотно-залежні негативні опору та ін. Клас активних фільтрів містить МОП-С, АРС і ОУТ-С фільтри.

Активні RC-фільтри на основі операційних підсилювачів (рисунок 1.8) Часто застосовуються в низькочастотних телекомунікаційних мережах та системах обробки сигналу. Однак, більш високі частоти недосяжні через частотних обмежень операційних підсилювачів і необхідність компенсації полюсів вищого порядку, що часто ускладнює повну інтеграцію пристрою. Операційні підсилювачі мають відносно складну структуру і не передбачають вбудованих можливостей електронної перебудови поверхнево акустичних хвиляхаметрів. МОП-С фільтри проектуються за методикою, аналогічною АРС-фільтрів з тією різницею, що замість традиційних резисторів використовуються МОП-пристрої в тріодному режимі.

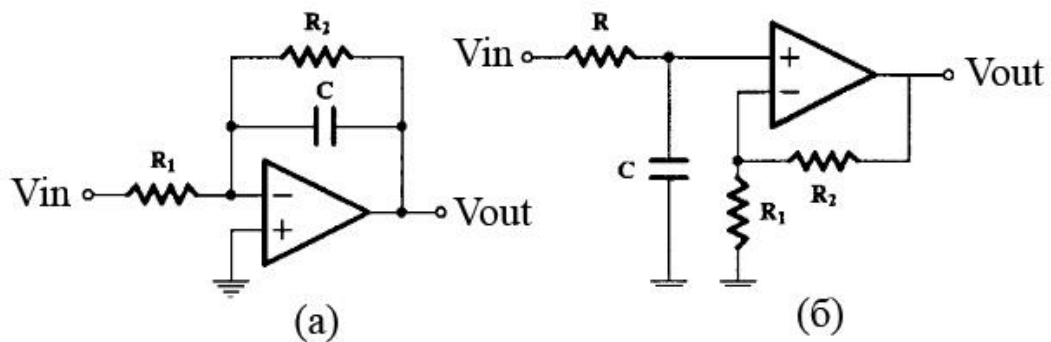


Рисунок 1.8 – Реалізація НЧ фільтра першого порядку на операційному підсилювачі (а) і альтернативна схема (б)

Найбільш успішним підходом, що виключає недоліки операційних підсилювачів, є їх заміна ОУТ-підсилювачами, що призвело до виникнення класу ОУТ-С фільтрів. В останні роки ведуться активні дослідження в області таких пристроїв, спрямовані на поліпшення характеристик лінійності, граничної частоти і енергоспоживання. Основними перевагами ОУТ є проста структура, можливість електронної перебудови поверхнево акустичних хвилях і працездатність на частотах вище 1 ГГц. ОУТ реалізуються по КМОП, БіКМОП, біполярної і GaAs технологій. Типові значення коефіцієнта транспровідності складають 10–100 мкСм для КМОП і кілька мСм для біполярної технології. Різні методики підвищення лінійності дозволяють створювати пристрої з рівнями входних напруг до декількох вольт при відносній нелінійності менше 1% [25]. Розробляються топології каскадів в попереджувальних регулюванням,

що розширюють частотний межа до 10 ГГц зі збереженням високих значень транспроводимості [26].

На відміну від операційних підсилювачів, які є джерелами напруги, керованими напругою, ОУТ – джерело струму (рисунок 1.9, А). Топологія підсилювача зазвичай передбачає додатковий вхід для токового управління коефіцієнтом транспроводимості підсилювача g_m :

$$I_{out} = (V_{in+} - V_{in-}) \cdot g_m \quad (1.2)$$

В лінійних застосуваннях конструкції ОУТ–фільтрів часто виявляються простіше, оскільки негативний зворотний зв'язок не є обов'язковою. Це стало можливим з тієї причини, що величина опору, підключеного до терміналу, контролює вихідну напругу:

$$V_{out} = I_{out} \cdot R_{load} \quad (1.3)$$

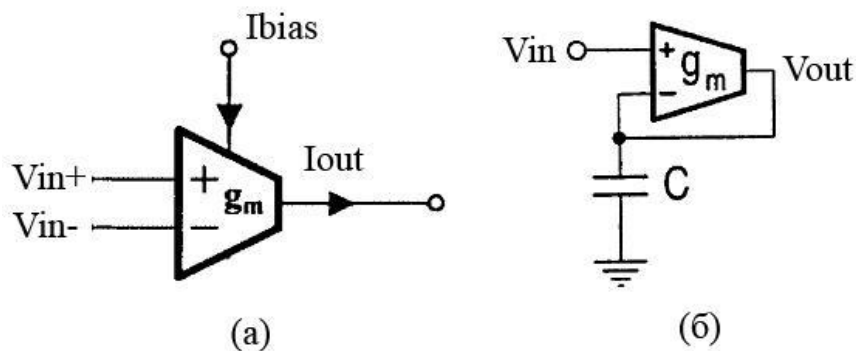


Рисунок 1.9 – Операційний підсилювач струму (а) і фільтр нижніх частот першого порядку, реалізований на ОУТ (б)

Отже, опір може бути вибрано таким, яке виключає перехід в режим насичення навіть при високому вхідному диференціальному напрузі. На рисунок 1.9, Б зображений фільтр НЧ першого порядку на ОУТ. Функція передачі такого фільтра реалізується значно меншою кількістю елементів, в порівнянні з ARC фільтрами:

$$H(s) = \frac{g_m}{sC_1 + g_m} \quad (1.4)$$

При цьому коефіцієнт посилення дорівнює 1, а частота зрізу фільтра задається, як. Оскільки g_m управляється зовнішнім струмом I_{bias} , така схема

дозволяє в досить широкому діапазоні перебудовувати частоту зрізу НЧ фільтра. відомі роботи g_m/C_1 [27], В яких ОУТ застосовуються для створення активних регульованих індуктивностей, що в фільтрах на п'єзоелектричних резонаторах відкриває нові можливості для перебудови поверхнево акустичних хвиляхаметрів фільтра або розширення смуги пропускання.

Таким чином, з точки зору проектування фільтрів, ОУТ мають незаперечні переваги: простота реалізації схемотехнічних рішень, висока гранична частота, а також можливість перебудови поверхнево акустичних хвиляхаметрів фільтрів шляхом електронного управління коефіцієнтом транспровідності g_m .

1.4 Розрахункові методи і інструменти моделювання

Еволюція телекомунікаційних стандартів і вимог, що відносяться до нізкопотерьним радіочастотним фільтрам для мобільних пристроїв, привела до розвитку високоякісних поверхнево акустичних хвилях і ОАВ пристроїв, які вимагають наявності гнучких, точних і ефективних моделей і інструментів моделювання [28].

Запропоновано різні підходи до симуляції ОАВ пристроїв, що включають моделі BVD, KLM, Мейсона, Редвуд. Самоузгоджені одномірні моделі, засновані на теоремі взаємності [29] або матриці розсіювання [70], А також безліч інших моделей специфічного застосування. Одномірні моделі розрізняються кількістю врахованих ефектів другого роду і, відповідно, складністю структури, однак не можуть описувати латеральні ефекти, наприклад, геометрію електродів.

З іншого боку, існують тривимірні моделі ОАВ резонаторів, що розраховуються методом кінцевих елементів в програмних середовищах COMSOL [20], Coventor [22], ANSYS HFSS і Maxwell 3D [23]. Такі моделі забезпечують тривимірне уявлення і симуляцію складних пристроїв. Однак, зі зростанням кількості шарів ОАВ резонатора і ускладненням його геометрії значно підвищуються вимоги до обчислювальним машинам і збільшується час симуляції. Проектувальники комплексних пристроїв на основі таких резонаторів стикаються з проблемою пошуку компромісу, що дозволяє зменшити обчислювальну складність МСЕ симуляції.

Альтернативою є реалізація еквівалентної схематичною моделі в комп'ютерних інструментах, таких як Ansoft, SPICE, AWR Microwave office або Agilent ADS. Однак та ж проблема виникає при ускладненні топології пристрої. Незважаючи на це, моделі, описувані еквівалентними схемами, дуже зручні і

особливо ефективно при моделюванні взаємодій між електричними та неелектричними компонентами ОАВ пристроїв. Так, аналогія між електричними і механічними складовими докладно описана Мейсоном в [24]. Одиначний шар пристрою вперше був представлений як Т-подібна секція [25]. Відповідно багат шарова структура тонкопленочного резонатора може бути змодельована кількома послідовно підключеними секціями. На основі рекурсивних співвідношень Мейсоновської моделі для кожної секції може бути виведена передавальна функція. Узагальнена функція передачі всього пристрою формується з окремих функцій шляхом матричних операцій, що проводяться в розрахунковій середовищі MatLAB. Такий підхід дозволяє знизити розрахунковий час, при цьому модель може застосовуватися для вивчення резонансних властивостей або для оптимізації конструктивних поверхнево акустичних хвилях резонатора окремо. Недоліком такого методу є складність інтеграції текстової моделі в сучасні засоби автоматизованого проектування електричних схем, що призводить до необхідності розробки спеціальної моделі ОАВ резонатора,

Agilent ADS є середовищем проектування електричних схем, що надає широкий спектр моделей і режимів розрахунку (AC, DC, S-поверхнево акустичних хвиляхаметри, перехідні процеси, аналіз нелінійностей і шумів). На відміну від SPICE-інструментів, ADS орієнтований на високочастотні застосування і містить значно більші бібліотеки ліній передач і моделей пасивних компонентів, що описують різні неідеальної. У складі даної САПР також є бібліотеки активних елементів, що дозволяють обробляти сторонні моделі транзисторів: SPICE, BSIM, Philips, HiSim, MosVar і інші. За умови доопрацювання необхідних компонентів, представлені характеристики САПР ADS роблять її найбільш оптимальним інструментом для проектування активних фільтрів на тонкоплівкових п'єзоелектричних резонаторах.

Існує багато інших напрямків реалізації фільтрів, але всі вони не охоплюють низькі (декілька сот Гц) і інфранизькі (десятки Гц) діапазони частот [7].

Таким чином існує ніша, яка охоплює низькі діапазони частот, де властивості вищезгаданих фільтрів за різних причин не задовольняють сучасним вимогам фільтрації електричних сигналів. Це ніша заповнюється RC – фільтрами, в які для отримання комплексних полюсів включаються підсилювачі і які отримали назву активних RC – фільтрів (скорочено ARC – фільтрів) [8].

Одним із найбільш поширених типів фільтрів, що використовуються в діапазоні низьких та інфранизьких частот є активні фільтри. Головною

перевагою активних фільтрів є можливість їх виготовлення методом інтегральної технології, що дозволяє автоматизувати виробництво, значно знизити трудомісткість і матеріаломісткість виготовлення елементів РЕА, підвищити її надійність, зменшити вагу та габаритні розміри. Використання активних фільтрів дозволяє виключити використання моточних компонентів, при виготовленні яких низька автоматизація виробництва. Активні фільтри дозволяють сумістити функції фільтрації, підсилення, крім того сьогодні вони являються єдиним класом елементарних фільтрів, що мають високу вибірність у діапазоні інфранизьких частот, завдяки підсиленню дозволяють компенсувати втрати в пасивних елементах.

Перші відомості про ARC – фільтри, відносяться до 30–х років минуло–сторіччя, що пов'язано з засвоєнням діапазонів низьких і інфранизьких частот і побудовою вимірювальних систем, які функціонують в сильних магнітних полях. Але систематичного розвитку фільтрації на основі ARC – кіл набула в 60–ті роки в зв'язку з успіхами мікроелектроніки, особливо з появою якісних інтегральних операційних підсилювачів (ОП).

В наш час ARC – фільтри використовуються на частотах від 0 до приблизно 500 кГц і верхня границя має тенденцію до зростання, що обумовлено появою швидкодіючих ОП.

Застосування ARC – фільтрів в радіоапаратурі поки що обмежене трактами звукової частоти, а саме: в стереодекодерах, в фільтрах надтональних частот декодерів, в коректорах передпідсилювачів магнітного звукознімача, в фільтрах обмежувачах діапазону відтворюваних частот, блоках регулювання тембру, тощо.

Зараз активні RC–фільтри успішно заповнили велику нішу в радіоапаратурі в часті мікромініатюризації першого порядку, де немає необхідності або можливості використання інтегральної технології. Особливість цього полягає в тому, що окрім традиційного застосування фільтри широко впроваджуються в побутову, медичному, геофізичну та іншу апаратуру [9].

1.5 Висновки до розділу

1. Фільтри на п'єзоелектричних резонаторах є високоселективними, але вузькосмуговими, що призводить до необхідності застосування схемотехнічного розширення їх смуги пропускання за допомогою індуктивності.

2. Проектування активних фільтрів на п'єзоелектричних ОАВ резонаторах, оцінка їх вихідних характеристик і оптимізація конструктивних

поверхнево акустичних хвилях пов'язані з необхідністю застосування відповідних моделей. Існуючі системи автоматизованого проектування високочастотних фільтрів і обчислювальні потужності сучасних ЕОМ обмежують структурну комплексність таких моделей.

3. Зараз активні РС-фільтри успішно заповнили велику нішу в радіоапаратурі в часті мікромініатюризації першого порядку, де немає необхідності або можливості використання інтегральної технології.

2 ХАРАКТЕРИСТИКИ ФІЛЬТРІВ НИЗЬКИХ І ВИСОКИХ ЧАСТОТ ТА ВИМОГИ ДО НИХ

Електричним фільтром називається електричне коло, яке служить для пропускання, або загородження електричної енергії у визначеному діапазоні частот. Таким чином, із визначення слідує, що головна функція електричного фільтру полягає в зміні частотного спектра вхідного сигналу. По виду АЧХ електричні фільтри поділяють на фільтри низьких частот, фільтри високих частот, смугові фільтри тощо [11].

Фільтр низьких частот представляє собою пристрій, який пропускає сигнали низьких частот і подавляє сигнали високих частот. На рисунку 2.1 зображена ідеальна і реальна амплітудно–частотна характеристика, де для практичного випадку позначені смуга пропускання $0 < \omega < \omega_{\zeta\delta}$, смуга затримки $\omega > \omega_{\zeta\delta}$, перехідна область $\omega_1 > \omega > \omega_{\zeta\delta}$ і частота зрізу $\omega_{зр}$ (рад/с), чи $f_{зр} = \frac{\omega_{зр}}{2\pi}$ (Гц).

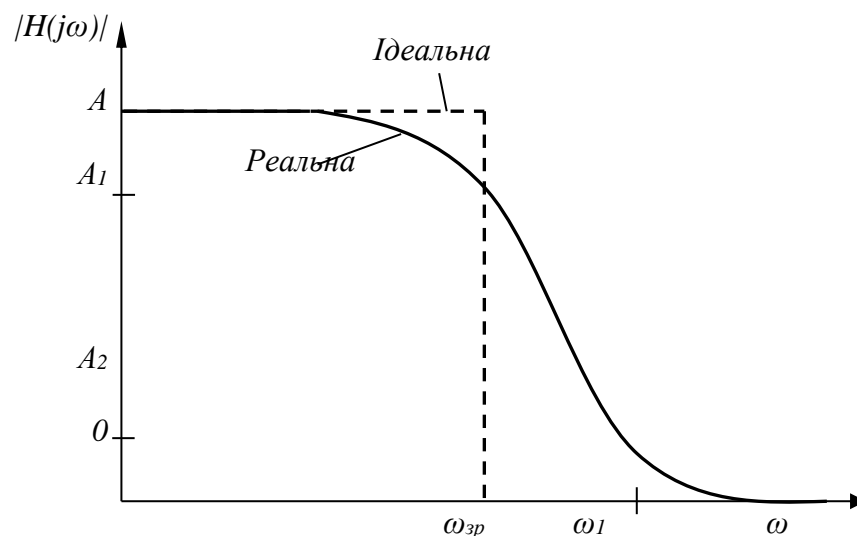


Рисунок 2.1 – Ідеальна і реальна амплітудно–частотна характеристика фільтра низьких частот

На практиці неможливо реалізувати таку ідеальну характеристику, оскільки потрібно сформувати дуже вузьку перехідну область. Тому основна проблема при конструюванні фільтра заключається в приближенні реалізованої реальної характеристики з заданим ступенем точності до ідеального. Варіант такої реальної характеристики зображений суцільною лінією на рисунку 2.1.

Передатну функцію будь якого фільтра у загальному випадку можна представити у вигляді відношення поліному $A(s)$ в чисельнику до полінома $B(s)$ в знаменнику (2.3) [9]

$$K(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 + \dots + \alpha_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n}, \quad (2.1)$$

де $n \geq m$, а коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_m; b_0, b_1, b_2 \dots b_n$ – можуть в залежності від типу та складності фільтра набувати різні дійсні значення; $p = j\omega$ – комплексна частота.

Нулі полінома чисельника $A(p)$ називаються при цьому нулями функції кола $K(p)$, що значить, що вони мають такі значення (місцеположення в площині комплексної частоти), при яких функція $K(p)$ дорівнює нулю. Нулі полінома знаменника $B(p)$ називають в даному випадку полюсами кола. Вони мають такі значення (місцеположення в площині комплексної частоти), при яких функція $K(p)$ нескінченно велика.

Передатну функцію фільтра низьких частот з частотою зрізу $\omega_{зр}$ можна отримати із виразу [11]

$$H = \frac{U_2}{U_1} = \frac{P(p)}{p^2 + (\omega_\delta / Q_p)p + \omega_\delta^2}, \quad (2.2)$$

де ω_δ – власна частота фільтра; Q_p – добротність фільтра.

$$H = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Kp}{P + \omega_{\varphi\delta} / C}, \quad (2.3)$$

де C – нормований коефіцієнт нижніх частот першого порядку.

Аналітично зв'язок між постійною ослаблення і амплітудно – частотною характеристикою фільтра (АЧХ) визначається виразом [12]

$$A = 20 \lg \frac{1}{H(\omega)}, \quad [\text{дБ}] \quad (2.4)$$

де $H(\omega)$ – модуль коефіцієнта передачі по напрузі.

На підставі виразу (2.4) вимоги до постійної ослаблення перераховуються в вимоги до АЧХ, де

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1\max} - 1} \quad (2.5)$$

нерівномірність АЧХ а смузі пропускання

$$\delta = \sqrt{10^{0,1\min} - 1} \quad (2.6)$$

Існує велика кількість різних типів фільтрів НЧ, які задовольняють усі технічні вимоги, такі як A , A_1 , A_2 , $\omega_{\zeta\omega}$ і ω_1 – фільтри Баттерворта, Чебишева, інвертувальні Чебишева і еліптичні фільтри Золотарьова–Кауера, які є найбільш поширеними. Існують і інші типи фільтрів, проектування яких здійснюється на підставі вимог до частотної залежності постійних ослаблення або фази.

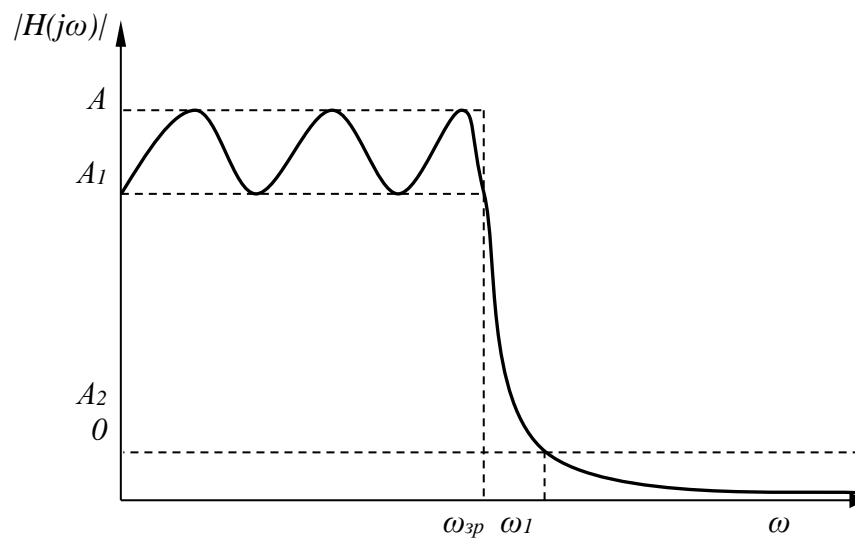


Рисунок 2.2 – АЧХ фільтра Чебишева 6-го порядку

Фільтр НЧ Баттерворта має монотону характеристику, подібну до характеристики рисунка 2.1. Характеристика фільтра НЧ Чебишева характеризується пульсацією в смузі пропускання і монотонністю в смузі затримки. На рисунку 2.2 зображена АЧХ фільтра Чебишева 6-го порядку та АЧХ інвертувального фільтра Чебишева 6-го порядку на рисунку 2.3. Фільтри Золотарьова–Кауера мають пульсації в смузі пропускання і затримування (рисунку 2.4). Існують і інші типи фільтрів, проектування яких здійснюється на підставі вимог до частотної залежності постійних ослаблення або фази [12].

Коефіцієнт підсилення фільтра НЧ представляє собою значення його передатної функції при безкінечному значенні змінної s . Тому для ланцюгів другого і першого порядку коефіцієнт підсилення дорівнює K .

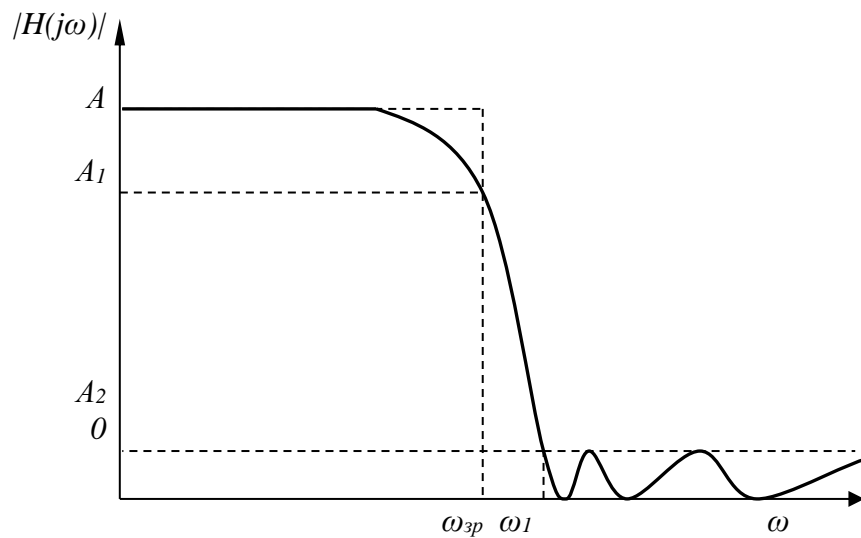


Рисунок 2.3 – АЧХ інвертувального фільтра Чебишева 6-го порядку

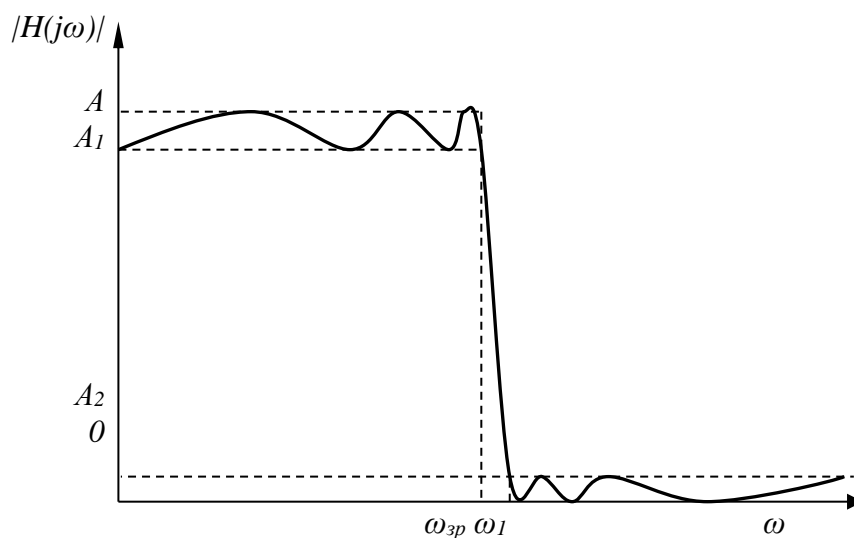


Рисунок 2.4 – АЧХ еліптичного фільтра 6-го порядку

Як видно з рисунка 2.4 еліптичний фільтр має АЧХ, яка має пульсації в смузі пропускання, так і смузі затримки, і є найкращим серед усіх фільтрів НЧ. Оскільки, для заданого порядку і допустимих відхилень характеристики в смугах пропускання і затримки володіють самою вузькою шириною перехідної смуги.

Пульсації в смузі пропускання однакові по амплітуді і можуть характеризуватись максимальним допустимим затуханням в смузі затримки. Ця величина називається нерівномірністю передачі в смузі пропускання (PRW).

$$PRW = -20\log_{10} A_1 \quad (2.7)$$

Пульсації в смузі затримки також рівні по амплітуді і характеризуються мінімальним затуханням в смузі затримки (MSL).

$$MSL = -20\log_{10} A_2 \quad (2.8)$$

Ширина перехідної смуги (TW), як і для інших типів фільтрів, визначається

$$TW = \omega_1 - \omega_{\zeta\delta} \quad (2.9)$$

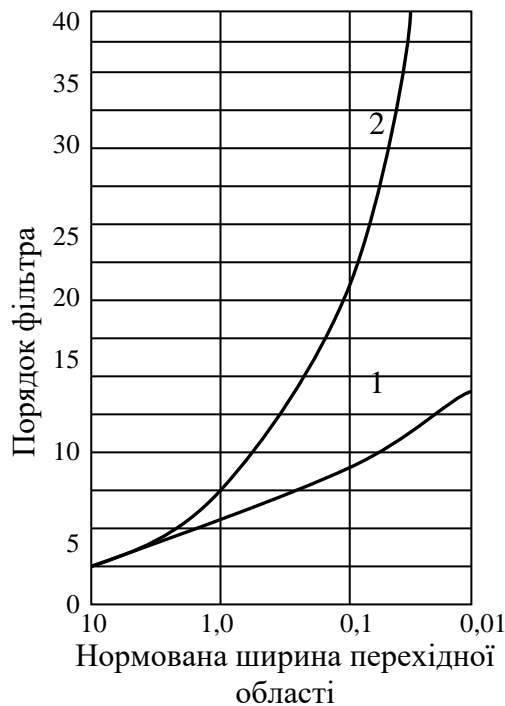


Рисунок 2.5 – Залежність порядку фільтрів Чебишева (2) і еліптичних (1) від ширини перехідної смуги

Для заданих значень PRW і MSL збільшення порядку приводить до збільшення кількості пульсацій в смугах пропускання і затримки і зменшенню TW.

Переваги еліптичного фільтра зображено на рисунку 2.5. Дві криві показують залежність порядку фільтрів Чебишева і еліптичних від ширини перехідної смуги для PRW=0,1дб і MSL=60дб. Інші випадки дають аналогічний результат.

Як видно з рисунка 2.5 для однакової перехідної смуги еліптичний фільтр потребує менший порядок ніж фільтр Чебишева, але його реалізація більш складна ніж поліноміальних фільтрів Баттерворта і Чебишева.

Перехідна функція еліптичного фільтра ідентична інвертувальному фільтру Чебишева. Для парного порядку n із виразу (2.1) знайдемо перехідну функцію

$$H(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{A_i(p^2 + a_i)}{p^2 + b_i p + c_i}, \quad (2.10)$$

а для непарного порядку n

$$H(p) = \frac{A_0}{p + c_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{A_i(p^2 + a_i)}{p^2 + b_i p + c_i}, \quad (2.11)$$

де $A_0, c_0, A_i, a_i, b_i, c_i$ – відомі постійні числа, які знаходяться із еліптичної функції Якоби.

Оскільки проектування фільтрів здійснюється за умов ідеалізації властивостей існуючої елементної бази, то виникають відхилення характеристик фільтра від запланованих. Тому при проектуванні фільтра використовують метод „перед спотворень”, тобто до фільтра висувають більш жорсткі вимоги порівняно з заданими в технічному завданні. Наприклад якщо треба спроектувати фільтр з $A \leq A_{max} - \Delta A$, де ΔA – запас на неідеальність елементів методом „перед спотворень” неможливо забезпечити „запас” на смугу пропускання, якщо незадані межі зміни смуги пропускання. При їх відсутності обов’язкова настройка фільтра з метою отримання заданої смуги пропускання, про що вже йшла мова вище.

2.1 Каскадне проектування активних фільтрів

Існують два загальних метода використання активних RC-фільтрів при реалізації функцій кола [13]. Перший з них – метод каскадної реалізації. Цей метод називається так тому, що функція, яка реалізується спочатку факторизується (розділяється на добуток співмножників другого порядку). Якщо реалізується функція непарного порядку, то необхідно використовувати в каскадному з’єднанні або пасивну ланку першого порядку, або активну ланку третього порядку. Кожний співмножник реалізується потім активною RC-схемою, після чого каскадується, або безпосередньо з’єднується з іншими, щоб

реалізувати функцію кола в цілому. Окремі активні RC–схеми, звичайно, повинні бути синтезовані так щоб вони не взаємодіяли один з іншим.

Другий загальний метод використання RC–схем для реалізації функцій кола –метод безпосередньої реалізації, в якому для реалізації функції у цілому використовується одна єдина схема.

Каскадний метод використання активних RC–схем для реалізації функцій кола дає багато переваг інженеру–проектувальнику. Насамперед, будь яка RC–схема, яка потребується для реалізації ланки другого порядку звичайно, відносно проста, а кількість необхідних елементів невелика. В результаті цього процедура синтезу, яка необхідна для визначення значень елементів, звичайно нескладна і дозволяє враховувати додаткові обмеження, такі як використання стандартних номіналів елементів або обмеження які накладаються при мінімізації чутливості. Друга перевага полягає в тому, що кожен ланку другого порядку можна індивідуально налаштувати для реалізації відповідної характеристики. Це, звичайно, значно легше, ніж намагатись настроїти схему, в якій усі елементи взаємодіють один з іншим; саме це і відбувається, коли використовується безпосередній метод реалізації.

Ще одною перевагою каскадного з'єднання ланок другого порядку є те, що в сучасних системах зв'язку та обробки даних значна частина обробки сигналу виконується за допомогою цифрових ВІС. Тому вимоги на периферійні аналогові фільтри часто помірні, що відповідає, відносно низькій добротності полюсів. З іншого боку, ще більш знижується мінімум споживаної потужності. В цих умовах каскадне з'єднання ланок другого порядку на одному підсилювачі являє майже ідеальне рішення проблеми фільтрації. Для високоякісних фільтрів, тобто при високих добротностях полюсів та потреб у низькій чутливості, можна застосовувати багатопідсилювальні ланки, тобто каскадне з'єднання ланок другого порядку на декількох підсилювачах кожна, та при необхідності додаткові узгодження між ланками.

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

Перший етап каскадного методу полягає в тому, щоб передатну функцію проєктованого фільтра n -го порядку подати у вигляді добутку передатних функцій більш низького:

$$H(p) = H_1(p) \cdot H_2(p) \cdot \dots \cdot H_m(p), \quad (2.12)$$

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

Реалізація передатної функції $H(p)$ відповідно з виразом (2.7) здійснюється за схемою рисунка 2.6, та наведена в додатку В.

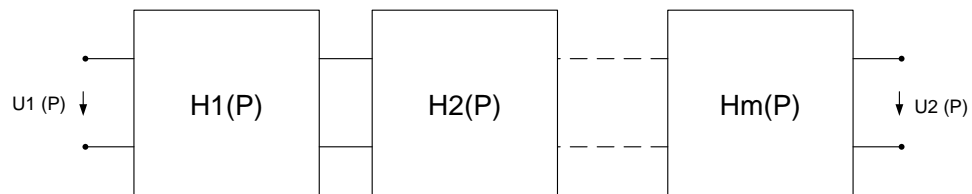


Рисунок 2.6 – Каскадне з'єднання ланок

За умов відсутності взаємного впливу між каскадами, який забезпечується низьким вихідним опором ОП попередніх каскадів.

Для ланок першого порядку передатна функція має вигляд [11]

$$H(p) = \frac{M(p)}{P + \omega_p} \quad (2.13)$$

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

Для ланок другого порядку

$$H(p) = \frac{N(p)}{p^2 + \frac{\omega_p}{q_p} p + \omega_p^2}, \quad (2.14)$$

де ω_p – частота полюсу; q_p – добротність полюсу.

Для еліптичного фільтра другого і більше порядку передатна функція має вигляд:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{KC}{A} \left[\frac{p^2 + A\omega_{\zeta\delta}^2}{p^2 + B\omega_{\zeta\delta}p + C\omega_{\zeta\delta}^2} \right] \quad (2.15)$$

Коефіцієнти A, B, C беруться у довідниках [11, додаток Б, В, Г]
Загальна форма виразу (2.15) має вигляд [11]:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\rho(p^2 + \alpha\omega_{\zeta\delta}^2)}{p^2 + \beta\omega_{\zeta\delta}p + \gamma\omega_{\zeta\delta}^2}, \quad (2.16)$$

$$\text{де } \rho = KC/A, \alpha = A, \beta = B, \gamma = C. \quad (2.17)$$

На рисунку 2.7 представлена типова лапка еліптичного ФНЧ на повторювачі напруги, яка найбільш широко використовуються при проектуванні фільтрів каскадним методом. Схема названа так тому, що один із її ОП працює як повторювач напруги. Під схемою наведені співвідношення, які визначають основні параметри ФНЧ (частоту зрізу $\omega_{\zeta\delta}$, добротність полюсу q_p і коефіцієнт передачі на нульовій частоті H_0).

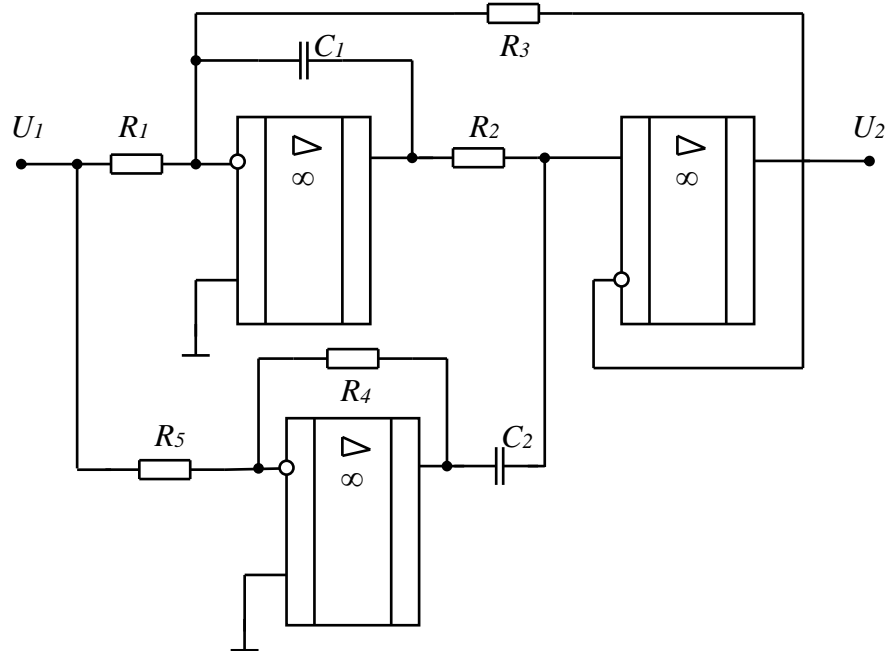


Рисунок 2.7 – Схема еліптичного ФНЧ другого порядку на повторювачі напруги

Для виразу (2.16) маємо

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho = -\frac{R_4}{R_5}; \\ \alpha\omega_{\zeta\delta}^2 = \frac{R_5}{R_1R_2R_4C_1C_2}; \\ \beta\omega_{\zeta\delta} = \frac{1}{R_2C_2}; \\ \gamma\omega_{\zeta\delta}^2 = \frac{1}{R_2R_3C_1C_2}. \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Підставляючи у вираз (2.18) вираз (2.17) отримаємо

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 = -\frac{\beta}{\alpha\rho\omega_{\zeta\delta}C_1} = \frac{\beta}{KC\omega_{\zeta\delta}C_1} \\ R_2 = \frac{1}{\beta\omega_{\zeta\delta}C_2} = \frac{1}{B\omega_{\zeta\delta}C_2}; \\ R_3 = \frac{\beta}{\gamma\omega_{\zeta\delta}C_1} = KR_1; \\ R_4 = -\rho R_5 = \frac{KCR_5}{A}. \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Якщо добротність контуру і коефіцієнт передачі невеликі (менше 10), то ємності вибирають рівними $C_1=C_2=10/f_{3p}$, мкФ, тобто

$$R_5 = \frac{1}{\omega_{\zeta\delta}C_1} \quad (2.20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 = \frac{BR_5}{KC} \\ R_2 = \frac{R_5}{B}; \\ R_3 = \frac{BR_5}{C} = KR_1; \\ R_4 = \frac{KCR_5}{A}. \end{array} \right. \quad (2.21)$$

Добротність контуру виражається коефіцієнтами B і C

$$q_p = \frac{\sqrt{C}}{B}. \quad (2.22)$$

Співвідношення (2.16–2.21), отримані в припущенні ідеального ОП, який має нескінченний вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$), нульовий вихідний опір ($R_{вих} = 0$) і нескінченний диференціальний коефіцієнт підсилення $K_0 \rightarrow \infty$. Оскільки існуючі ОП мають обмежені $R_{вх}$, K_0 і не нульовий вхідний опір, то наведені співвідношення наближено достовірні лише при виконанні умов реалізації. Крім того коефіцієнт підсилення ОП з розімкнутим зворотнім зв'язком повинен бути не менше ніж в 50 разів перевищувати значення АЧХ на частоті зрізу, а його швидкість наростання (вольт на мікросекунду) має в $0,5\omega_{зд}10^{-6}$ разів перевищувати максимальний розмах вихідної напруги.

Знайдемо передатну функцію для схеми еліптичного ФНЧ другого порядку на повторювачі напруги рисунка 2.7. Скористаємося виразом (2.16) і (2.16), отримаємо вираз для окремого каскаду ФНЧ:

$$H(p) = -\frac{R_3(p^2 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 + R_5)}{R_1 R_5 (p^2 R_2 R_3 C_1 C_2 + p R_3 C_1 + 1)} \quad (2.23)$$

2.2 Чутливість характеристик і параметрів фільтрів до зміни параметрів елементів

Активні та пасивні параметри кола змінюються з температурою, із-за старіння й інших внутрішніх та зовнішніх причин. Ці варіації параметрів можуть викликати значні відхилення характеристики від початкової.

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

Відхилення параметрів елементів відбувається за різних причин: через існуючі допуски на параметри елементів, внаслідок зміни температури, вологості, а інколи, тиску оточуючого середовища і старіння. Відхилення робочих характеристик фільтра від проектних викликані зміною параметрів, прийнято оцінювати чутливістю [14].

Чутливість характеристики або параметру фільтра до зміни параметра елемента визначається виразом

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x}, \quad (2.24)$$

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

Якщо характеристика або параметр фільтра комплексні, то чутливість також комплексна:

$$S_x^y = S_x^{|y|} + j \arg y \cdot S_x^{\arg y}, \quad (2.25)$$

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

Оскільки характеристики і параметри фільтрів залежать від багатьох елементів, то для оцінки їх зміни при одночасній зміні параметрів багатьох елементів користуються поняттям багато параметричної чутливості, на найгірший випадок, яка визначається виразом [15].

$$S_\Sigma^y = \sum_i |S_{x_i}^y|, \quad (2.26)$$

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

$$\frac{\Delta y}{y} \approx \sum_i S_{x_i}^y \frac{\Delta x_i}{x_i} \leq \sum_i |S_{x_i}^y| \left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right|, \quad (2.27)$$

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

$$\frac{\Delta y}{y} \leq h \sum_i |S_{x_i}^y| = h * S_\Sigma^y. \quad (2.28)$$

Оцінка відносних змін характеристик фільтра для найгіршого випадку здебільше виявляється зависокою і потребує надмірних вимог на допуски елементів і їх стабільність. Тому в багатьох випадках користуються статистичною параметричною чутливістю, яка враховує ймовірність певного відхилення параметрів елементу від оптимального значення [15]. Статистична багатопараметрична чутливість визначається виразом: (критерій Скоефлера)

$$S_{\sqrt{r}}^y = \sqrt{\sum_i (S_{x_i}^y)^2}. \quad (2.29)$$

При достатньо великій кількості елементів фільтра і статистично незалежних відхиленнях їх параметрів, розподіл відносних відхилень характеристик фільтра $\Delta y/y$ наближається до нормального закону з нульовим середнім і дисперсією

$$\sigma_{\Delta y/y}^2 = \sum_i (S_{x_i}^y)^2 \sigma_{\Delta x_i/x_i}^2, \quad (2.30)$$

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

Якщо допуски на всі елементи і закон розподілу однакові, то

$$\sigma_{\Delta y/y} = \sigma_{\Delta x/x} \sqrt{\sum_i (S_{x_i}^y)^2} = \sqrt{\sigma_{\Delta x/x}^2 * S_{\Sigma^2}^y}. \quad (2.31)$$

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

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

2.3 Настроювання активних фільтрів

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

Настроювання фільтра спрощується якщо відомий загальний вигляд АЧХ кожної ланки і їх характерні точки. На рисунку 2.8 зображені два можливих варіанти АЧХ ланки ФНЧ другого порядку, та наведені в додатку Е [11].



Рисунок 2.8 – Амплітудно–частотні характеристики еліптичного ФНЧ
а) з підйомом в смузі пропускання; б) без підйому

Оскільки проектування фільтра здійснюється на підставі більш жорстких вимог до АЧХ, то при настроюванні треба орієнтуватись на отримання потрібного значення АЧХ на частоті зрізу. Максимум в смузі пропускання K_m і частотою f_m , на якій він знаходиться, розраховується за формулою

$$K_m = \frac{2KC}{AB} \sqrt{\frac{(A-C)^2 + AB^2}{4C - B^2}}, \quad (2.32)$$

$$f_m = f_{\zeta\delta} \sqrt{\frac{2C(A-C) - AB^2}{2(A-C) + B^2}}. \quad (2.33)$$

Якщо значення K_m незначне, то підйом відсутній. Частота затримки f_z для обох випадків рисунка 2.8 розраховується

$$f_z = f_{\zeta\delta} \sqrt{A}, \quad (2.34)$$

а значення АЧХ на частоті зрізу

$$K_c = \frac{KC}{A} \frac{|A-1|}{\sqrt{(C-1)^2 + B^2}} \quad (2.35)$$

Значення параметрів ω_z , ω_m і K_m/K для кожного каскаду фільтра WZ , WM , KM приведені в довіднику [11, додаток В].

Для настройки схеми фільтра (рисунок 2.7) необхідно підстроїти:

1) відношення R_4/R_5 для встановлення максимального подавлення на частоті f_z ;

2) опір R_2 для отримання потрібного значення K_m .

При необхідності цей етап повторюють, аж до досягнення потрібних параметрів АЧХ.

3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНОГО ФНЧ

3.1 Вибір та обґрунтування структурної схеми

При реалізації ФНЧ із заданими характеристиками, як це відмічалось у попередньому розділі, необхідно визначити порядок ФНЧ. На рисунку 3.1 показана залежність еліптичного ФНЧ від його порядку. Звісно, чим більший порядок фільтра, тим кращі параметри перехідної області, максимального і мінімального ослаблення в смугах пропускання і затримки (рисунок 3.5).

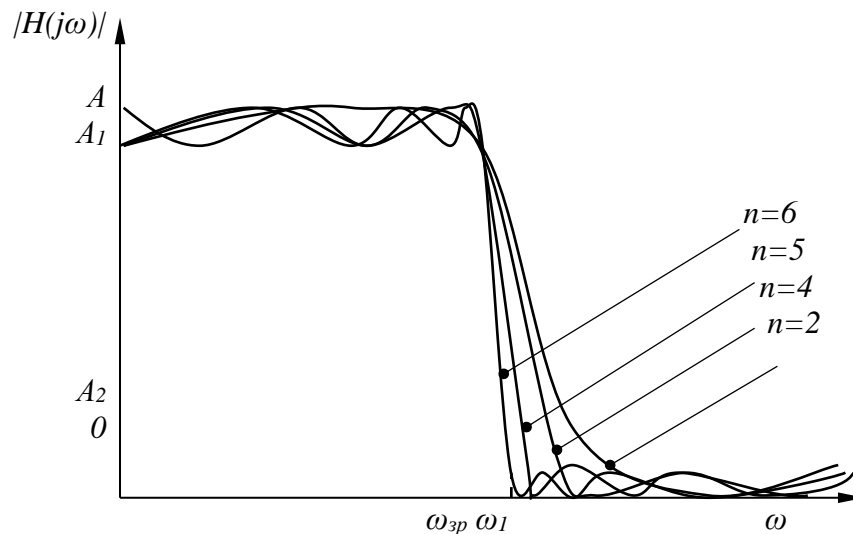


Рисунок 3.1 – Залежність АЧХ еліптичного ФНЧ від його порядку

Оцінимо порядок еліптичного ФНЧ :

1) знайдемо нормоване значення перехідної смуги TW за формулою

$$\overline{TW} = \frac{TW}{f_{\zeta\delta}} \quad (3.1)$$

$$\overline{TW} = \frac{2\pi \cdot 0,1 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,025 \quad (3.2)$$

2) звертаємося до довідника [11, додаток Г], де для $PRW=1$ дБ, $MSL=40$ дБ і $\overline{TW}=0,0217 < 0,025$ порядок фільтра $n=8$.

Отже приймаємо порядок фільтра $n=8$.

Таким чином ФНЧ можна реалізовувати чотирма ланками другого порядку. На рисунку 3.2 представлена структурна схема ФНЧ, де кожна ланка має другий порядок, та наведена в додатку Д.

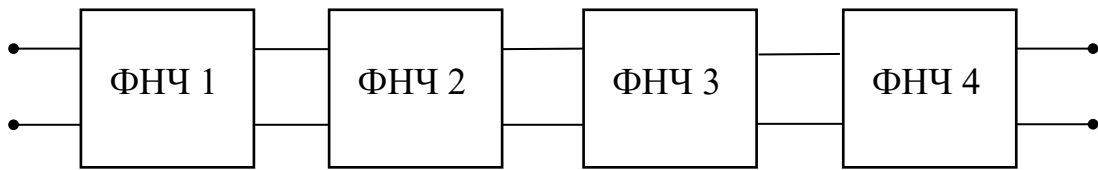


Рисунок 3.2 – Попередня структурна схема еліптичного ФНЧ

3.2 Визначення порядку розташування ланок і їх параметрів

Критерії, якими керуються при розташуванні ланок, суперечливі, але найважливішими з них є [9].

1. При спряженні двох ланок спектр сигналу в смузі пропускання має лишатись найбільш плоским.
2. Добротність полюсів каскадноз'єднаних ланок зростає від входу до виходу.

Для задовільнення сформульованих критеріїв при розташуванні ланок необхідно знати властивості ланок а саме їх АЧХ і добротність полюсів. Для цього знайдемо у довіднику [11] нормовані коефіцієнти для кожної ланки ФНЧ 8-го порядку.

Таблиця 3.1 – Нормовані коефіцієнти для кожної ланки ФНЧ 8-го порядку

Каскад	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>WZ</i>	<i>WM</i>	<i>KM</i>
1	1,129122	0,609001	0,249212	1,062601	0,096392	1,000662
2	8,150176	0,231332	0,727916	2,854851	0,834282	3,403410
3	1,580334	0,059160	0,944858	1,257113	0,968465	6,655206
4	1,050274	0,010823	0,999867	1,024829	0,998743	4,540179

Коефіцієнт підсилення ланок мають задовольняти вимозі

$$H_0 = H_{01} H_{02} H_{03} H_{04}, \quad (3.3)$$

де H_{01} , H_{02} , H_{03} - коефіцієнт підсилення 1-4-ї ланки на нульовій частоті.

Знайдемо коефіцієнт передачі кожної ланки фільтра

$$K_{0ix} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (3.4)$$

де $K_{\delta f_x}$ - коефіцієнт передачі на нульовій частоті всього фільтра, $K_{\delta f_x} = 10$. Якщо коефіцієнти передачі каскадів однакові, то $K_1 = K_2 = K_3 = K_4$, тому

$$K_{\delta f_x} = K^4, K = K_{\delta f_x}^{1/4} \quad (3.5)$$

$$K = 10^{1/4} = 1,778279.$$

Тоді коефіцієнт передачі окремої ланки складає $K = 1,778279$.

Знайдемо добротність кожної ланки, використовуючи формулу (2.22) і нормовані коефіцієнти ланок за таблицею 3.1, тоді

$$q_1 = \frac{\sqrt{0,249212}}{0,609001} = 0,82 \quad (3.6)$$

$$q_2 = \frac{\sqrt{0,727916}}{0,231332} = 3,69 \quad (3.7)$$

$$q_3 = \frac{\sqrt{0,944858}}{0,053160} = 16,43 \quad (3.8)$$

$$q_4 = \frac{\sqrt{0,999867}}{0,010823} = 92,38 \quad (3.9)$$

Таким чином, остаточна структурна схема ФНЧ з еліптичною АЧХ на повторювачі напруги набуває вигляду (рисунок 3.3)

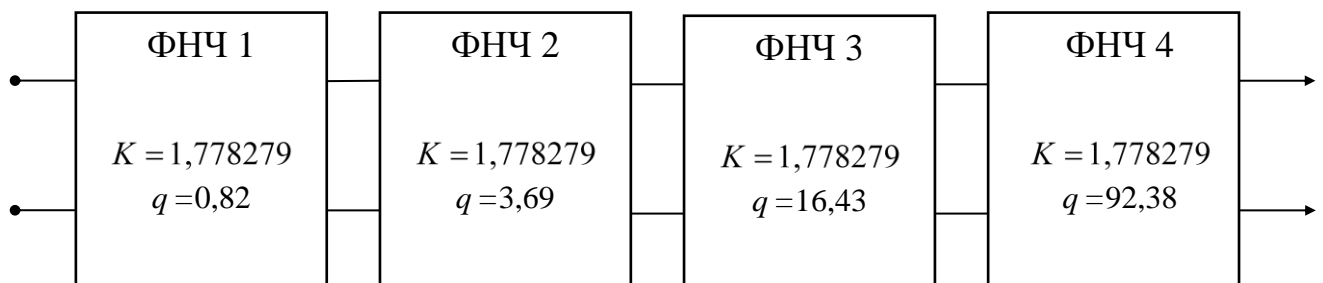


Рисунок 3.3 – Структурна схема ФНЧ з еліптичною АЧХ на повторювачі напруги

3.3 Визначення принципової схеми фільтра

Для реалізації ФНЧ на повторювачі напруги використовуємо схему рисунка 2.7. Дана схема використовується для реалізації ланок з добротностями і коефіцієнтами підсилення як вище, так і нижче 10 [16]. За цими критеріями схема еліптичного ФНЧ на повторювачі напруги може використовуватись для реалізації ланок проектуемого фільтра. Оскільки за технічним завданням фільтра в цілому має бути неінвертуючим, то при використанні інвертуючи ланок їх кількість має бути парною. З'єднання ланок здійснюється послідовно.

Таким чином принципова схема проектуемого еліптичного ФНЧ набуває вигляду рисунок 3.4.

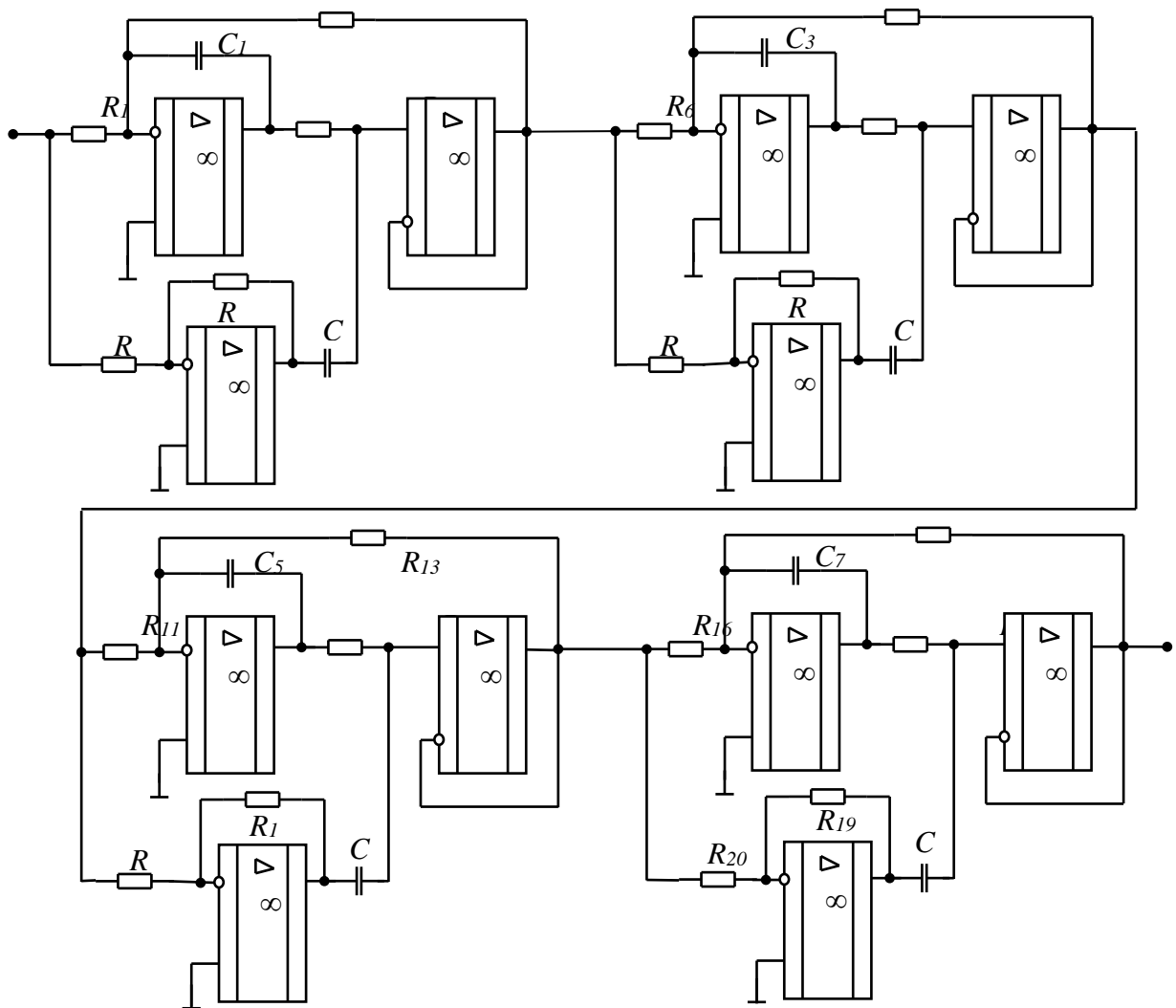


Рисунок 3.4 – Принципова схема ФНЧ 8-го порядку

3.4 Розрахунок параметрів пасивних елементів ланки ФНЧ з еліптичною АЧХ

Розрахуємо параметри елементів 1-го каскаду ФНЧ [11]

$$C_1 = \frac{10}{f_{зр}} \cdot 10^{-6} = \frac{10}{4 \cdot 10^3} \cdot 10^{-6} = 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)}. \quad (3.10)$$

Оскільки, добротність 1-го каскаду $q = 0,82 < 10$, то $C_1 = C_2 = 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$.

Підставивши знайдені ємності у вирази (2.20) і (2.21), отримаємо

$$\begin{aligned} \omega_{\zeta\delta} &= 2\pi f_{\zeta\delta} = 2 \cdot 3,14 \cdot 4000 = 25133 \text{ (рад/с)} \\ R_5 &= \frac{1}{\omega_{\zeta\delta} C_1} = \frac{1}{25133 \cdot 2,5 \cdot 10^{-9}} = 15915 \text{ (Ом)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Нормовані коефіцієнти A , B , C беремо з таблиці 3.1 для відповідного каскаду

$$R_1 = \frac{BR_5}{KC} = \frac{0,609001 \cdot 15915}{1,7782 \cdot 0,249212} = 21871 \text{ (Ом)},$$

$$R_2 = \frac{R_5}{B} = \frac{15915}{0,609001} = 26133 \text{ (Ом)},$$

$$R_3 = KR_1 = 1,7782 \cdot 21871 = 38892 \text{ (Ом)},$$

$$R_4 = \frac{KCR_5}{A} = \frac{1,7782 \cdot 0,249212 \cdot 15915}{1,129122} = 6246 \text{ (Ом)}.$$

Результати розрахунків, а також найближчі номінальні значення параметрів елементів наведені у таблиці 3.2

Таблиця 3.2- Результати розрахунків параметрів елементів 1-го каскаду

Параметри елементів	C_1 , нФ	C_2 , нФ	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_4 , Ом	R_5 , Ом
Розрахункові значення	2,5	2,5	21871	26133	38892	6246	15915
Номінальні значення	1,2+1,3	1,2+1,3	20000+180 0	24000+220 0	36000+30 00	6200+47	15000+91 0
				24000+2700		6200+68	

В таблиці 3.2, в рядку номінальні значення, вказані два варіанти реалізації опорів: верхній – постійними опорами і нижній, в якому менший опір підстроєчний. Підстроєчні резистори вибираються згідно пункту 2.4, щоб досягти максимальної і зручної настройки фільтра.

Аналогічно розраховуємо параметри елементів для 2-го каскаду

Таблиця 3.3 - Результати розрахунків параметрів елементів 2-го каскаду

Параметри елементів	C_1 , нФ	C_2 , нФ	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_4 , Ом	R_5 , Ом
Розрахункові значення	2,5	2,5	2844	68799	5058	2527	15915
Номінальні значення	1,2+1,3	1,2+1,3	2700+15	68000+820	4700+360	2400+120	15000+9
			0	68000+1000		2400+150	10

Добротність 3-го і 4-го каскаду більше 10, тобто параметри елементів розраховуємо за формулою (2.19), а C_2 і R_5 , вибираємо так, щоб розкид параметрів опорів був незначний. Причому, $C_2 \gg C_1$.

Розрахуємо параметри елементів 3-го каскаду ФНЧ. Вибираємо $R_5=1000$ Ом, а $C_2=1$ мкФ, тоді

$$R_1 = \frac{B}{KC\omega_{sp}C_1} = \frac{0,059160}{1,7782 \cdot 0,944858 \cdot 25132 \cdot 2,5 \cdot 10^{-9}} = 560 \text{ (Ом)},$$

$$R_2 = \frac{1}{B\omega_{sp}C_2} = \frac{1}{0,059160 \cdot 25132 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 672 \text{ (Ом)},$$

$$R_3 = KR_1 = 1,7782 \cdot 560 = 996 \text{ (Ом)},$$

$$R_4 = \frac{KCR_5}{A} = \frac{1,7782 \cdot 0,944858 \cdot 1000}{1,580334} = 1063 \text{ (Ом)}.$$

Таблиця 3.4- Результати розрахунків параметрів елементів 3-го каскаду

Параметри елементів	C_1 , нФ	C_2 , мкФ	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_4 , Ом	R_5 , Ом
Розрахункові значення	2,5	1,0	560	672,5	996,5	1063	1000
Номінальні значення	1,2+1,3	1,0	560	620+51	750+240	1000+62	1000
				620+68		1000+68	

Аналогічно розраховується параметри елементів 4-го каскаду принципової схеми рисунка 3.2.

Таблиця 3.5 - Результати розрахунків параметрів елементів 4-го каскаду

Параметри елементів	C_1 , нФ	C_2 , мкФ	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_4 , Ом	R_5 , Ом
Розрахункові значення	2,5	24	96,8	153	172	169	100
Номінальні значення	1,2+1,3	22+2	91+6,	150+3	160+12	160+9,1	100
			2	100+68		120+68	

3.5 Вибір операційного підсилювача

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

Крім умов реалізації, що накладають певні обмеження на вхідний і вихідний опори ОП, його частота одиничного підсилення повинна задовольняти умові [12].

$$f_1 \geq f_{зр} H_0,$$

де H_0 - коефіцієнт підсилення каскаду f_1 - частота одиничного підсилення ОП, а $f_{зр}$ - частота зрізу фільтра. Оскільки у всіх каскадів ФНЧ коефіцієнт підсилення не перевищує 1,78, а частота $f_{зр} = 4000\text{ Гц}$, то частота одиничного підсилення ОП повинна бути не меншою 7120 Гц .

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача з розімкнутим зворотнім зв'язком повинен в крайньому разі в 50 разів перевищувати коефіцієнт підсилення в робочому режимі. Оскільки коефіцієнт підсилення ланок фільтра не перевищує 1,78 при досить низькій верхній частоті зрізу $f_{зр} = 4000\text{ Гц}$, то цій вимозі задовольняє більшість сучасних ОП, в тому числі ОП UAF774. На рис. 3.5 представлена схема включення інтегральної мікросхеми UAF774, та наведена в додатку Ж.

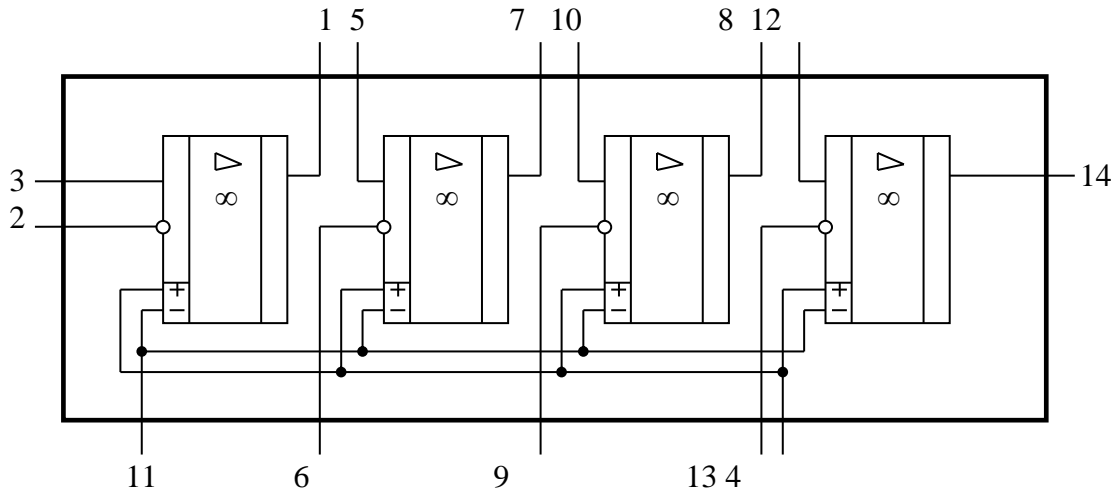


Рисунок 3.5 – Схема включення інтегральної мікросхеми UAF774

Таблиця 3.6 – Таблиця призначення виводів

Позначення виводу	Призначення виводу	Позначення виводу	Призначення виводу
1	Вихід-1	8	Вихід-3
2	Вхід інвертувальний-1	9	Вхід інвертувальний-3
3	Вхід неінвертувальний-1	10	Вхід неінвертувальний-3
4	$+U_{жс}$	11	$-U_{жс}$
5	Вхід неінвертувальний-2	12	Вхід неінвертувальний-4
6	Вхід інвертувальний-2	13	Вхід інвертувальний-4
7	Вихід-2	14	Вихід-4

Перевіримо також виконання вимоги до швидкості зростання вихідної напруги і її максимальної амплітуди. Швидкість зростання вихідної напруги (В/мкс) при якій не виникають нелінійні спотворення, повинна перевищувати $0,5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.макс}$, тобто $U_i > 0,5\omega_{зр} \cdot 2 \cdot 10^{-6} U_{вих.макс}$. Для ОП UAF774 $U_i = 10B/мкс$, $U_{вих.макс} = 10B$, а частота зрізу фільтра $f_{зр} = 4000Гц$. Тому права частина нерівності складає $0,04B/мкс$, що значно менше лівої частини. Таким чином ОП UAF774 задовольняє вимогам до підсилювального елементу фільтра.

Чутливість характеристик ланок еліптичного ФНЧ до зміни параметрів елементів

Оскільки проектування фільтра здійснюється за вимогами до АЧХ, то найбільший інтерес являє чутливість саме АЧХ до зміни параметрів елементів. Аналіз чутливості АЧХ дозволяє визначити допуски на параметри пасивних елементів.

Існують декілька методів визначення чутливості АЧХ, але для кіл з обмеженою кількістю елементів найбільш ефективним є метод символічних функцій [18]. Для його використання необхідно мати аналітичний вираз для передатної функції. Аналітичні вирази для передатних функцій ланок еліптичного ФНЧ визначаються з виразу (2.23) і мають вигляд:

$$H(p) = -\frac{R_3(p^2 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 + R_5)}{R_1 R_5 (p^2 R_2 R_3 C_1 C_2 + p R_3 C_1 + 1)},$$

де $p = j\omega$.

Чутливості АЧХ каскадів ФНЧ знайдені на підставі виразів (2.23), (2.24), з використанням параметрів елементів наведених у таблиці 3.2-3.6, визначаються співвідношеннями:

$$H(p) = -\frac{R_3(p^2 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 + R_5)}{R_1 R_5 (p^2 R_2 R_3 C_1 C_2 + p R_3 C_1 + 1)} = \frac{N}{D}, \quad (3.11)$$

$$S = D - \frac{1}{H} N = R_1 R_5 (p^2 R_2 R_3 C_1 C_2 + p R_3 C_1 + 1) + \frac{1}{H} R_3 (p^2 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 + R_5), \quad (3.12)$$

де $D = R_1 R_5 (p^2 R_2 R_3 C_1 C_2 + p R_3 C_1 + 1)$.

Знайдемо вирази чутливості для кожного елемента каскаду:

$$S_{C_1}^H = \frac{R_1 \cdot R_5 + R_3 \cdot R_5 \cdot H^{-1}}{D}, \quad (3.13)$$

$$S_{C_2}^H = \frac{R_1 \cdot R_5 (p \cdot R_3 \cdot C_1 + 1) + R_3 \cdot R_5 \cdot H^{-1}}{D}, \quad (3.14)$$

$$S_{R_1}^H = \frac{R_3 \cdot R_5 \cdot H^{-1}}{D}, \quad (3.15)$$

$$S_{R_2}^H = \frac{R_1 \cdot R_5 (p \cdot R_3 \cdot C_1 + 1) + R_3 \cdot R_5 \cdot H^{-1}}{D}, \quad (3.16)$$

$$S_{R_3}^H = \frac{R_1 \cdot R_5}{D}, \quad (3.17)$$

$$S_{R_4}^H = \frac{R_1 \cdot R_5 (p^2 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2 + p \cdot R_3 \cdot C_1 + 1) + R_3 \cdot R_5 \cdot H^{-1}}{D}, \quad (3.18)$$

$$S_{R_5}^H = \frac{p^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot H^{-1}}{D}. \quad (3.19)$$

Аналогічні співвідношення мають місце і для інших ланок ФНЧ. Переходячи від операторної функції до комплексних чисел, знаходимо відповідні значення чутливості з виразів (3.11) - (3.19). В таблиці 3.7 наведені значення чутливостей ланок ФНЧ, розраховані на частоті зрізу.

Таблиця 3.7 – Розраховані показники чутливості елементів для кожного каскаду еліптичного ФНЧ

Ланка	N	D	H^I	S	Чутливість
1	$-70,843 \cdot 10^6$	$1,35 \cdot 10^9$	$-19,059$	S_{C1}^H	-8,479
				S_{C2}^H	8,503
				S_{R1}^H	-8,737
				S_{R2}^H	8,503
				S_{R3}^H	0,258
				S_{R4}^H	9,535
2	$-70,62 \cdot 10^6$	$-16,9 \cdot 10^6$	$-0,314$	S_{R5}^H	7,737
				S_{C1}^H	0,898
				S_{C2}^H	1,108
				S_{R1}^H	-1,14
				S_{R2}^H	1,108
				S_{R3}^H	2,038
3	$-16,52 \cdot 10^3$	$9,278 \cdot 10^3$	$-0,562$	S_{R4}^H	2,009
				S_{R5}^H	0,14
				S_{C1}^H	0,002
				S_{C2}^H	0,011
				S_{R1}^H	-1,041
				S_{R2}^H	0,011
4	$-884,08$	$107,7$	$-0,122$	S_{R3}^H	1,043
				S_{R4}^H	0,043
				S_{R5}^H	0,041
				S_{C1}^H	7,042
				S_{C2}^H	7,042
				S_{R1}^H	-1,945
4	$-884,08$	$107,7$	$-0,122$	S_{R2}^H	7,042
				S_{R3}^H	8,987
				S_{R4}^H	1,924
				S_{R5}^H	1,845
				S_{C1}^H	7,042
				S_{C2}^H	7,042

3.6 Визначення допусків на параметри елементів

Оскільки передатна характеристика еліптичного ФНЧ визначається виразом (2.23), то передатна АЧХ також визначається добутком передатних АЧХ окремих ланок. Тому, при визначенні чутливості ФНЧ до зміни параметрів елементів ланок виразом (2.24), чутливість всього фільтра збігається з відповідною чутливістю ланки [9].

Розрахуємо чутливість АЧХ фільтра для найгіршого випадку за співвідношенням (2.26) і даними таблиці 5.4 на частоті зрізу

$$S_{\Sigma}^{|H(\omega)|} = 56,8. \quad (3.20)$$

Визначення параметрів елементів ФНЧ проведено на підставі $A_{\max}=0,7\text{дБ}$, в той час, як за технічним завданням $A_{\max}=1\text{дБ}$, різниця $A_{\max}=0,3\text{дБ}$ є допуском на відхилення постійної ослаблення, обумовленим розкидом параметрів елементів. Відносне відхилення АЧХ з відхиленням постійної ослаблення, пов'язані співвідношенням

$$\frac{\Delta H(\omega)}{H(\omega)} = 10^{0.05\Delta A_{\max}} - 1 \approx 3,5142 \cdot 10^{-2}. \quad (3.21)$$

Оскільки відносні відхилення АЧХ пов'язані за чутливістю для найгіршого випадку співвідношеннями (2.27), то з врахованим (3.20) отримаємо

$$\frac{\Delta H(\omega)}{H(\omega)} \leq h S_{\Sigma}^{|H(\omega)|} \leq 3,5142 \cdot 10^{-2}. \quad (3.22)$$

Для частоти зрізу $f=4000$ Гц, на якій чутливість на найгірший випадок максимальна, допуск на елемент складає

$$h = \frac{\Delta X}{X} \leq 6,187 \cdot 10^{-4}. \quad (3.23)$$

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

Скористаємось статистичною багато параметричною чутливістю (критерієм Скоєфлера) (2.35). Результати розрахунку статистичної багато параметричної чутливості

$$S_{\sqrt{f}}^{|H(\omega)|} = 26,7. \quad (3.24)$$

За умов, що допуски на всі елементи і функція розподілу ймовірностей відхилень параметрів елементів від номінального значення однакове, середньостатистичне відхилення АЧХ від проектного значення виражається виразом (2.30), який для частоти $f=4000\text{Гц}$ записується

$$\sigma_{\Delta H/H} = 26,7\sigma_{\Delta X/X} \quad (3.25)$$

Для нормального закону розподілу ймовірностей відхилень

$$\sigma_{\Delta X/X} = h/3,$$

де h - допуск на елемент [19].

Оскільки відносні відхилення АЧХ від розрахункового значення не повинні виходити за межі, визначені виразом (5.4), то в 68% випадків АЧХ не буде відхилятися за межі $\sigma_{\Delta H/H}$ якщо допуски на параметри елементів задовольняють умові [19].

$$3,5142 \cdot 10^{-2} \geq 26,7 \cdot \frac{h}{3},$$

звідки знаходимо $h \leq 3,949 \cdot 10^{-3}$.

Таким чином за статистичною багато параметричною чутливістю вимоги на допуски досить жорсткі (менше 0,4%). Звідси випливає, що для реалізації ФНЧ на елементах з допуском більше 0,4% обов'язкова настройка фільтра. Вибираємо резистори і конденсатори з допуском 5%, але послідовно з постійними (основними) опорами вмикаємо підстроєчні опори. Номінальні значення постійних і послідовного з ними включених підстроєчних опорів наведені у таблиці 3.2 таблиці 3.6.

3.7 Моделювання активного RC – фільтра НЧ з еліптичною АЧХ на OEM

Для досліджень параметрів і характеристик реалізації схемних рішень було розроблено велика кількість програм. За допомогою них можна провести повний схематичний аналіз складних пристроїв. Це програмне забезпечення відрізняється рівнем та кількістю запропонованих тестів для схем, зручностями для користувачів та елементною базою.

Розглянемо переваги та недоліки деяких програм.

MicroCap V – має великі можливості щодо різних варіантів тестування схем як по змінному так і постійному струму, є можливість корегування параметрів. Досить незручна у користуванні і призначена більше для одержання параметрів і характеристик уже готової статичної схеми, ніж для динамічного моделювання та зміни варіантів схеми. Є можливість визначати карти напруг, розсіюваної потужності. Для користувача є недолік – це незручний інтерфейс.

Electronic Work Bench – має ті ж можливості, як і Micro Cap V, але має зручніший інтерфейс, що схожий до лабораторних умов. Програма максимізована для динамічних досліджень; дозволяє працювати як з аналоговими так із цифровою схемотехнікою; має невеликий, але достатній набір можливих тестів; елементна база програми досить широка; гнучке збереження результатів; для активних і пасивних елементів є можливість зміни їх параметрів.

Враховуючи ці недоліки та переваги для моделювання ФНЧ буде використана програма Electronic Work Bench. Даний пакет програм дозволяє отримати амплітудні та фазочастотні характеристики електричних кіл або їх частин, дозволяє проводити практично всі дослідження схеми з використанням як аналогових елементів, так і цифрових, а також різноманітного їх поєднання.

Побудова схеми відбувається за допомогою маніпулятора “миші” та меню, що постійно відображене на екрані. Параметри елементів легко вводяться та при необхідності корегуються. Типи елементів вводяться з довідника або при їх відсутності задаються користувачем. Також програма дозволяє варіювати, як параметрами елементів, так і параметрами джерел сигналу (гармонійні, імпульсні).

Оскільки “Electronics Work Bench” не має повних аналогів серед зарубіжної елементної бази, то в пакет для аналізу були введені ідеальні мікросхеми, резистори і конденсатори.

Моделювання фільтра на OEM має на меті визначення амплітудно-частотних характеристик окремих ланок і всього фільтра, а також побудова

графіків АЧХ для розрахункових і номінальних значень параметрів елементів при ідеальному операційному підсилювачі. Складаючи схему ФНЧ (рисунок 3.6), ми використовували ідеальні елементи без розкиду вихідних параметрів. Відповідні графіки АЧХ кожної ланки зображені на рисунку 3.7, а на рисунку 3.8 зображена АЧХ з виходу ФНЧ, та наведені в додатку К.1 і К.2.

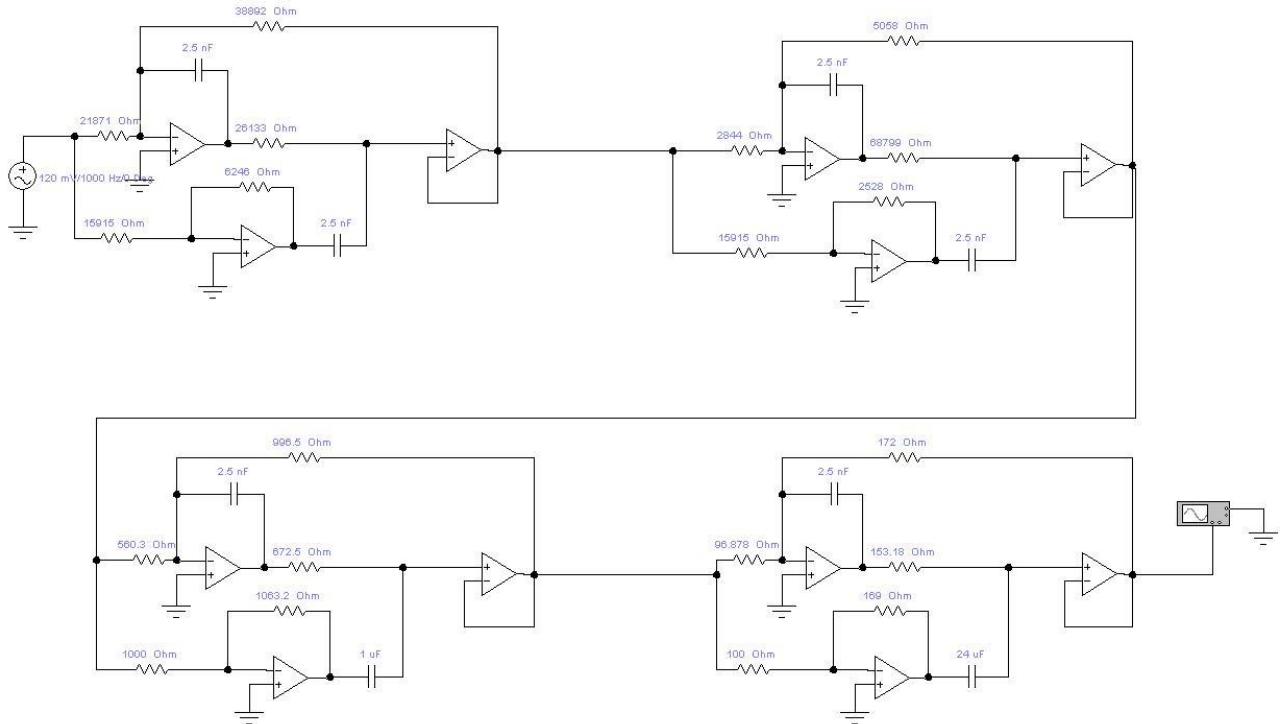


Рисунок 3.6 – Модель схеми ФНЧ у програмі “Electronics Workbench”

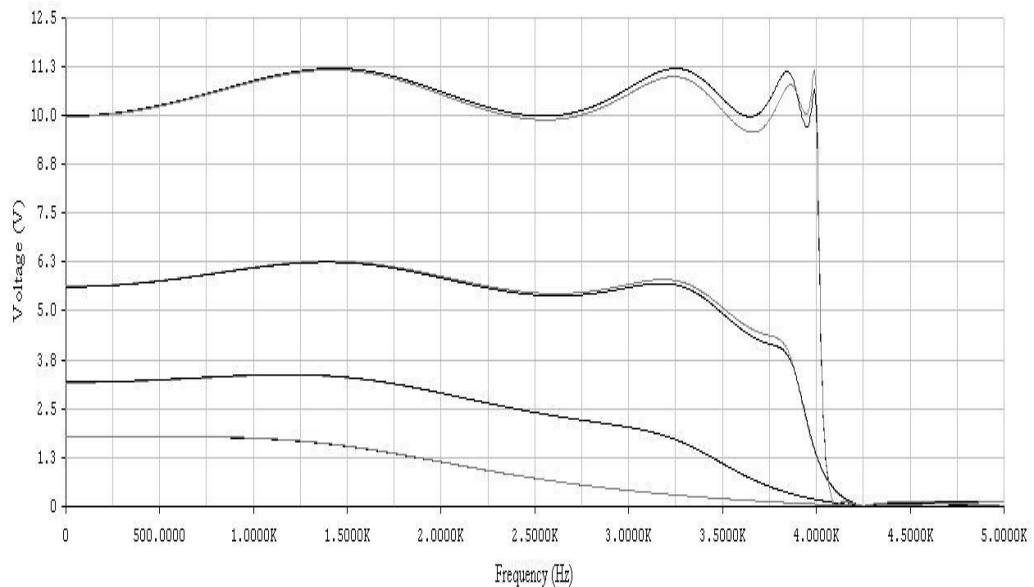


Рисунок 3.7 – АЧХ з виходу 1-го – 4-го каскаду ФНЧ

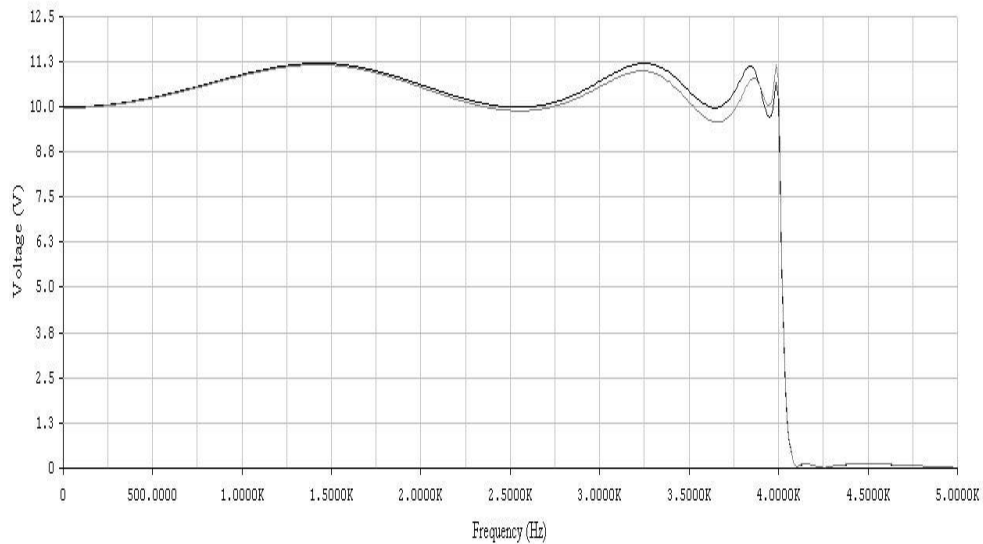


Рисунок 3.8 – АЧХ каскадного з'єднання всіх ланок ФНЧ

Графіки каскадного з'єднання ланок ФНЧ для розрахункових значень елементів повністю відповідають проектним, вони майже не виходять за межі планованих допусків (рисунок 3.8). Амплітудно – частотна характеристика виявилась рівно хвилевою. Для номінальних значень параметрів елементів має місце незначне відхилення АЧХ окремих ланок, однак цей недолік незначний, оскільки його можна виправити за допомогою підстроювальних резисторів.

3.8 Висновки до розділу

1. Розрахований та досліджений активний RC – фільтр низьких частот з еліптичною АЧХ. Розрахунки відповідають вимогам технічного завдання. Був вибраний і обґрунтований метод побудови фільтра, розроблена загальна структурна схема фільтра і розраховані значення номіналів елементів фільтра. За результатами розрахунку номіналів елементів фільтра, були вибрані конкретні типи елементів із стандартного ряду номіналів. Передбачене регулювання АЧХ фільтра за допомогою підстроєчних опорів.

2. Ємності окремих каскадів фільтра реалізуються послідовним з'єднанням конденсаторів з номінальними значеннями так, щоб отримати результуючі ємності близькими до розрахункових. При чому за рахунок розкиду ємностей конденсаторів пропонується підбирати конденсатори з потрібним значенням ємностей. Крім того був проведений розрахунок чутливості АЧХ фільтра до зміни номіналів елементів.

4 МЕТОДИ РОЗРОБКИ АКТИВНИХ ВЧ НЧ ФІЛЬТРІВ

Сьогодні завдяки збільшеному верхньої межі робочої частоти транзисторів і операційних підсилювачів струму, схеми на їх основі можуть бути застосовані в різних високочастотних пристроях. Такими є LC-осцилятори, ВЧ смугові фільтри і фазообертачі, що обмежують підсилювачі для оптичних комунікацій, малощумні підсилювачі для бездротового зв'язку, ВЧ подільники потужності, надширокопasmові малощумні підсилювачі і трансивери для високошвидкісного обміну даними в дротяних лініях передач. Такі компоненти цікаві своїми особливостями: займає невелику площу на кристалі, високі значення імітованих індуктивностей з можливою підстроювання, високі показники перебудовується добротності, можливість зсуву власної резонансної частоти, а також сумісність зі стандартною кремнієвої технологією.

Застосування активних елементів в схемах високочастотних фільтрів на п'єзоелектричних резонаторах має на увазі два можливі підходи. Перший підхід полягає в модифікації існуючих схем фільтрів з метою поліпшення їх характеристик або розширення функціональних можливостей. Іншим шляхом є розробка принципово інших схемних рішень, специфічних з точки зору застосування активних елементів або унікальних в плані передавальних характеристик. Представлені далі, є прикладом першого підходу і описують можливості імітації індуктивності і від'ємної ємності для послідовного / поперечно акустичних хвилях підключення до резонаторам в традиційних сходових і мостових п'єзофільтр на п'єзоелектричного резонатора.

4.1 Переналаштувальні навантаження та їх вплив

Частотні характеристики резонаторів, зокрема, резонансна частота, перебудовуються за допомогою відповідних навантажень, що підключаються поперечно акустичних хвилях або послідовно з резонатором (рисунок 4.1).

Подстроечного навантаження може бути реалізована у формі варактора або перебудовується котушки індуктивності. В даному розділі проводиться аналіз впливу різних варіантів підключення навантаження на частотні властивості резонатора.

Адмітанс ненагруженого резонатора без втрат (рисунок 4.1), а) описується виразом

$$Y = iwC_0 + \frac{iwC}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.1)$$

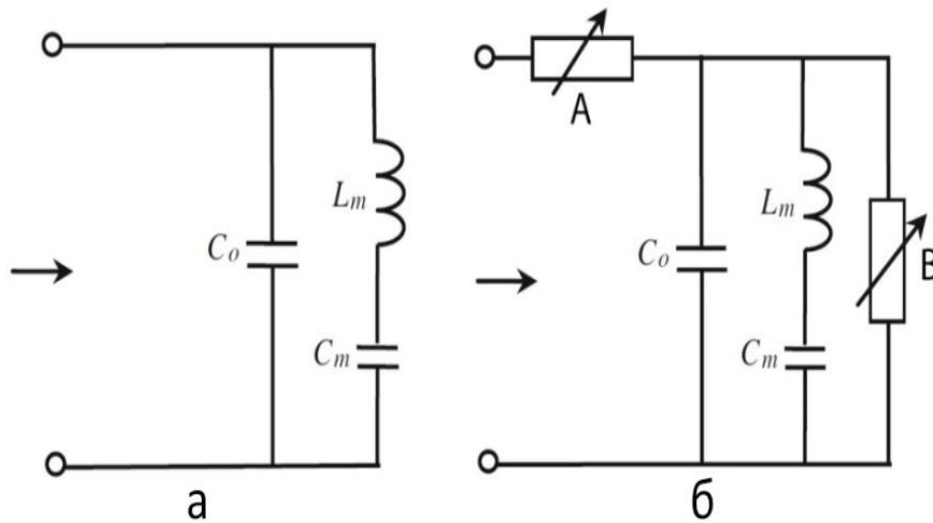


Рисунок 4.1 – Ненавантажена і навантажена еквівалентні схеми резонатора
яке може бути переписано в наступному вигляді:

$$Y = \frac{iwC_0(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.2)$$

На частоті послідовного резонансу,, величина адмітанса Y резонатора прямує до нескінченності, відповідно, знаменник $W = w_s$

$$1 - w_s^2L_mC_m = 0 \quad (4.3)$$

Отже, частота послідовного резонансу знаходиться з виразу

$$w_{s0} = \frac{1}{\sqrt{L_mC_m}} \quad (4.4)$$

а на частоті поверхнево акустичних хвилях резонансу, при якому адмітанс стає рівним нулю:

$$w_{p0}C_0(1 - w_{p0}L_mC_m) + w_{p0}C_m = 0 \quad (0.5)$$

Звідси отримуємо вираз для частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу:

$$\omega_{p0} = \omega_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.6)$$

При цьому ω_s і ω_p є частотами ненагруженого резонатора (рисунок 4.2).

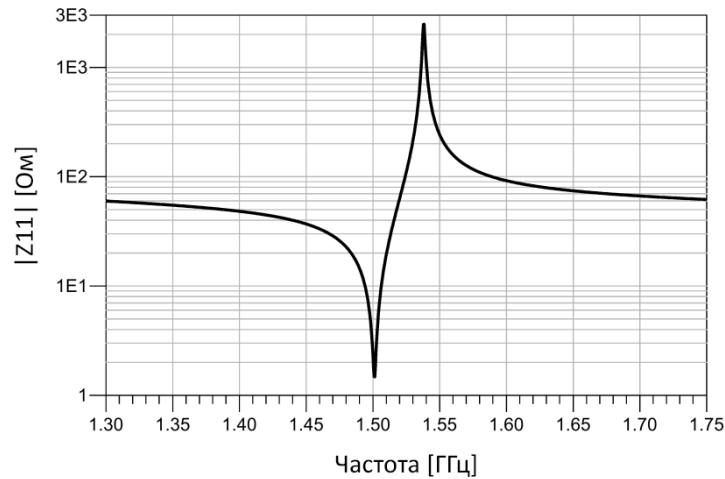


Рисунок 4.2 – Залежність вхідного імпедансу ненагруженого резонатора від частоти

Для реалізації варактора застосовуються різні технології: напівпровідникова, МЕМС і на основі ферроелектриків. На рисунок 4.3 представлені вольт–фарадні характеристики таких варакторів.

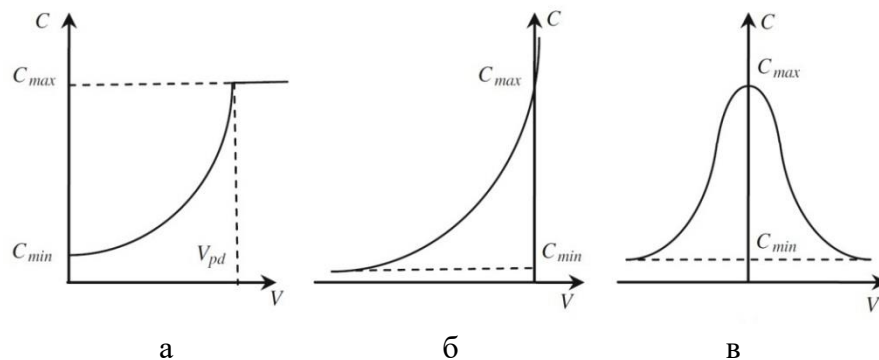


Рисунок 4.3 – Вольт–фарадні характеристики МЕМС (а), напівпровідникових (б) і ферроелектричних (в) варакторів

Низький рівень споживання енергії, висока швидкістю перебудови, широкий діапазон перебудови в міліметровому і субміліметровому діапазонах частот, а також невеликі габарити і інтегрованість є найбільш важливими вимогами до варакторів при їх застосуванні в високочастотних фільтрах на основі резонаторів.

Залежно від необхідного діапазону перебудови, навантажувальний конденсатор може бути як варакторів, так і перебудовується конденсаторної

батареею. Варактори мають обмежений діапазон перебудови, в той час як конденсаторні батареї можуть включати елементи широкого діапазону значень. Відносна перестраїваемість варактора може бути визначена як

$$T(C) = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max}} \quad (4.7)$$

За аналогією, відносна перестраїваемість котушки індуктивності визначається як

$$T(L) = \frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max}} \quad (4.8)$$

Зміни в значеннях ємності і індуктивності можуть бути викликані електричним полем, температурою, магнітним полем і іншими факторами.

МЕМС і НЕМС варактори мають малі втрати, не вимагають значних енерговитрат на перемикання і потенційно мають можливість монолітної інтеграції. Незважаючи на те, що ідея, що лежить в основі МЕМС пристроїв, дуже проста, великомасштабне комерційне застосування перебудовуються МЕМС приладів пов'язано з безліччю труднощів. Вони вимагають вакуумної упаковки, страждають від проблем залипання, надійності і температурної стабільності. Проектування і виготовлення МЕМС варакторів з аналогової перебудовою дуже складні, а вихідні пристрої мають низьку добротність і діапазон перебудови (в порівнянні з напівпровідниковими і ферроелектричними). НЕМС пристрої мають значний потенціал і в майбутньому можуть стати основною технологією реалізації інтегрованих перебудовуються пристроїв, здатних працювати частотах, порівнянних з напівпровідниковими пристроями. Ферроелектричні і гетероперехідні варактори мають симетричну вольт-фарадні характеристику, а значить не чутливі до полярності прикладається напруги, що може бути перевагою в деяких схемах.

Напівпровідникові варактори (перехідні, гетероперехідні, Шоттки, МОП та ін.) і транзистори найбільш часто застосовуються в перебудовуються високочастотних пристроях. Одне з найбільш значущих переваг таких пристроїв – висока щільність інтеграції. Перебудовуванні напівпровідникові НВЧ пристрої економічно найбільш ефективні і застосовуються як в комерційних, так і в оборонних системах. Транзистори на основі Si, SiGe, GaAs і InP задовольняють більшості вимог сучасних високочастотних систем, однак показники добротності і швидкості перемикання досить низькі, особливо в діапазоні НВЧ. Існують конструкції напівпровідникових варакторів з оптичною перебудовою, що дозволяє обійтися без схем розв'язки і позбутися від

поверхнево акустичних хвилях ефектів. Недоліком оптично перебудовуються варакторів є відносно велика витрата енергії.

У разі перебудовуються котушок індуктивності найбільш ефективним рішенням сьогодні є активні імітатори індуктивності на основі гіраторів і узагальнених конверторів імпедансу, хоча можуть застосовуватися також МЕМС і котушки індуктивності, керовані магнітним полем. У більшості випадків застосування активних еквівалентів індуктивності пов'язано з пошуком компромісного рішення, що враховує вимоги енергоспоживання і добротності.

4.2 Поверхнево акустичні хвилі навантажувального конденсатора

Адмітанс резонатора з підключеним поверхнево акустичних хвилях конденсатором (рисунок 4.4, А) представляється виразом

$$Y(C) = iw(C_0 + C) + \frac{iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.9)$$

або тотожним:

$$Y(C) = \frac{iw(C_0 + C)(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m}{1 - w^2L_mC_m} \quad (4.10)$$

На частоті поверхнево акустичних хвилях резонансу, $w = w_p$, адмітанс резонатора $Y(C) = 0$, відповідно,

$$w_p(C + C_0)(1 - w_p^2L_mC_m) + w_pC_m = 0 \quad (4.11)$$

Рішенням рівняння є частота w_p

$$w_p(C) = w_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} \quad (4.12)$$

де w_{s0} – частота послідовного резонансу ненагруженого резонатора (4.4).

На частоті послідовного резонансу, $w = w_s$, адмітанс $Y(C) = \infty$, знаменник(4.10) дорівнює нулю, що призводить до наступного виразу:

$$1 - w_s^2L_mC_m = 0 \quad (4.13)$$

і значенням частоти послідовного резонансу

$$w_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (4.14)$$

Як впливає з (4.12), В разі поверхнево акустичних хвилях підключеного конденсатора, частота поверхнево акустичних хвилях резонансу може бути перебудована зміною величини підлаштування варактора, при цьому частота послідовного резонансу залишається незмінною. У разі застосування напівпровідникових і ферроелектричних варакторов ємність зменшується з підвищенням зміщення по постійному струму і частота поверхнево акустичних хвилях резонансу збільшується.

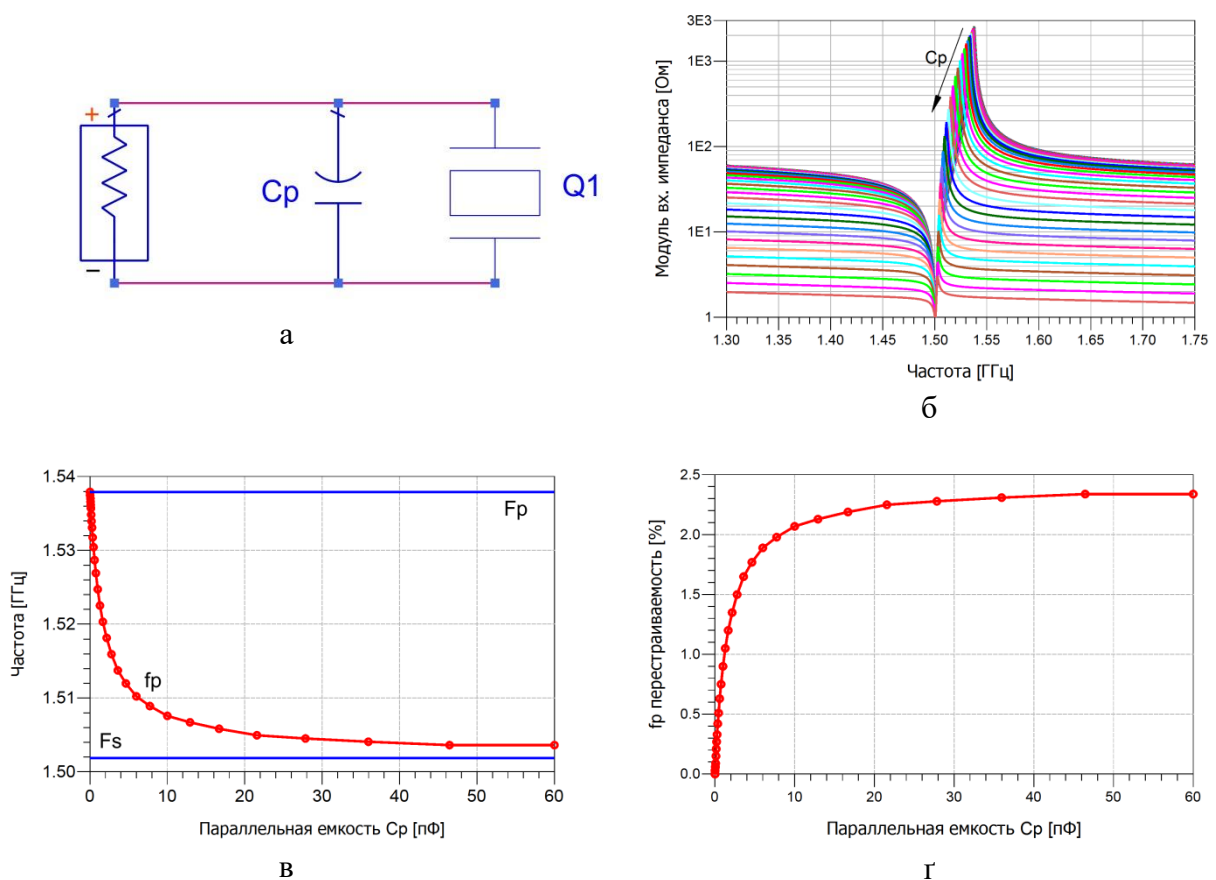


Рисунок 4.4 – Схема резонатора з поверхнево акустичних хвилях паралельним конденсатором (а), її модуль вхідного імпедансу для різних C_p (б), залежність поверхнево акустичних хвилях паралельного резонансу від C_p (в) і перестраїваемість частоти (г)

Приклад залежності частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу від величини навантажувального поверхнево акустичних хвилях конденсатора показаний на рисунок 4.4, в. Переналаштування частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу знаходиться з виразу:

$$Tf_p(C) = \frac{w_p(C_{min}) - w(C)}{w_p(C_{max})} \quad (4.15)$$

або

$$Tf_p(C) = \frac{\max(f_p) - f_p}{\min(f_p)} \quad (4.16)$$

Частота послідовного резонансу перебудовується в межах від (4.4) до (4.14), А значить максимальна перестроюваність

$$\max(Tf_p) = \frac{\sqrt{L_m C_m (C_0 + C_m)} - \sqrt{C_0}}{\sqrt{L_m C_m (C_0 + C_m)}} \quad (4.17)$$

При використанні ідеального варактора з $C_{min} = 0$ і $C_{max} = \infty$, максимальна перестроюваність спрощується до. Як показано на рисунок 4.4, Г, перестроюваність незначно перевищує 2,3%. При використанні реальних варакторов перестроюваність стає значно менше і зазвичай не перевищує 1%. Залежність вхідного імпедансу резонатора від різних значень C_p наведена на рисунок 4.4, Б.

Варто окремого розгляду випадок підключення поверхнево акустичних хвилях конденсатора негативної величини (рисунок 4.5).

Характер перебудови поверхнево акустичних хвилях резонансу узгоджується з розглянутим раніше (рисунок 4.4, В) і залишається незмінним аж до визначеного від'ємного значення. У точці $C_p = -C_0$ відбувається компенсація статичної ємності резонатора і розрив частотної залежності (рисунок 4.5, Б), при якому частота поверхнево акустичних хвилях резонансу йде в нескінченність. Частотна залежність вхідного імпедансу резонатора в такому випадку стає ідентичною RLC контуру з одним резонансом на частоті.

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_m C_m}$$

При подальшому зменшенні величини негативною поверхнево акустичних хвилях ємності з'являється другий, низькочастотний поверхнево акустичних хвилях резонанс, асимптотично наближається до частоти послідовного резонансу (4.4) для великих значень $|-C_p|$. На рисунок 4.5, В представлена залежність перестроюваність частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу від величини C_p . Характерною точкою є величина $-C_0$, де

перестроюваність прямує до нескінченності. Залежність вхідного імпедансу резонатора від різних негативних значень C_p наведена на рисунок 4.5, А.

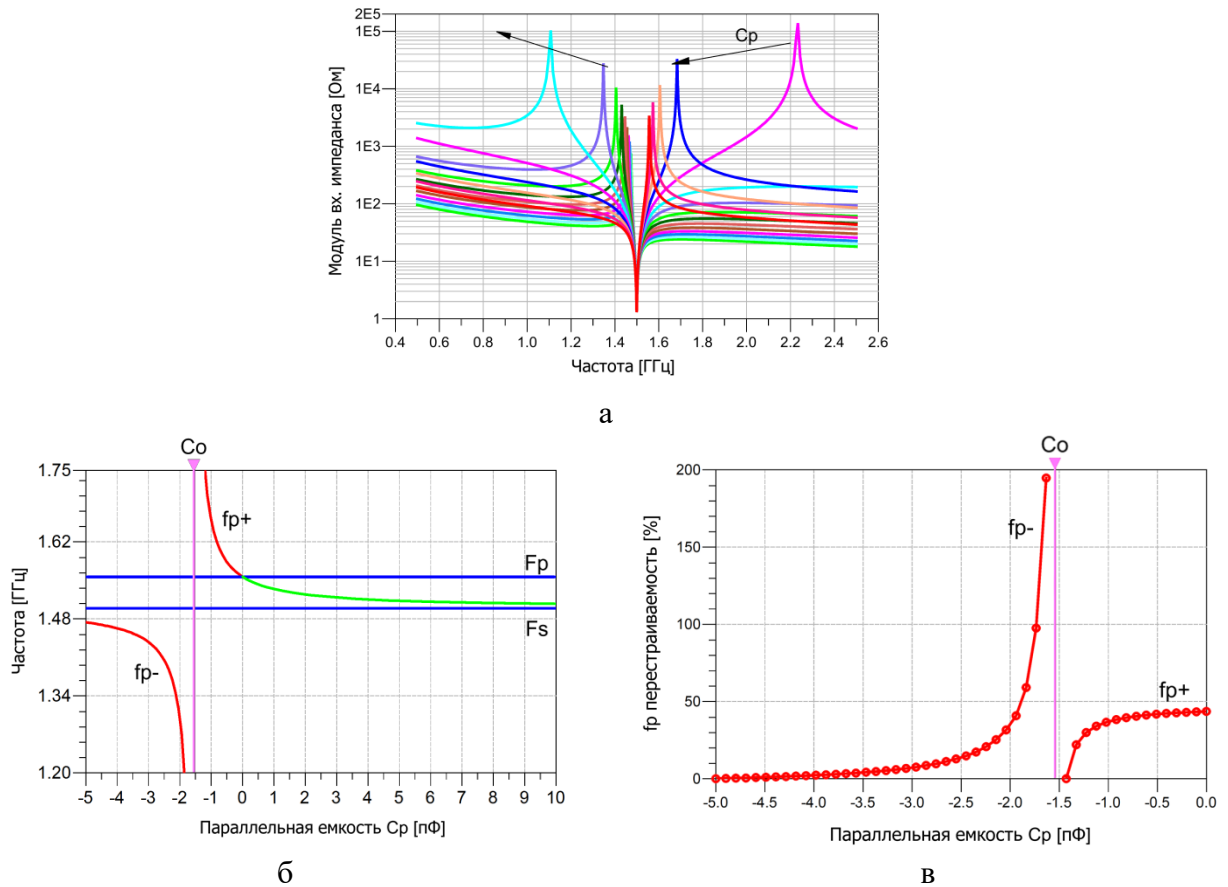


Рисунок 4.5 – Частотні залежності модуля вхідного імпедансу для негативних C_p (а), залежність поверхнево акустичних хвиляхалельного резонансу від C_p (б) і перестраїваемість частоти (в)

Послідовний навантажувальний конденсатор. Імпеданс резонатора з послідовно підключеним конденсатором (рисунок 4.6, А) представляється у вигляді

$$Z(C) = \frac{1 - w^2 L_m C_m}{iwC_0(1 - w^2 L_m C_m) + iwC_m} + \frac{1}{iwC} \quad (4.18)$$

Шляхом тотожних перетворень імпеданс набирає вигляду:

$$Z(C) = \frac{iwC_m + iwC_0(1 - w^2 L_m C_m) + iwC(1 - w^2 L_m C_m)}{wC(wC_m + wC_0(1 - w^2 L_m C_m))} \quad (4.19)$$

На резонансній частоті, $\omega = \omega_0$, імпеданс $Z(C) = 0$, що призводить до вираження

$$i\omega_s C_m + i\omega_s C_0(1 - \omega_s^2 L_m C_m) + i\omega_s C(1 - \omega_s^2 L_m C_m) = 0 \quad (4.20)$$

І, отже,

$$\omega_s(C) = \omega_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} \quad (4.21)$$

де, частота послідовна частота ненавантажений резонатора має вигляд (4.4). На частоті поверхнево акустичних хвилях резонансу, $\omega = \omega_p$, $Z(C) = \infty$, відповідно:

$$\omega_p C(\omega_p C_m + \omega_p C_0(1 - \omega_p^2 L_m C_m)) = 0 \quad (4.22)$$

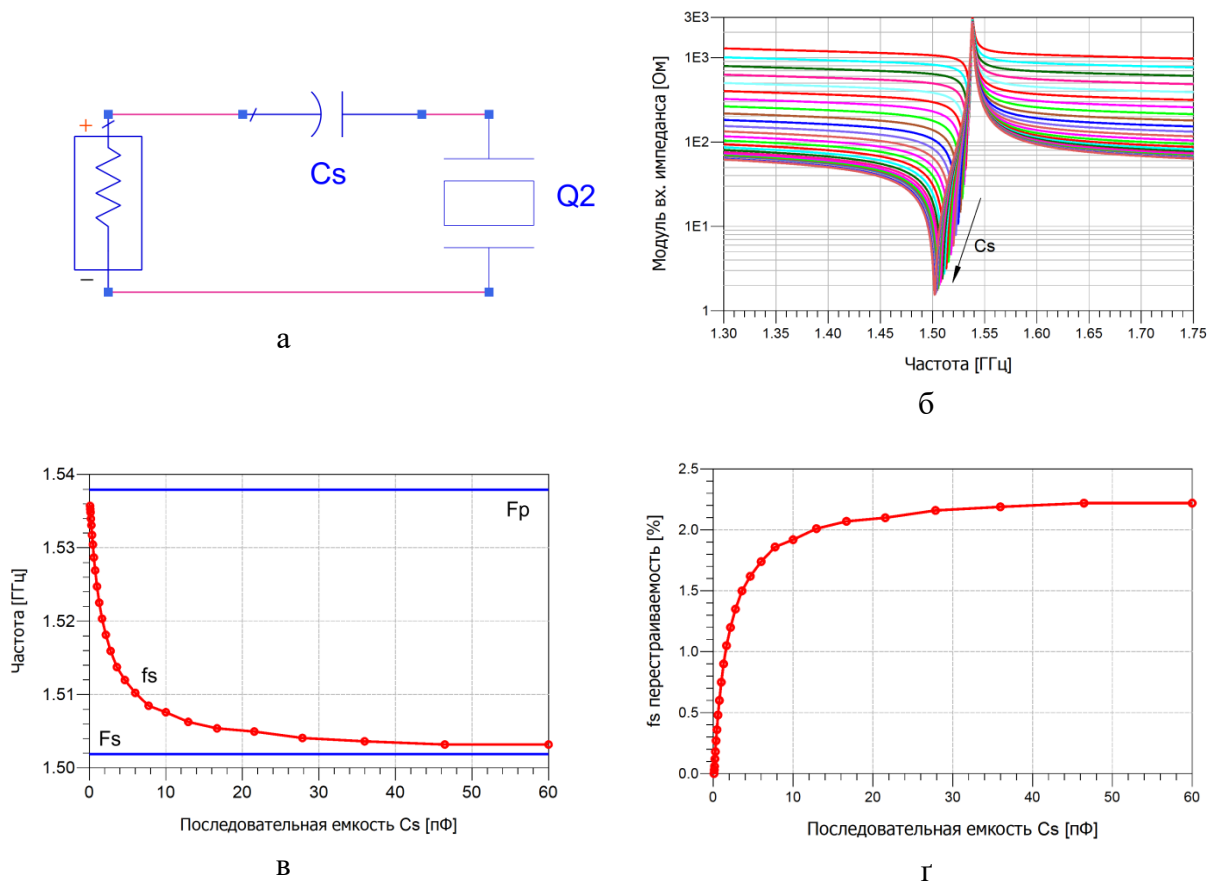


Рисунок 4.6 – Схема резонатора з послідовним конденсатором (а), її модуль вхідного імпедансу для різних C_s (б), залежність послідовного резонансу від C_s (в) і перестраїваемість частоти (г)

Що призводить до формули для частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу, ідентичною (4.6):

$$w_p = w_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.23)$$

У разі послідовно підключеного конденсатора частота поверхнево акустичних хвилях резонансу залишається незмінною, але частота послідовного резонансу (4.21) залежить від величини навантажувального конденсатора. На рисунок 4.6, В представлена залежність частоти послідовного резонансу від величини послідовно підключеного конденсатора. Перебудова резонансної частоти можлива в межах від w_p (4.23) до w_s (4.4). Відповідно, перестроюваність частоти послідовного резонансу в цьому випадку:

$$Tf_s(C) = \frac{w_s(C_{min}) - w(C)}{w_s(C_{max})} \quad (4.24)$$

або

$$Tf_s(C) = \frac{\max(f_s) - f_s}{\min(f_s)} \quad (4.25)$$

Як і у випадку з поверхнево акустичних хвиляхалельним конденсатором, при подальшому зменшенні величини ємності з'являється другий, високочастотний послідовний резонанс, асимптотично наближається до частоти поверхнево акустичних хвиляхалельного резонансу (4.6) для значень $C_s = 0$ (рисунок 4.7).

При переході в негативну область ємностей знову з'являється низькочастотний резонанс, який прагне до частоти (4.4) для великих величин $| -C_s |$. На рисунок 4.7, В представлена залежність перестроюваність частоти послідовного резонансу від величини C_s . Характерною точкою є величина $-C_0$, де перестроюваність прямує до нескінченності. Залежність вхідного імпедансу резонатора від різних негативних значень C_s представлена на рисунок 4.7, А. На частоті 1,5 ГГц перестроюваність частоти склала 1,47% при добротності 160–300. Де застосовувалися 0,25–мкм БіКМОП варактори. При замиканні перемикача верхній електрод стає механічним навантаженням п'єзоелектричного резонатора, що призводить до зміщення резонансної частоти

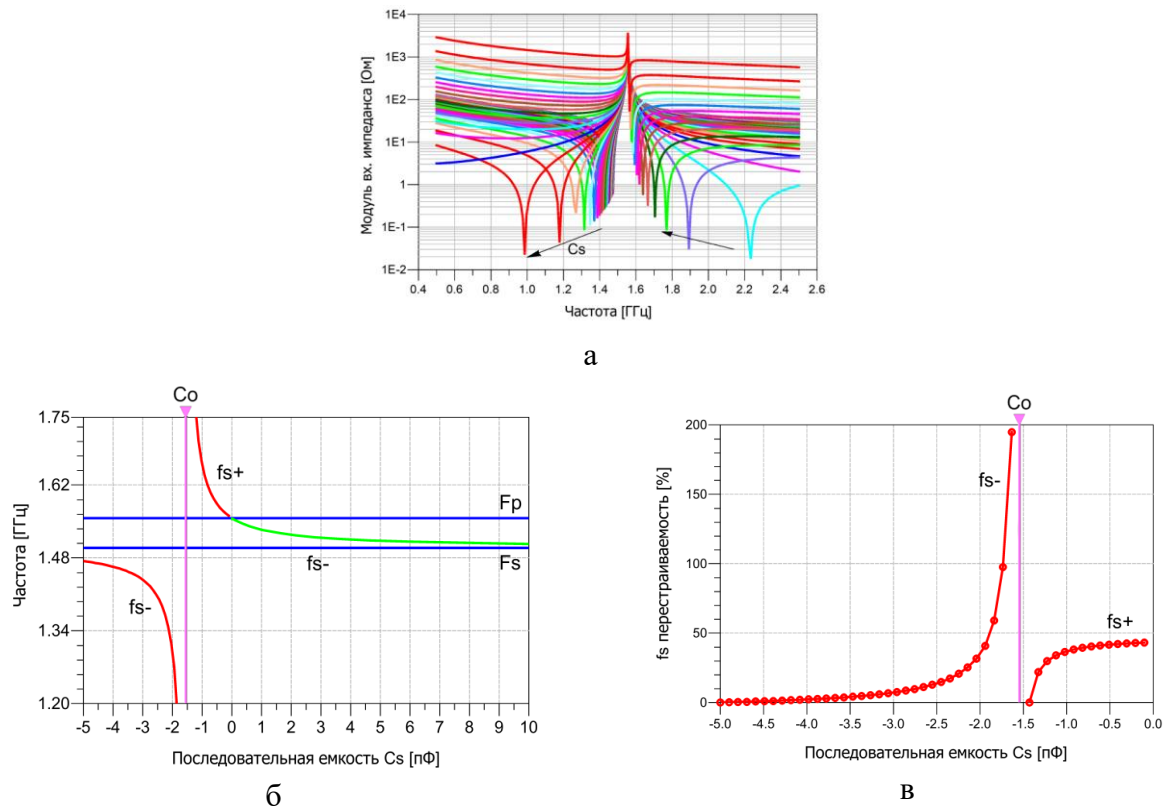


Рисунок 4.7 – Частотні залежності модуля вхідного імпедансу для негативних Cs (а), залежність послідовного резонансу від Cs (б) і перестраїваемість частоти (в)

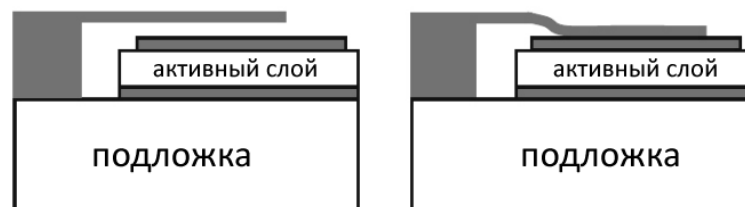


Рисунок 4.8 – Перебудова частоти резонатора із застосуванням MEMS перемикачів

На поверхнево акустичних хвилях котушка індуктивності. Адмітанс резонатора, навантаженого на поверхнево акустичних хвилях котушкою індуктивності L_p (рисунок 4.9, А), має вигляд:

$$Y(L) = \frac{(1 - w^2 LC_0)(1 - w^2 L_m C_m) - w^2 L C_m}{iwL(1 - w^2 L_m C_m)} \quad (4.26)$$

У точці поверхнево акустичних хвилях резонансу, $w = w_p$, адмітанс $Y = 0$. Отже, з (4.26)

$$(1 - w_p^2 LC_0)(1 - w_p^2 L_m C_m) - w_p^2 LC_m = 0 \quad (4.27)$$

що призводить до значень частоти поверхнево акустичних хвилях резонансу $w_{p\pm}(L) =$

$$w_{s0} \sqrt{0.5 \left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right] \pm 0.5 \sqrt{\left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right]^2 - \frac{4L_m C_m}{LC_0}}} \quad (4.28)$$

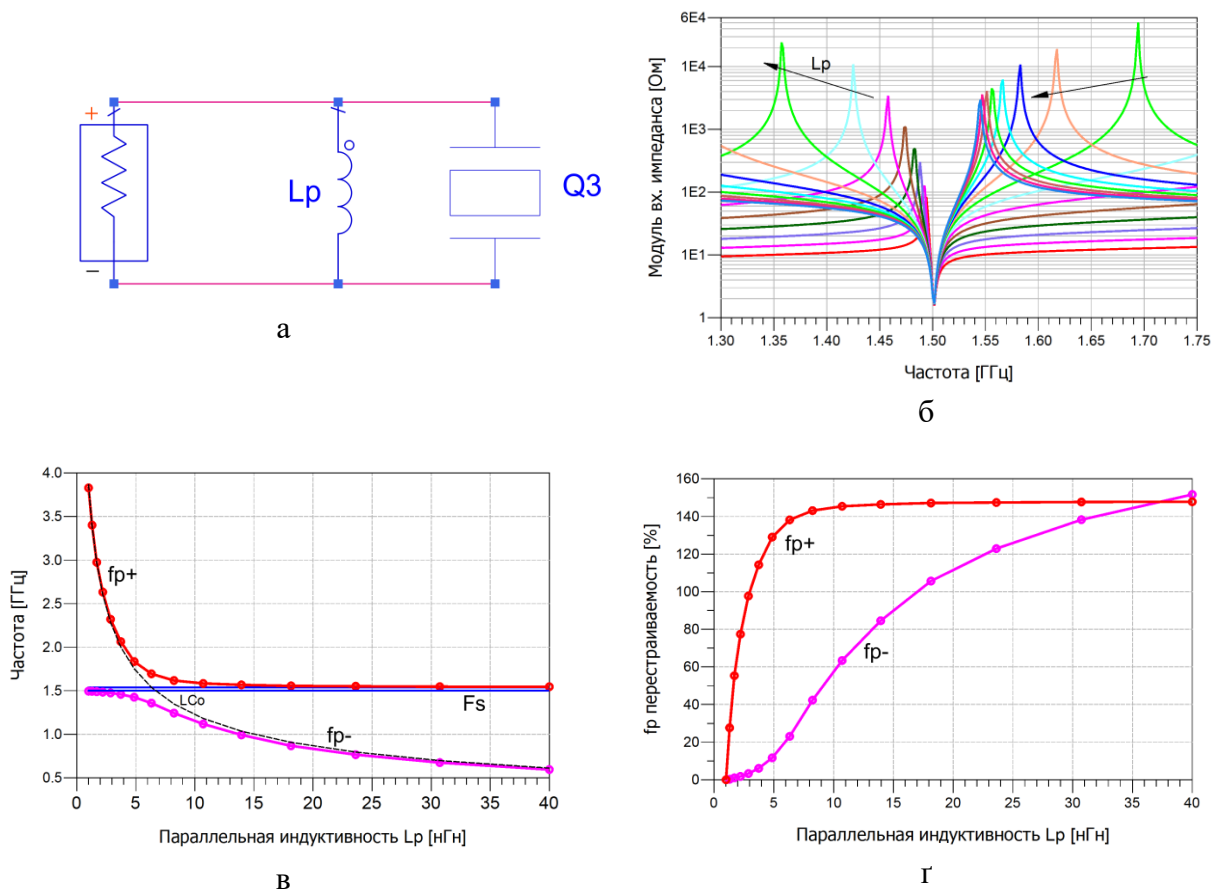


Рисунок 4.9 – Схема резонатора з поверхнево акустичних хвилях паралельної котушкою індуктивності (а), її модуль вхідного імпедансу для різних L_p (б), залежність поверхнево акустичних хвилях паралельного резонансу від L_p (в) і перестраїваемість частоти (г)

Очевидно, що випадок $L = 0$ (шунтування резонатора) не має сенсу. Порівнюючи отриманий вираз (4.28) з (4.6) приходимо до того, що навантаження поверхнево акустичних хвилях котушкою індуктивності еквівалентна збільшенню C_m в $(1 + L_m / L)$ раз. На резонансній частоті, $w = w_s$, $Y = \infty$:

$$w_s L(1 - w_s^2 L_m C_m) = 0 \quad (4.29)$$

звідси,

$$w_s = w_{s0} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (4.30)$$

що відповідає (4.4).

Таким чином, поверхнево акустичних хвилях котушка індуктивності не впливає на частоту послідовного резонансу, але частота поверхнево акустичних хвилях резонансу може бути перебудована величиною навантаження індуктивності. На відміну від поверхнево акустичних хвилях навантажувального конденсатора, навантажувальна котушка вводить два поверхнево акустичних хвилях резонансу, що відповідають різним знакам в (4.28). Приклад перебудови поверхнево акустичних хвилях резонансів під впливом навантаження індуктивності наведено на рисунок 4.6, В. Високочастотна гілка перебудови обмежена знизу частотою поверхнево акустичних хвилях резонансу (4.6). Частота послідовного резонансу не залежить від величини навантаження індуктивності і обмежує низкочастотну гілку поверхнево акустичних хвилях резонансу зверху. Варто зауважити, що верхня і нижня гілки поверхнево акустичних хвилях резонансів асимптотично наближаються до, як показано на рисунок 4.6, В. Діапазон перебудови поверхнево акустичних хвилях частоти виявляється дуже широким для обох гілок (рисунок 4.6, Г):

$$Tf_{p\pm}(L) = \frac{w_{p\pm}(L_{min}) - w_{\pm}(L)}{w_{p\pm}(L_{max})} \quad (4.31)$$

Однак, щоб уникнути інтерференції з частотою послідовного резонансу, величина індуктивності повинна лежати в межах 7–10 нГн. Інші значення наближають одну з гілок близько до частоти резонансу, що може бути небажано в деяких схемах. З іншого боку, в фільтрах це застосовується для перебудови вибіркості в низькочастотній області смуги пропускання. Залежність вхідного імпедансу резонатора від різних значень L_p представлена на рисунок 4.9, Б.

Послідовна котушка індуктивності. Імпеданс резонатора з перебудовується котушкою індуктивності, підключеної послідовно (рисунок 4.10), та наведена в додатку М. Представляється наступним виразом:

$$Z(L) = iwL + \frac{1}{iwC_0 + \left(iwL_m + \frac{1}{iwC_m}\right)^{-1}} \quad (4.32)$$

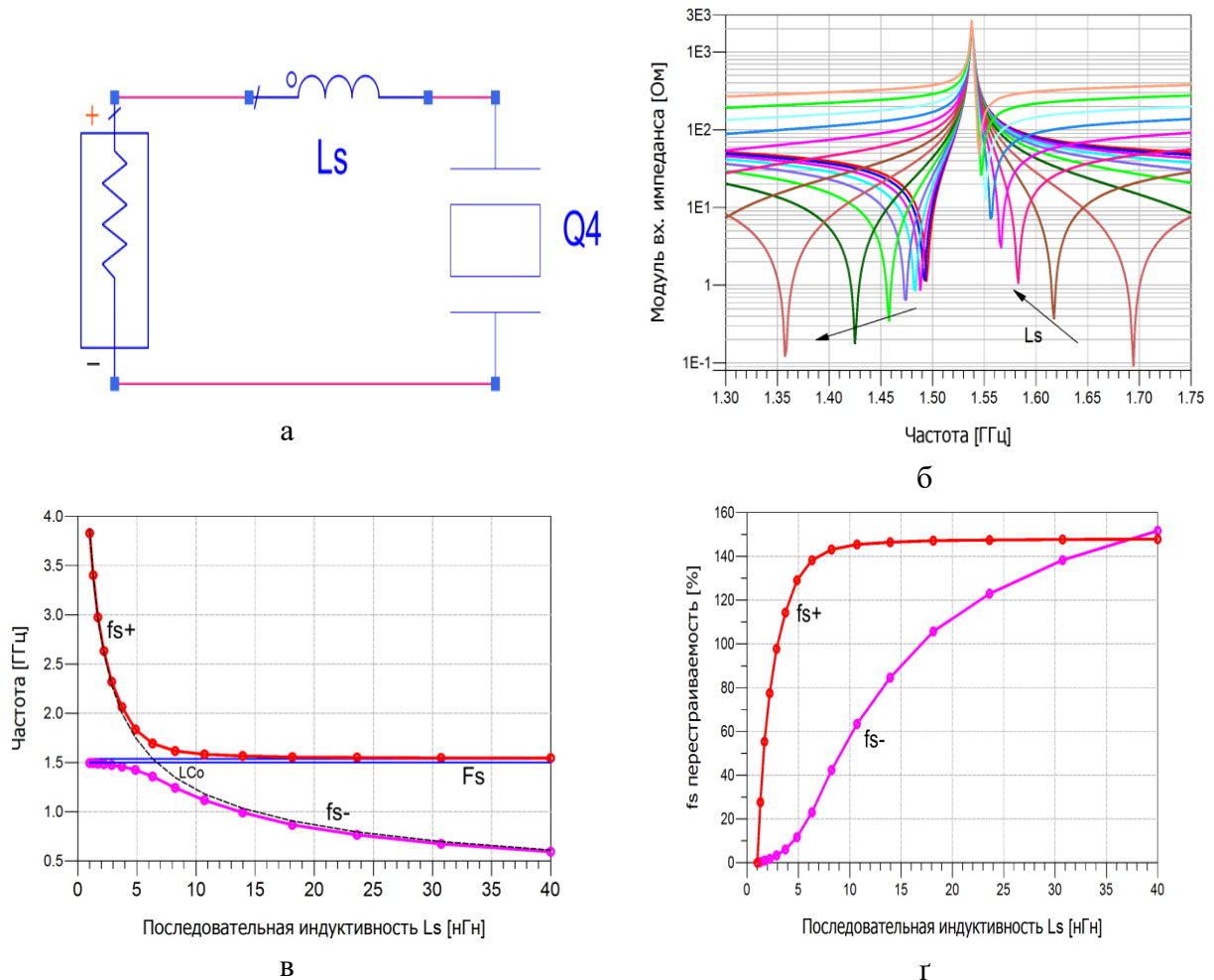


Рисунок 4.10 – Схема резонатора з послідовною котушкою індуктивності (а), її модуль вхідного імпедансу для різних L_s (б), залежність послідовного резонансу від L_s (в) і перестраїваемість частоти (г)

або тотожним

$$Z(L) = \frac{wL(wC_m + wC_0(1 - w^2L_mC_m)) + w^2L_mC_m - 1}{iwC_0(1 - w^2L_mC_m) + iwC_m} \quad (4.33)$$

На частоті послідовного резонансу, $w = w_s$, імпеданс Z рівний нулю, відповідно

$$w_sL(w_sC_m + w_sC_0(1 - w_s^2L_mC_m)) + w_s^2L_mC_m - 1 = 0 \quad (4.34)$$

після спрощення (4.34) отримуємо

$$w_s^4 L_m C_m L C_0 - w_s^2 (L C_m + L_m C_m + L C_0) + 1 = 0 \quad (4.35)$$

Для $L = 0$ цей вислів спрощується до (4.4), Але для $L \neq 0$

$$w_{s\pm}(L) = w_{s0} \sqrt{0.5 \left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right] \pm 0.5 \sqrt{\left[1 + \frac{C_m}{C_0} \left(1 + \frac{L_m}{L} \right) \right]^2 - \frac{4L_m C_m}{L C_0}}} \quad (4.36)$$

На частоті поверхнево акустичних хвилях резонансу, $w = w_p$, імпеданс $Z = \infty i$

$$i w_p C_m + i w_p C_0 (1 - w_p^2 L_m C_m) = 0 \quad (4.37)$$

Що призводить до частоті поверхнево акустичних хвилях резонансу, що не залежить від величини навантаження індуктивності:

$$w_p(C) = w_{s0} \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (4.38)$$

Як і у випадку з поверхнево акустичних хвилях котушкою індуктивності, Послідовна котушка індуктивності вводить дві послідовні резонансні частоти (4.36) – одну вище і одну нижче частоти поверхнево акустичних хвиляхалельного резонансу, як показано на рисунок 4.10, В. Частота поверхнево акустичних хвилях резонансу (4.38) є нижньою межею високочастотної гілки, відповідної знаку «+» в. послідовний резонанс на частоті

ω_s обмежує низкочастотну гілку зверху і відповідає знаку «—». Як і в випадку на поверхнево акустичних хвилях котушки індуктивності, забезпечується широкий діапазон перебудови частоти (рисунок 4.10, Г):

$$Tf_{s\pm}(L) = \frac{\omega_{s\pm}(L_{min}) - \omega_{\pm}(L)}{\omega_{s\pm}(L_{max})} \quad (4.39)$$

що не завжди можна досягти на практиці через інтерференції частот або низької добротності котушок індуктивності. Для високих значень перестраївості високочастотного послідовного резонансу, величина індуктивності повинна бути досить низькою, однак це призводить до того, що низкочастотний резонанс наближається до ω_0 . Аналогічно, при високій перестраївості низкочастотної гілки, високочастотний резонанс наближається до ω_p , що є недоліком в деяких схемах. Верхня і нижня гілки послідовних резонансів асимптотично наближаються до, як показано на рисунку 4.10, В. Фактично, частота часто застосовується для розширення смуги пропускання фільтрів на основі п'єзоелектричного резонатора.

4.3 Активна реалізація котушки індуктивності. Параметри гіраторного аналога індуктивності

З міркувань, описаних слідуює той факт, що ширина смуги пропускання фільтра, а також діапазон його частотної перебудови значно обмежені шунтуюча поверхнево акустичних хвилях ємністю резонатора, що істотно звужує спектр застосування таких схем. Зазвичай підходи до поліпшення зазначених характеристик фільтра сфокусовані на методах зменшення (і по можливості усунення) впливу поверхнево акустичних хвилях ємності резонатора. В сучасних умовах застосування методів придушення поверхнево акустичних хвилях ємності стає необхідністю.

Відомим підходом, що усуває ефект від елемента електричної схеми є використання дуального схемного елемента. Вплив шунтуючої поверхнево акустичних хвилях ємності може бути придушене поблизу резонансної частоти за допомогою котушок індуктивності відповідного значення. Однак, на низьких частотах (одиниці ГГц) значення індуктивності стають відносно високими (> 20 нГн). Монолітні інтегральні котушки індуктивності при цьому займають значну площу на кристалі і мають низькі показники добротності Q . До того ж, значення індуктивності не можуть бути перебудовані для узгодження з можливими варіаціями ефективною шунтуючої поверхнево акустичних хвилях

ємності, що часто зустрічається на практиці. Тому, в більшості випадків, інтегральні котушки індуктивності – не найкращий вибір для придушення шунтуючої поверхнево акустичних хвилях ємності. З іншого боку, активні котушки індуктивності відносно невеликі, перебудовуються і потенційно мають більш високі показники Q .

У випадку, коли $R_1 = R_2$, вираз для загальної потужності (5.9) прагне до нуля незалежно від величин I_1 і I_2 . У результаті схема не віддає і не поглинає потужності і перетворюється в пасивний невзаємний чотирьохполюсник без втрат. Ця схема вперше була запропонована в роботі [17] і названа автором гіратором за аналогією з механічною гіростатичною системою напруги на затискачах, яка гіратує із струмами. Її умовне позначення дається на рисунку 4.11. Загальну величину R_1 і R_2 називають гіраторним опором.

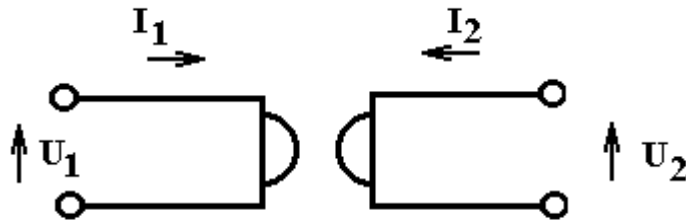


Рисунок 4.11 – Умовне позначення гіратора.

Таким чином, ідеальний гіратор являє собою чотирьохполюсник, що описується системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= gU_2 \\ I_2 &= -gU_1 \end{aligned} \right\}, \quad (4.40)$$

де g - провідність гірації. Його властивості як елемента електричного ланцюга, визначаються матрицею короткого замикання, отриманої на підставі рівнянь (4.40)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Еквівалентна схема ідеального гіратора подана на рисунок 5.4а, векторна діаграма струмів і напруг - на рисунку 4.12б. Проте практичні схеми гіраторів відмінні від ідеальних з таких причин: а) вхідна і вихідна провідності матриці короткого замикання не рівні нулю; б) залежні джерела вносять визначений

фазовий зсув ε_1 і ε_2 при проходженні сигналу через гіратор. Таким чином, матриця провідності короткого замикання реального гіратора має вид:

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & g \\ -g & y_{22} \end{bmatrix}, \quad (4.42)$$

де y_{11} , y_{22} - вхідна і вихідна провідності гіратора. Проведемо аналіз вхідної провідності гіратора при підключенні до його виходу ємнісного навантаження

$Z_H = -j \frac{1}{\omega C_H}$. Вхідна провідність схеми в цьому випадку визначається виразом

$$Y_{\text{ex}} = y_{11} + \frac{g^2}{y_{22} + j\omega C_H}. \quad (4.43)$$

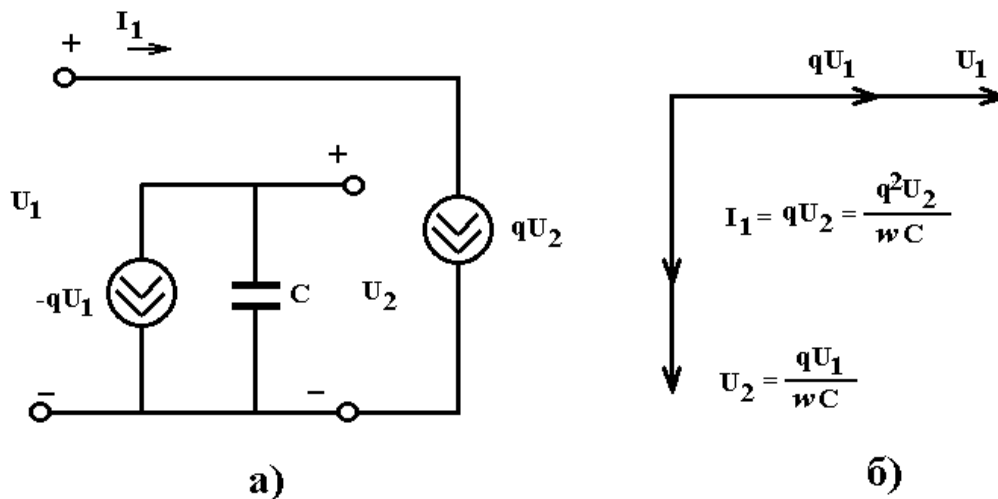


Рисунок 4.12 – Еквівалентна схема ідеального гіратора (а) і його векторна діаграма струмів і напруг (б).

Після нескладних перетворень виразу (4.43) отримаємо

$$Y_{\text{ex}} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{y_{22}^2 + (\omega C_H)^2} - j \frac{g^2 \omega C_H}{y_{22}^2 + (\omega C_H)^2}. \quad (4.44)$$

За умови $y_{22}^2 \ll (\omega C_H)^2$ рівняння (4.44) перетвориться до виду

$$Y_{\text{ex}} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{(\omega C_H)^2} - j \frac{g^2}{\omega C_H}. \quad (4.45)$$

Таким чином, вхідна провідність гіратора з ємнісним навантаженням має індуктивний характер. Уявна частина (4.45) визначає величину індуктивності

$$L = \frac{C_n}{g^2} . \quad (4.46)$$

Добротність аналога індуктивності, побудованого на реальному гіраторі, визначається відношенням уявної частини до дійсної виразу (4.45)

$$Q = \frac{\omega C_n g^2}{y_{11}(\omega C_n)^2 + y_{22} g^2} . \quad (4.47)$$

Оптимальну величину навантажувальної ємності C_n визначаємо з умови $\frac{dQ}{dC_n} = 0$. Провівши необхідні перетворення (4.47), отримаємо

$$C_{n\text{opt}} = \frac{g}{\omega} \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}}} . \quad (4.48)$$

Підставляючи (4.48) у (4.47) визначимо максимальне значення добротності

$$Q_{\text{max}} = \frac{g}{2\sqrt{y_{11}y_{22}}} . \quad (4.49)$$

Аналіз виразу (4.49) показує, що максимальне значення добротності зменшується із зростанням значень y_{11} , y_{22} в реальному гіраторі.

Урахування фазових зсувів у керованих джерелах струму видозмінює матрицю провідності короткого замикання

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & \frac{g}{1 + j\omega\tau_1} \\ \frac{g}{1 + j\omega\tau_2} & y_{22} \end{bmatrix} . \quad (4.50)$$

Вихідна провідність гіратора з ємнісним навантаженням у цьому випадку буде мати вигляд:

$$Y_{\text{ex}} = Y_{11} + \frac{g^2 / y_{22}}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega C_n / y_{22})} . \quad (4.51)$$

Значення індуктивності і добротності визначається з формули (4.51) після поділу її на дійсну і уявну частини:

$$L = \frac{y_{22}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}{\omega \lambda_2 g^2}, \quad (4.52)$$

$$Q = \frac{\lambda_2 g^2}{\lambda_1 g^2 + y_{11} y_{22} (\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}, \quad (4.53)$$

де

$$\lambda_1 = 1 - \omega^2 \left(\tau_1 \tau_2 + (\tau_1 + \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right), \quad (4.54)$$

$$\lambda_2 = \omega \left((\tau_1 + \tau_2) + (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right). \quad (4.55)$$

Рівняння (4.52) і (4.53) показують яким чином неідеальність гіратора впливає на значення індуктивності і добротності.

Визначимо оптимальну навантажувальну ємність C_H , що відповідає максимальному значенню добротності. Для цього необхідно взяти похідну по C_H функції (4.53) і отриманий вираз дорівняти нулю. Таким чином, одержимо таке рівняння для визначення C_{Hopt} :

$$\begin{aligned} C_H^2 (y_{11} y_{22} k_5 d_5^2 - 2 y_{11} y_{22} g^2 d_7 (k_6 d_7 - m_6 d_5)) - \\ - C_H (k_5 d_5 (g^2 + 2 y_{11} y_{22} k_7) + g^2 (m_5 d_7 + 2 y_{11} y_{22} (2 d_6 k_6 d_7 + m_6 k_7 d_7 - m_6 d_5 d_6))) + \\ + (k_5 k_7 (g^2 + y_{11} y_{22} k_7) - g^2 d_6 (m_5 + 2 y_{11} y_{22} (m_6 k_7 + k_6 d_6))) = 0 \end{aligned} \quad (4.56)$$

Рішення рівняння (4.56) дозволяє визначити C_{Hopt} :

$$C_{Hopt} = \frac{-b_6 + \sqrt{b_6^2 - 4a_6 c_6}}{2a_6}, \quad (4.57)$$

де

$$\begin{aligned} a_6 &= y_{11} y_{22} k_5 d_5^2 - 2 y_{11} y_{22} g^2 d_7 (k_6 d_7 - m_6 d_5), \\ b_6 &= - (k_5 d_5 (g^2 + 2 y_{11} y_{22} k_7) + g^2 (m_5 d_7 + 2 y_{11} y_{22} (2 d_6 k_6 d_7 + m_6 k_7 d_7 - m_6 d_5 d_6))), \\ c_6 &= (k_5 k_7 (g^2 + y_{11} y_{22} k_7) - g^2 d_6 (m_5 + 2 y_{11} y_{22} (m_6 k_7 + k_6 d_6))), \\ k_5 &= \omega g^2 \frac{1}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2), \\ k_6 &= \frac{\omega}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2), \end{aligned}$$

$$k_7 = (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2),$$

$$m_5 = \omega^2 g^2 \frac{1}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2),$$

$$m_6 = -\omega^2 \frac{1}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2),$$

$$d_5 = \frac{\omega_2}{y_{22}} (\tau_1 + \tau_2),$$

$$d_6 = \omega (\tau_1 + \tau_2),$$

$$d_7 = \frac{\omega}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2),$$

τ_1 і τ_2 - час затримки сигналу в керованих джерелах струму.

Максимальне значення добротності індуктивного елемента на основі реального гіратора одержуємо підстановкою виразу (4.57) у рівняння (4.53).

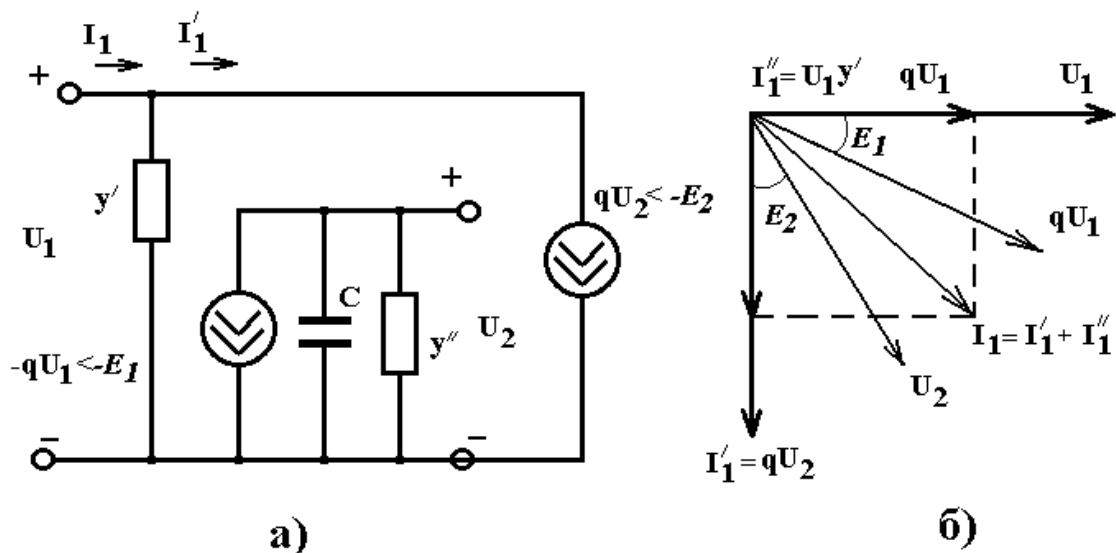


Рисунок 4.13 – Еквівалентна схема реального гіратора (а) і його векторна діаграма струмів і напруг (б)

У практичних схемах гіраторів їхній вхід і вихід шунтують паразитними провідностями y' і y'' , крім того, залежні джерела вносять певний зсув фаз ε_1 і ε_2 при проходженні сигналу через гіратор. Тому схема реального гіратора має вид, показаний на рисунку 4.13 а. Векторна діаграма струмів і напруг подана на рисунку 4.13 б.

4.4 Реалізація гіратора з використанням від'ємного опору

Для побудови гіратора необхідний щонайменше один незалежний елемент. Найбільш придатними для цього є транзистори. Ці прилади при вмиканні за схемою з загальним емітером можна розглядати як заземлені чотирьохполюсники, наближена матриця провідностей яких має вигляд:

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.58)$$

Проте транзистор має достатньо великі значення y_{11} і y_{22} , щоб ними можна було знехтувати. Таким чином, якщо чотирьохполюсник описується матрицею провідностей

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}, \quad (4.59)$$

то її можна розкласти в такий спосіб:

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 1/2(y_{12} - y_{21}) \\ -1/2(y_{12} - y_{21}) & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & 1/2(y_{12} + y_{21}) \\ 1/2(y_{12} + y_{21}) & y_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.60)$$

Перший доданок описує гіратор, а другий - ланцюг, що складається з трикутника провідностей:

$$\begin{aligned} A_o &= y_{11} + 1/2(y_{12} + y_{21}), \\ B_o &= -1/2(y_{12} + y_{21}), \\ C_o &= y_{22} + 1/2(y_{12} + y_{21}). \end{aligned} \quad (4.61)$$

Повна схема представляється у вигляді рівнобіжного з'єднання цих двох ланцюгів, як показано на рисунку 5.6. Неважко визначити засіб реалізації ідеального гіратора. Для цього достатньо компенсувати провідності A_o , B_o , C_o . У якості елементів, що компенсують, можуть бути використані конвертори від'ємного опору [36, 49], напівпровідникові прилади з від'ємним опором: лавинні транзистори, чотирьохшарові напівпровідникові структури, а також ланцюг, запропонований в роботі [49]. Його електрична схема приведена на

рисунку 4.14. Дана схема являє собою керований струмом від'ємний опір, величина якого регулюється шляхом зміни

$$R_{екв} = -\frac{R_1}{n}. \quad (4.62)$$

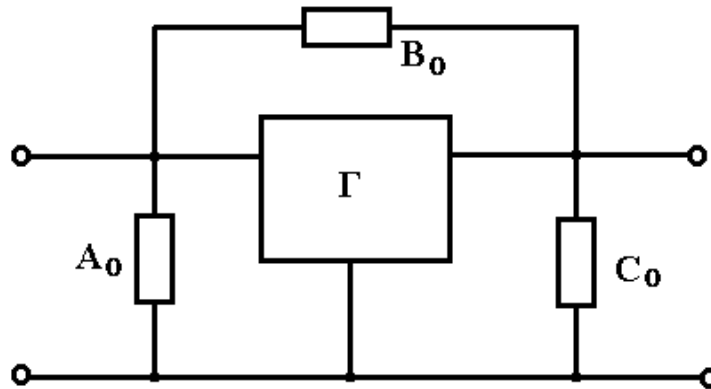


Рисунок 4.14 – Гіратор з паралельним навантаженням.

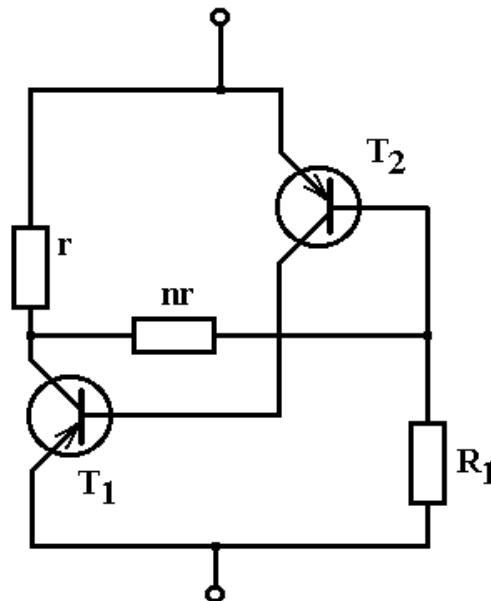


Рисунок 4.15 – Транзисторна схема з від'ємним опором

Розглянемо транзисторну схему з загальною базою, що описується такою системою h -параметрів:

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{bmatrix}. \quad (4.63)$$

Розкладемо матрицю (4.64) за аналогією з (4.50)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}} \\ \frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11}} & \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}} \\ \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{bmatrix}. \quad (4.64)$$

Перша матриця розкладання описує ідеальний гіратор із гіраторною провідністю

$$g = \frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}}. \quad (4.65)$$

Друга матриця відповідає трикутнику провідностей

$$\begin{aligned} A_o &= \frac{1}{h_{11}} + \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}}, \\ B_o &= -\frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}}, \\ C_o &= \frac{\Delta h}{h_{11}} + \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}}. \end{aligned} \quad (4.66)$$

Отже, транзисторна схема з загальною базою буде являти собою ідеальний гіратор, якщо паралельно провідностям A_o , B_o , C_o розмістити провідності $-A_o$, $-B_o$, $-C_o$. Схема такого гіратора дана на рисунку 4.16. Проведемо розрахунок гіратора на транзисторі типу КТ315. Довідкові значення параметрів цього транзистора такі: $\alpha_o = 0,92$; $r_b = 150$ Ом; $r_k = 200$ кОм. Визначимо h -параметри транзисторної схеми при струмі емітера $I_e = 0,5$ мА і величині зовнішнього базового опору $R_b = 200$ Ом.

У такий спосіб:

$$\begin{aligned} h_{11} &= 78 \text{ Ом}; & h_{12} &= 175 \cdot 10^{-5}; & \Delta h &= -12 \cdot 10^{-4}. \\ h_{21} &= 0,92; & h_{22} &= 5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/Ом}. \end{aligned}$$

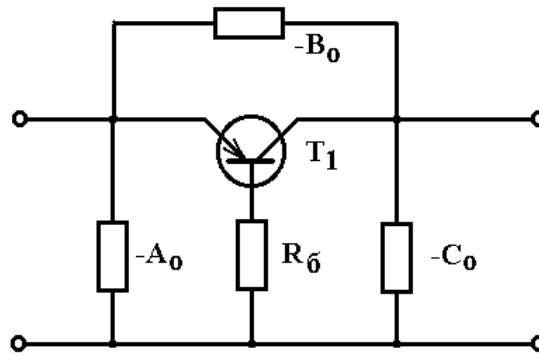


Рисунок 4.16 – Гіраторна схема з від'ємним опором

Отже, параметри гіраторної схеми мають значення:

$$A_o = 18,7 \cdot 10^{-3} \text{ сим}, \quad B_o = -5,9 \cdot 10^{-3} \text{ сим}, \quad C_o = 5,9 \cdot 10^{-3} \text{ сим}, \quad g = 5,9 \cdot 10^{-3} \text{ сим}.$$

Величини компенсуючих опорів визначаються співвідношеннями:

$$R_A = -\frac{1}{A_o} = -53,5 \text{ Ом}; \quad R_B = -\frac{1}{B_o} = 170 \text{ Ом}; \quad R_C = -\frac{1}{C_o} = 170 \text{ Ом}.$$

Для створення від'ємних опорів скористаємося схемою, зображеною на рисунку 4.16. Для одержання струму зсуву біля 3,3 мА схема, що моделює опір R_A , підключається до джерела емітерної напруги в 1 вольт через опір 300 Ом. Величині від'ємного опору $R_A = -53,5$ Ом відповідають значення $r = 100$ Ом, $n = 2$ і $R_I = 107$ Ом. Аналогічний ланцюг для моделювання опору $R_C = -170$ Ом підключається до джерела колекторного зсуву з напругою $U_K = 10$ В через опір у 3 кОм. Для цієї схеми $r = 100$ Ом, $n = 2$ і $R_I = 34$ Ом. Принципова схема гіратора приведена на рисунку 4.17.

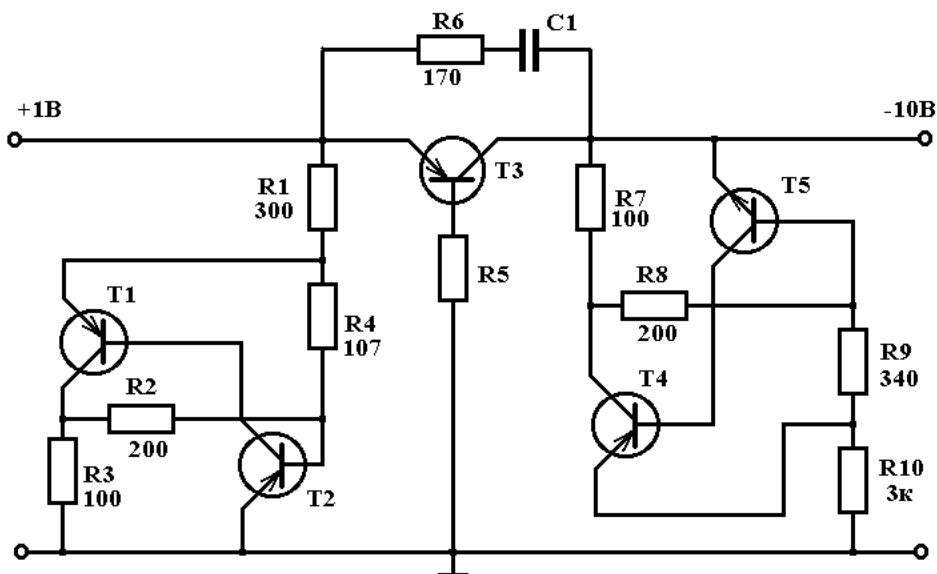


Рисунок 4.17 – Схема гіратора

Розглянемо ще засіб реалізації гіратора на основі транзисторної схеми з загальним колектором (рисунок 4.18 а), у котрої R_1 - опір зсуву, а R_2 - опір навантаження. Еквівалентна схема каскаду наведена на рисунку 4.19 б. Матриця провідностей цього чотирьохполосника має вигляд:

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{r_e + r_k(1-\alpha)}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} + \frac{1}{R_1} & -\frac{r_k(1-\alpha)}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} \\ -\frac{r_k}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} & -\frac{r_k + r_{\bar{o}}}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & -g_{12} \\ -g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.68)$$

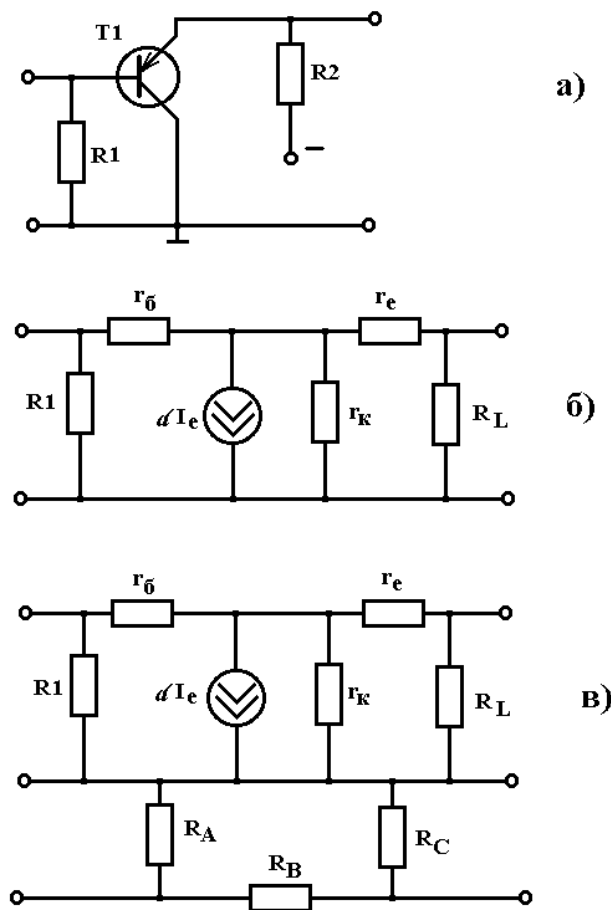


Рисунок 4.18 – Схема гіратора на основі транзистора з загальним колектором (а), еквівалентна схема транзистора (б), еквівалентна схема гіратора (в).

Матриця опорів у цьому випадку визначається виразом:

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.69)$$

Матрицю (4.69) можна розкласти на дві складові:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_{21} - R_{12}}{2} \\ \frac{R_{21} - R_{12}}{2} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{11} & \frac{R_{21} + R_{12}}{2} \\ \frac{R_{21} + R_{12}}{2} & R_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.70)$$

Якщо схему з загальним колектором з'єднати послідовно з ланцюгом, що має матрицю опорів

$$[Z]_k = \begin{bmatrix} -R_{11} & -\frac{R_{21} + R_{12}}{2} \\ -\frac{R_{21} + R_{12}}{2} & -R_{22} \end{bmatrix}, \quad (4.71)$$

то отримана комбінація буде являти собою гіратор. Обертання матриці (5.41) у матрицю провідностей $[Y]_k$ дозволяє реалізувати її у вигляді П-подібної схеми, параметри якої визначаються за формулою (4.67). Повна еквівалентна схема гіратора приведена на рисунок 5.10 в. Нижче поданий розрахунок гіратора при $\alpha=0,95$ і таких величинах опорів еквівалентної схеми, зображеної на рисунку 5.10 б; $r_e=25$ Ом, $r_o=150$ Ом, $r_k=200$ кОм, і $R_1=2$ кОм, $R_2=1$ кОм. Матриця провідностей каскаду з загальним колектором має вигляд

$$[Y]_k = \begin{bmatrix} 2,04 \cdot 10^{-3} & -1,54 \cdot 10^{-3} \\ -30,8 \cdot 10^{-3} & 31,8 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}. \quad (4.72)$$

Відповідна їй матриця опорів визначається виразом

$$[Z] = \begin{bmatrix} 1815 & 88 \\ 1760 & 116,5 \end{bmatrix}. \quad (4.73)$$

Матриця (4.73) розкладається в такий спосіб:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -836 \\ 836 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1815 & 924 \\ 924 & 116,5 \end{bmatrix}. \quad (4.74)$$

Матриця провідностей компенсуючого ланцюга утворюється перетворенням другого доданку розкладу (4.74)

$$[Y]_к = \begin{bmatrix} 0,183 \cdot 10^{-3} & -1,445 \cdot 10^{-3} \\ -1,445 \cdot 10^{-3} & 2,842 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}. \quad (4.75)$$

Відповідно до формул (4.67) провідності й опори П-подібної компенсуючої схеми визначаються величинами:

$g=1,445 \cdot 10^{-3}$ сим; $g=-1,262 \cdot 10^{-3}$ сим; $g=1,397 \cdot 10^{-3}$ сим; $R_A=-792$ Ом; $R_B=693$ Ом; $R_C=717$ Ом. Від'ємний опір, як і в попередньому випадку, реалізується схемою, зображеною на рисунку 4.19. У даному випадку $r=1000$ Ом, $n=5$ і $R_I=3960$ Ом. Принципова схема гіратора подана на рисунок 5.11.

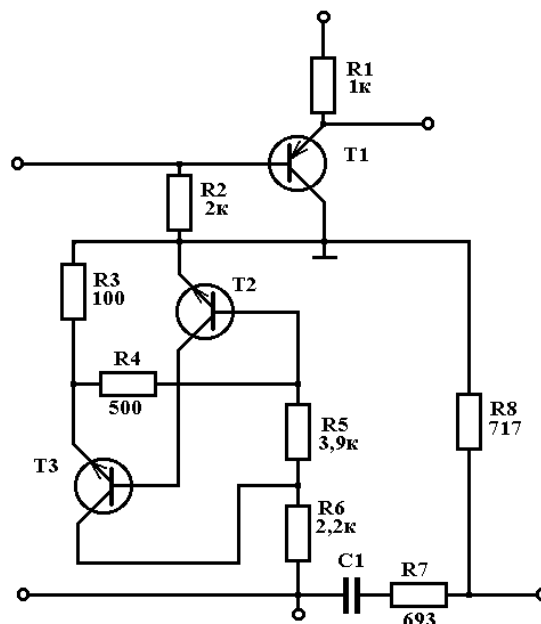


Рисунок 4.19 – Принципова схема гіратора

Розглянемо метод компенсації паразитних провідностей гіратора за допомогою конвертора від'ємного опору [36, 49]. Схема вмикання конверторів від'ємного опору по струму (КВОСТ) до входніх затискачів гіратора подана на рисунку 4.20. Матриця провідностей даної схеми буде мати вигляд

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{ex2} & g \\ -g & Y_{22} + Y_{ex1} \end{bmatrix}, \quad (4.76)$$

де Y_{ex1} , Y_{ex2} - вхідні провідності першого і другого КВОСТ, навантажених на Y_{H1} , Y_{H2} відповідно.

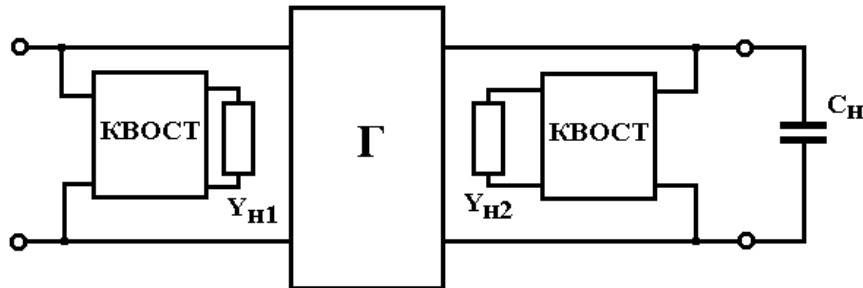


Рисунок 4.20 – Схема компенсації паразитних провідностей гіратора за допомогою конвертора від'ємного опору по струму

Як очевидно з матриці (4.76) паразитні параметри гіратора Y_{11} , Y_{22} будуть компенсовані при виконанні умов:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= -Y_{ex2} \\ Y_{22} &= -Y_{ex1} \end{aligned} \right\}. \quad (4.77)$$

Матриця КВОСТ, навантаженого на провідність Y_H , має вигляд

$$\begin{bmatrix} 1 + B_{12}Y_H & B_{12} \\ B_{21} - \frac{Y_H}{K} & -1/K \end{bmatrix}, \quad (4.78)$$

де B_{12} і B_{21} - параметри матриці і K - коефіцієнт перетворення КВОСТ.

Параметри стосовні до першого КВСТ позначаються індексом 1 (наприклад $B_{12(1)}$, $B_{21(1)}$ $K(1)$); параметри, що відносяться до другого КВОСТ - 2 (наприклад $B_{12(2)}$, $B_{21(2)}$ $K(2)$).

З виразу (4.78) випливає, що вхідні провідності першого і другого КВОСТ відповідають:

$$Y_{ex1} = \frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}}, \quad Y_{ex2} = \frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}}. \quad (4.79)$$

Таким чином, із виразу (4.77) і (4.79) можна записати

$$Y_{11} = -\frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}}, \quad Y_{22} = -\frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}}. \quad (4.80)$$

Виконання цих рівностей забезпечує повну компенсацію паразитних параметрів Y_{11} , Y_{22} . Проте чутливість схеми при цьому є дуже високою. Отже, замість (4.80) необхідно використовувати рівність

$$Y_{11} = -\frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}} + \gamma, \quad Y_{22} = -\frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}} + \gamma. \quad (4.81)$$

Величина γ характеризує ступінь наближення гіратора до ідеального і може бути обрана по приведеним на рисунку 4.21 і 4.22 графікам, виходячи з початкової добротності гіратора і припустимій чутливості.

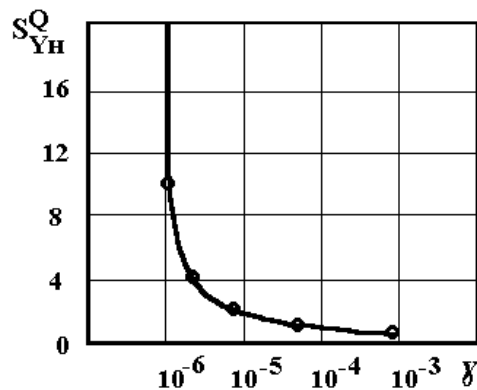


Рисунок 4.21 –Залежність чутливості від коефіцієнта компенсації паразитних провідностей гіратора

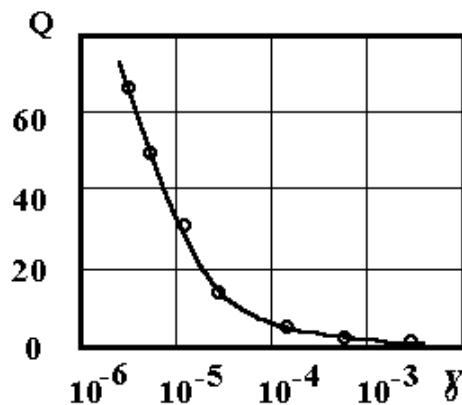


Рисунок 4.22 –Залежність добротності від коефіцієнта компенсації паразитних провідностей гіратора

З (4.81) знайдемо, які провідності Y_{H1} , Y_{H2} повинні бути залучені до першого і другого КВОСТ, щоб одержати повну компенсацію неідеальностей гіратора:

$$Y_{H1} = \frac{(\gamma - Y_{22} - B_{21(1)})K_1}{Y_{22}B_{21(1)}K_1 - 1 - \gamma B_{12(1)}K_1},$$

$$Y_{H2} = \frac{(\gamma - Y_{11} - B_{21(2)})K_2}{Y_{11}B_{21(2)}K_2 - 1 - \gamma B_{12(2)}K_2}. \quad (4.82)$$

Визначимо чутливість схеми компенсованого гіратора при різноманітному наближенні гіратора до ідеального. Вважаючи КВОСТ ідеальним пристроєм із $B_{12}=B_{21}=0$ і $K_1=K_2=1$, знайдемо вхідну провідність компенсованого гіратора, навантаженого на ємність

$$Y_{\text{вх}} = (Y_{11} - Y_{H2}) + \frac{g_1 g_2 (Y_{22} - Y_{H1})}{(Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2} - j \frac{\omega C_H g_1 g_2}{(Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2}. \quad (4.83)$$

Добротність схеми, обумовлена з (4.83), може бути записана у вигляді

$$Q = \frac{\omega C_H g_1 g_2}{(Y_{11} - Y_{H2}) \cdot ((Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2) + g_1 g_2 (Y_{22} - Y_{H1})}. \quad (4.84)$$

При $Y_{11}=Y_{22}=Y$ одержуємо $Y_{H1}=Y_{H2}=Y_H$, вважаючи рівними провідності гірації $g_1=g_2=g$, вираз (4.84) перепишемо у вигляді

$$Q = \frac{\omega C_H g^2}{(Y - Y_H) \cdot ((Y - Y_H)^2 + (\omega C_H)^2 + g^2)}. \quad (4.85)$$

На підставі (4.85) визначимо чутливість добротності схеми при зміні навантажувальної провідності КВОСТ

$$S_{Y_H}^Q = \frac{Y_H (3(Y - Y_H)^2 + (\omega C_H)^2 + g^2)}{(Y - Y_H)^3 + (Y - Y_H)((\omega C_H)^2 + g^2)}. \quad (4.86)$$

Таким чином, розглянувши властивості гіраторів, у яких вхідна і вихідна провідність компенсована за допомогою від'ємних опорів, можна сказати, що їхньою позитивною якістю є простота схем. До недоліків варто віднести труднощі підгонки параметрів схеми при високих значеннях добротності (>100)

5 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) МЕТОДІВ СИНТЕЗУ АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ MEMS ФІЛЬТРІВ.

5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів заносимо до таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 - Результати оцінювання комерційного успіху розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Критерії	Експерти		
	Д.Т.Н., професор Семенов А.О.	Д.Т.Н., професор Осадчук О.В.	К.Т.Н., доцент Гаврілов Д.В.
	Бали, виставлені експертами		
1	1	2	2
2	2	3	2
3	3	4	3
4	2	3	3
5	1	2	1
6	2	3	3
7	3	4	3
8	2	3	2
9	1	2	2
10	2	2	2

Продовження таблиці 5.1.

11	3	2	3
12	1	2	1
Сума балів	23	32	27
Середньоарифметична сума балів, СБ	27		

За даними таблиці 5.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів – середній.

5.2 Визначення рівня якості розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Оцінювання рівня якості розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення.

Рівень якості – це кількісна характеристика міри придатності певного виду продукції для задоволення конкретного попиту на неї при порівнянні з відповідними базовими показниками за фіксованих умов споживання.

Абсолютний рівень якості розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів знаходимо обчисленням вибраних для її

вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізовувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Основні параметри методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Точність перетворення	4			0,05
Кількість вимірювальних каналів		3		0,05
Діапазон частот	5			0,4
Відносна похибка		3		0,05
АЧХ фільтра	5			0,4

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою [62]:

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{ні} \cdot a_i, \quad (5.1)$$

де $P_{ні}$ – числове значення i -го параметра інноваційного рішення, n – кількість параметрів інноваційного рішення, що прийняті для оцінювання, a_i – коефіцієнт вагомості відповідного параметра (сума коефіцієнтів вагомості всіх параметрів повинна дорівнювати 1).

Отже, абсолютний рівень якості методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів становитиме – 4,5 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів, що виробляється (проектуються), порівнюючи

її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 5.4).

Таблиця 5.4 – Основні параметри методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність перетворення	2	4	2	0,05
Кількість вимірювальних каналів	2	3	1,5	0,05
Діапазон частот	6	10	1,7	0,4
Відносна похибка	3	3	1	0,05
АЧХ фільтра	3	5	1,7	0,4

Відносний рівень якості методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів визначаємо за формулою:

$$K_{\text{я.в.}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (5.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів становитиме – 1,59. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 59% від товару-аналога.

5.3 Визначення конкурентоспроможності розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

У найширшому розумінні конкурентоспроможність товару – це можливість його успішного продажу на певному ринку і в певний проміжок часу. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Для того, щоб високоякісний товар був одночасно і конкурентоспроможним, він має відповідати критеріям оцінювання споживачів конкретного ринку в конкретний час.

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність перетворення	2	4	2	0,05
Кількість вимірювальних каналів	2	3	1,5	0,05
Діапазон частот	6	10	1,7	0,4
Відносна похибка	3	3	1	0,05
АЧХ фільтра	3	5	1,7	0,4
Ціна за продукт, тис. грн.	10000	9500	0,95	-

Загальний показник конкурентоспроможності розробки (К) з урахуванням вищезазначених груп показників визначаємо за формулою:

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,59}{0,95} = 1,67, \quad (5.3)$$

де $I_{т.п.}$ – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення); $I_{е.п.}$ – індекс економічних параметрів.

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Hei}}{P_{Bei}} = \frac{9500}{10000} = 0,95, \quad (5.4)$$

де P_{Hei} , P_{Bei} – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів.

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 1,67 . Це означає, що наша розробка методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів більш конкурентна на 67% від товару-аналога.

5.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

5.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників) Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.5)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.

У 2019 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць; T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p = (21...23)$ дні; t – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	10000	455	5	2275
Інженер-програміст	7000	318	5	1590
Консультанти	5000	227	5	1135
Всього:				5000

Основна заробітна плата робітників Z_p , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (5.6)$$

де t_i – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин; n – число робіт по видах та розрядах; C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу. C_i визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_r \cdot T_{zm}}, \quad (5.7)$$

де M_m – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2019 році мінімальна заробітна плата становить – 4173 грн., K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду, T_r – число робочих днів в місяці; приблизно $T_r = 21 \dots 23$ дні; T_{zm} – тривалість зміни, зазвичай $T_{zm} = 8$ годин.

Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці 5.6.1

Таблиця 5.6.1 – Величина тарифних коефіцієнтів робітників

Розряд	1	2	3	4	5	6	7	8
K_i	1,00	1,09	1,18	1,27	1,36	1,45	1,54	1,64

Таблиця 5.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Налагоджувальні	3	4	30,1	1,27	90
Складальні	2	4	30,1	1,27	60
Механічні	1	3	27,9	1,18	28
Заготівельні	4	2	25,8	1,09	103
Всього					281

Додаткова заробітна плата Z_d всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_p + Z_o) = 0,1 \cdot (5000 + 281) = 528,1 \text{ грн.} \quad (5.8)$$

Нарахування на заробітну плату N_{zp} розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

де Z_o – основна заробітна плата розробників, грн.; Z_p – основна заробітна плата робітників, грн.; Z_d – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників,

грн.; β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$\text{Нзп} = 0,22 \cdot (Зр + Зо + Зд) = 0,22 \cdot (5000 + 281 + 528,1) = 1278 \text{ грн.} \quad (5.9)$$

Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень А, які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування А в цілому бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot \text{На}}{100} \cdot \frac{T}{12},$$

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп'ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.; На – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що На = (10...25)%; Т – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 5.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК + панель оператора	7000	20	2	233
ПЛК	10000	20	2	333
Інше обладнання	9000	10	1	75
Всього			641	

Витрати на матеріали М, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \text{ грн}$$

де N_i – кількість матеріалу і-го виду, шт.; C_i – ціна матеріалу і-го виду, грн.; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1...1,15)$; n – кількість видів матеріалів.

Таблиця 5.9 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Флюс ФКСН	4	0,05	0,2
Каніфоль	14	0,3	4,2
Припій ПОС-40	450	0,3	135
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат			24,8153

Витрати на комплектуючі К, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \text{ грн}$$

де N_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.; C_i – ціна комплектуючих i -го виду, грн.; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; n – кількість видів комплектуючих.

Таблиця 5.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
MEMS фільтр	400	1	400
Світодіод	30	3	90
Корпус	200	1	200
Тумблер	15	1	15
Діоди стану	2	2	4
Панель оператора	2000	1	2000
Операційний підсилювач	50	1	50
Інтерфейси	70	2	140
Джерело напруги	20	1	20
Трансформатор	45	1	45
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат			3260

Витрати на силову електроенергію Ve , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою [63]:

$$Ve = V \cdot П \cdot \Phi \cdot Kп, \text{ грн}$$

V – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р. $V \approx 8,45$ грн./кВт; $П$ – установлена потужність обладнання, кВт; Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин, $Kп$ – коефіцієнт використання потужності; $Kп < 1$.

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$Ve=2662$ грн.

Інші витрати $V_{ін}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати $I_{в}$ можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_{в} = 2,5 \cdot (3_{о} + 3_{р}) = 2,5 \cdot (5000 + 281) = 13203 \text{ грн.} \quad (5.10)$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи – V .

$$V = 26877 \text{ грн.}$$

5.5 Розрахунок загальних витрат на розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за $V_{заг}$ формулою:

$$V_{заг} = \frac{I_{в}}{\alpha} = \frac{13203}{0,6} = 22005 \text{ грн,} \quad (5.11)$$

де α – частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даного етапу роботи, у відн. одиницях.

5.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів здійснюється за формулою [65]:

$$ЗВ = \frac{Взар}{\beta} = \frac{22005}{0,5} = 44010 \text{ грн}, \quad (5.12)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то $\beta \approx 0,1$; на стадії технічного проектування, то $\beta \approx 0,2$; на стадії розробки конструкторської документації, то $\beta \approx 0,3$; на стадії розробки технологій, то $\beta \approx 0,4$; на стадії розробки дослідного зразка, то $\beta \approx 0,5$; на стадії розробки промислового зразка, $\beta \approx 0,7$; на стадії впровадження, то $\beta \approx 0,9$.

5.7 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 5.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	200	500	700

Величина зростання ціни реалізації методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів, грн. – 500 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів – 200 шт.

Збільшення чистого прибутку підприємства Π_i для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta Ц_0 \cdot N + Ц_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (5.13)$$

де $\Delta\Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки; N – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки; ΔN – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки; $Ц_0$ – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки; n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки; λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2018 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2014 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547; ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3; v – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 21%, у 2013 році – 19%, а з 2014 року – 16%.

Збільшення чистого прибутку підприємства Π_i протягом першого року складе:

$$\Delta\Pi_1 = 25311 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства Π_i протягом другого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta\Pi_2 = 129530 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом третього року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе:

$$\Delta\Pi_3 = 159060 \text{ грн.}$$

5.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

5.8.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (5.14)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.; PV – теперішня вартість інвестицій $PV = ЗВ$, грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою [66]:

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t} \quad (5.15)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.; t – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки; τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1; t – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 187479 \text{ грн.},$$

$$Еабс = 187479 - 44010 = 143469 \text{ грн.}$$

Оскільки $Еабс > 0$, то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів.

5.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Для цього користуються формулою:

$$Ев = \sqrt[t]{1 + \frac{Еабс}{PV}} - 1 \quad (5.16)$$

де $Еабс$ – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.; PV – теперішня вартість інвестицій $PV = ЗВ$, грн.; $Tж$ – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$Ев = 0,6$$

Далі, розрахована величина E_B порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює:

$$\tau = d + f, \quad (5.17)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні $d = (0,14...0,2)$; f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05...0,1)$, але може бути і значно більше.

$$E_B = 0,6 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

Оскільки величина $E_B > \tau_{\min}$, то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

5.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій Ток можна розрахувати за формулою:

$$\text{Ток} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,6} = 1,7 \text{ роки.} \quad (5.18)$$

Оскільки Ток $< 3...5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів є доцільним.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Виробнича безпека, що її розглядає охорона праці, відіграє велику роль для трудової діяльності, оскільки якраз вона контролює фізичний стан працівника, що не може не відобразитись на його житті, здоров'ї та продуктивності роботи зокрема і у галузі радіотехніки.

У цьому розділі проводиться аналіз шкідливих, небезпечних [67] і уражаючих для людини і навколишнього довкілля факторів, що утворюються при проведенні дослідження методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів. Тут розглядаються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення допустимого часу перебування в зоні дії ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

Згідно із [68] допустимі параметри температури, відносної вологості та швидкості руху повітря в робочій зоні для теплого та холодного періодів року приведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іа	21-25	18-26	75	0,1
Теплий		22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

Для опромінення менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м².

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі

робочої зони та підпадає під систематичний контроль з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин [70]

Назва шкідливої речовини	ГДК, мг/м ³	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

При роботі з ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться в повітрі. Рівні додатних та від’ємних іонів повинні відповідати [70] та приведені в таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Число іонів у 1 см³ повітря приміщення при роботі на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від’ємний	600	3000-5000	50000

З метою встановлення необхідних за нормативами показників мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено:

- 1) у приміщенні має бути встановлена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року;
- 2) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

6.1.2 Виробниче освітлення

З метою забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються щодо кількісних та якісних параметрів освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі, відповідно до [69] знаходимо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об’єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт в.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення і мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість при штучному освітленні, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загал	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
								альб		
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Так як приміщення знаходиться в місті Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом 180° , то за таких обставин КЕО визначатиметься за формулою [3,4]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (6.1)$$

де e_n – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – номер групи забезпеченості природним світлом.

Підставляючи відомі значення одержимо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N,b} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

Для встановлення нормованих значень параметрів освітлення запропоновано:

1) при недостатньому природному освітленні в світлу пору доби доповнення штучним за допомогою люмінесцентних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання штучного освітлення в темну пору доби.

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування використовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Визначено, що приміщення, в якому відбувається робота з дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється вентиляторами блоку живлення ЕОМ та кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

Для попередження травмування працівників від дії шуму він підлягає нормуванню. Головним документом з питань виробничого шуму, діючим в Україні, є [71], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в виробничих приміщеннях не повинні бути більшими ніж значення, які приведені в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Допустимі рівні звукового тиску та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 6.6 для локальної вібрації.

Таблиця 6.6 – Допустимі рівні віброприскорення [72]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

Для забезпечення допустимих параметрів шуму та вібрації в приміщенні запропоновано:

1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;

2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

6.1.4 Виробничі випромінювання

Проведений аналіз умов праці показав, що приміщення, де проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [78]

Параметри та одиниці вимірювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
$E_{ГД}$, В/м	1000	700	500	300	80	
$E N_{E_{ГД}}$, $(В/м)^2 \cdot год$	120000	40000	20000	7000	800	
$H_{ГД}$, А/м	75	57	50	–	3,0	–
$E N_{H_{ГД}}$, $(А/м)^2 \cdot год$	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту та досягнення нормативних рівнів випромінювань потрібно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

Виконати розрахунок допустимого часу перебування в зоні дії електромагнітного випромінювання, якщо фактична напруженість електричного поля $E_{\phi} = 32$ В/м, а фактична напруженість магнітного поля $H_{\phi} = 17$ А/м.

Допустимий час перебування будемо визначати як найменший із допустимих часів перебування для джерел електричної та магнітної складових ЕМВ, відповідно

$$T = \min\{T_E, T_H\} \text{ [год]}, \quad (6.2)$$

де T_E – допустимий час в зоні дії джерела електричного поля, год;

T_H – допустимий час в зоні дії джерела магнітного поля, год.

Допустимий час перебування в зоні дії електричної та магнітної складових електромагнітного випромінювання визначається за формулою

$$T_E = \frac{E N_{E_{ГД}}}{E_{\phi}^2} \text{ [год]}, \quad (6.3)$$

$$T_H = \frac{EH_{HGD}}{H_\phi^2} \text{ [год]}, \quad (6.4)$$

де EH_{Etd} – гранично допустиме енергетичне навантаження на організм протягом робочого дня, $(В/м)^2 \cdot \text{год}$;

E_ϕ – фактична напруженість електричного поля, В/м;

EH_{Htd} – гранично допустиме енергетичне навантаження на організм протягом робочого дня, $(А/м)^2 \cdot \text{год}$;

H_ϕ – фактична напруженість магнітного поля, А/м.

Для діапазону частот 30...50 МГц вибираємо $EH_{Etd} = 800 \text{ (В/м)}^2 \cdot \text{год}$;
 $EH_{Htd} = 0,72 \text{ (А/м)}^2 \cdot \text{год}$.

Після підстановки відомих значень у формули (6.3, 6.4, 6.2), одержимо:

$$T_E = \frac{800}{13^2} = 4,73 \text{ (год)};$$

$$T_H = \frac{0,72}{45^2} = 0,00036 \text{ (год)};$$

$$T = \min\{4,73; 0,00036\} = 0,00036 \text{ (год)}.$$

Таким чином, допустимий час перебування працівника в зоні дії електромагнітного випромінювання не повинен перевищувати 0,00036 год.

6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Велика кількість прикладних програм перетворює ЕОМ на основне знаряддя праці радіоінженера.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом зобов'язані розташовуватись на відстані не менше як 1,5 м від стіни з вікнами, від інших стін – на віддалі 1 м, між собою на відстані не менше як 1,5 м. При розміщенні робочих місць потрібно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце раціонально розміщати таким чином, щоб природне світло падало на нього збоку, бажано зліва [73].

Поверхня екрана повинна розташовуватись на віддалі 400-700 мм від органів зору працівника. Висота робочої поверхні столу при виконанні роботи сидячи має регулюватися у межах 680-800 мм. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною не менше як 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм та на рівні витягнутої ноги не менше ніж 650 мм [74].

6.2.2 Електробезпека

У середині приміщення, в якому проводиться робота з дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі, значну увагу слід надати уникненню загрози ураження електричним струмом. Згідно [76] дане приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності значної (понад 75 %) відносної вологості. Тому безпека використання електрообладнання повинна гарантуватись рядом заходів, які передбачають використання ізоляції струмовідних елементів, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [77].

6.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [78] приміщення, де проводиться робота з дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Це приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горючого покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 6.8.

Таблиця 6.8 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [78]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	нн нн	нн нн

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M δ 25 см – для горизонтальних конструкцій; M δ 40 см – для вертикальних і похилих конструкцій; M2 – M > 25 см – для горизонтальних конструкцій; M > 40 см – для вертикальних і похилих конструкцій, нн – не нормується.

В таблиці 6.9 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 6.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [78]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуйоводу	Протипожежні розриви, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м ² , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	B	3	100	60	40	110	9	12	15	3	5200	3500	2600

Примітки: н.о. – не обмежується, н.н. – не нормується.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [78].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Дослідження стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах впливу загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.

В складі активного високочастотного MEMS фільтра є блоки, в яких застосовуються елементи в склад яких входять такі матеріали як метали, неорганічні матеріали, провідники, діелектрики, смоли і різноманітні сполуки. В радіоелектронних елементах іонізуючі випромінювання викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи пристрою, потік γ -випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, які призводять до помилкового імпульсу і відповідно до спрацьовування пристрою.

Значні дози опромінення викликають втрату працездатності комплектуючих елементів систем радіоелектроніки. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруга пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів, руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Органічні діелектрики змінюють: електричну провідність і тангенс кута втрат.

Практика експлуатації радіоелектронної апаратури в умовах впливу іонізуючих випромінювань дозволяє зробити наступні висновки, що радіоелектронна апаратура може втратити працездатність при визначених критичних рівнях випромінювання миттєво.

В елементах схем радіоелектронної апаратури можуть розпочатися зворотні чи незворотні зміни через визначений час після забруднення при рівнях випромінювання значно нижчих від критичних. Більшість електронних схем і обладнання, чутливі до дії електромагнітного імпульсу, але повинні зберігати працездатність в умовах його впливу. До основних параметрів електромагнітного імпульсу відносять форму і тривалість електромагнітного імпульсу, амплітуду імпульсу (максимальна напруженість поля) та діапазон частот електромагнітного випромінювання.

При оцінці впливу електромагнітного імпульсу на струмоведучі елементи необхідно враховувати, що електромагнітні випромінювання мають горизонтальну і вертикальну складові напруженості і тому повинні визначатися значення напруг, які наводяться як на вертикальних, так і на горизонтальних ділянках ліній. Основну небезпеку являє вертикальна складова напруженості електричного поля, яка перевищує горизонтальну складову в тисячу раз.

6.3.1 Дослідження стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах впливу іонізуючих випромінювань

З схем активного високочастотного MEMS фільтра визначаємо всі елементи від яких залежить його робота. Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для пристрою складемо таблицю, де вказуємо максимально допустимі дози гамма-випромінювання.

Таблиця 6.10 – Максимально допустимі дози елементів пристрою.

№	Елементи активного високочастотного MEMS фільтра	$D_{гр, P}$	$D_{гр.сист, P}$
1	Мікросхема	10^3	10^3
2	Резистори МЛТ, СМД	10^5	
3	Конденсатори Ср-13.020	10^7	
4	Мікросхеми АТmega16а, ТРІС6В595	10^4	

Границю стійкості роботи в цілому активного високочастотного MEMS фільтра визначаємо по мінімальному значенню граничних доз окремих елементів, при яких в елементній базі виникають, необоротні зміни. Отже, найуразливішими елементами даного пристрою в умовах дії іонізуючих випромінювань, є мікросхема тобто приймається значення ($D_{гр} = 10^3 P$) і визначається можлива доза опромінення D_m за формулою:

$$D_m = \frac{2 \cdot p_{1max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{посл}} (P), \quad (6.5)$$

де p_{1max} – максимальне значення рівня радіації;

$K_{посл}$ – коефіцієнт послаблення приміщення ($K_{посл}=1$);

t_n – час початку опромінювання;

t_k – час кінця опромінювання;

Відомо, що максимальне значення рівня радіації p_1 , яке очікується на дорівнює 4,15 (P/год), коефіцієнт послаблення радіації $K_{посл} = 1$, час початку опромінення $t_n = 1$ (год), а кінцевий час напрацювання мікросхеми на відмову приймаємо рівним 12500 годин безперервної роботи. Отже, при таких умовах можлива доза опромінення буде дорівнювати:

$$D_m = \frac{2 \cdot 4,15 \cdot (\sqrt{12500} - \sqrt{1})}{1} = 1036,18 \text{ (P)}$$

Допустимий час роботи пристрою в заданих умовах можна визначити за допомогою виразу:

$$t_\partial = \left(\frac{D_{gp} \cdot K_{посл} + 2 \cdot p_{1max} \cdot \sqrt{t_n}}{2 \cdot p_{max}} \right)^2. \quad (6.11)$$

Оскільки всі значення відомі, то допустимий час роботи РЕА буде таким:

$$t_\partial = \left(\frac{10^3 \cdot 1 + 2 \cdot 4,15 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 4,15} \right)^2 = 10812,6 \text{ (год)}.$$

З розрахунків можна зробити висновок, що робота активного високочастотного MEMS фільтра в умовах дії іонізуючих випромінювань буде стійкою, тому що граничне значення експозиційної дози $D_{гр} = 10^3 \text{ P}$ співрозмірне значенню можливої дози опромінення $D_m = 1036,18 \text{ P}$. Отже, заходи щодо підвищення стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра мають збільшити $K_{посл}$ хоч в 2 рази.

6.3.2 Оцінка стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах дії електромагнітного імпульсу

Критерієм стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра в умовах дії електромагнітного імпульсу є значення коефіцієнта безпеки роботи K_σ , який має бути більше 40 дБ, а визначається по формулі:

$$K_\sigma = 20 \lg \frac{U_\partial}{U_{\sigma(z)}} \geq 40 \text{ [дБ]}, \quad (6.12)$$

де U_∂ - допустимі коливання напруги живлення пристрою;

$U_{\sigma(z)}$ - напруга вертикальної чи горизонтальної напруги наводки.

Початкові дані: напруга живлення $U_{жк} = 5 \text{ В}$; $l_r = 0,2 \text{ м}$; $l_\sigma = 0,18 \text{ м}$; $E_\sigma = 10,35 \text{ кВ/м}$;

Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля за формулою:

$$E_r = 10^{-3} \cdot E_\sigma, \quad (6.13)$$

і розраховується:

$$E_r = 10^{-3} \cdot 10,35 = 10,35 \cdot 10^{-3} \text{ (кВ/м)}.$$

Визначаються напруги наводки у струмопровідних частинах:

$$U_{\Gamma} = E_{\epsilon} \cdot l_{\Gamma}, \quad (6.14)$$

$$U_{BI} = E_r \cdot l_{BI}, \quad (6.15)$$

Розраховується напруга наводки у горизонтальних струмопровідних частинах:

$$U_{\Gamma} = 10,35 \cdot 1,72 = 1861(\text{В}),$$

та у вертикальних:

$$U_{BI} = 10,35 \cdot 10^{-3} \cdot 0,193 = 1,87(\text{В}).$$

Визначимо допустиме коливання напруги живлення:

$$U_{\delta_2} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,25 (\text{В}).$$

Коефіцієнти безпеки визначаються за формулою (6.15) окремо вертикальних і горизонтальних струмопровідних частин:

$$K_{BVI} = 20 \lg \frac{5,25}{1,87} = 32,6 (\text{дБ});$$

та горизонтальної складової:

$$K_{B\Gamma} = 20 \lg \frac{5,25}{1861} = -21,3 (\text{дБ});$$

Так як $K_{BVI} = 32,6 < 40 \text{дБ}$ і $K_{B\Gamma} = -21,3 < 40 \text{дБ}$, то даний активний високочастотний MEMS фільтр є нестійкими в роботі при впливах електромагнітного імпульсу, тому необхідно розробити заходи щодо підвищення стійкості його роботи.

6.3.3 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи активного високочастотного MEMS фільтра рідини в умовах дії загрозливих чинників НС

Найбільш ефективним способом підвищення стійкості роботи РЕА є екранування блоків пристрою або його елементів. Для цього проводиться

розрахунок екранування. Визначається перехідне затухання енергії електричного поля сталеним екраном:

$$A = K_{\text{ном}} - K_{\text{мін}}, \quad (6.16)$$

де $K_{\text{ном}}$ - номінальний коефіцієнт безпеки ($K_{\text{ном}} = 40$ дБ);

$K_{\text{мін}}$ - мінімальний коефіцієнт безпеки отримання під час розрахунків.

$$A = 40 + 20,3 = 60,3(\text{дБ})$$

Товщину захисного екрану знаходимо за формулою:

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}}, \quad (6.17)$$

де A – перехідне затухання екрану;

f – найбільш характерна частота (15 кГц);

$$t = \frac{60,3}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,0946 \text{ (см)}.$$

При екрануванні активного високочастотного MEMS фільтра з використанням екрану товщиною в 1 мм зі сталі, він буде стійким в умовах дії електромагнітного імпульсу.

Отже, з дослідження впливу іонізуючого випромінювання можна зробити висновок, що робота активного високочастотного MEMS фільтра в цих умовах буде стійкою, тому що граничне значення експозиційної дози $D_{\text{гр}} = 10^3 \text{Р}$ рівне значенню можливої дози опромінення $D_{\text{м}} = 1036,18 \text{Р}$. Тому можна вважати, що пристрій стійкий до дії іонізуючих випромінювань. З оцінки впливу електромагнітного імпульсу на стійкість роботи пристрою можна сказати, що він виявився нестійким. Застосування екранів в активному високочастотному MEMS фільтрі суттєво підвищує його стійкість в умовах дії електромагнітного імпульсу.

В результаті застосування екранів пристрій буде працювати стійко, аж до значення напруженості вертикальної складової (9,35 кВ/м) Ще одним варіантом підвищення роботи стійкості апаратури до дії імпульсу є зменшення довжин струмопровідних частин шляхом вдосконалення схемокомпоновки елементів активного високочастотного MEMS фільтра. Крім цього необхідно екранувати

кабелі живлення, а також застосувати конструкції вбудованих зенерівських діодів.

Висновки до розділу

Під час написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої сили струму в провіднику (антені), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження динамічної взаємодії мобільних пристроїв в пакетній телекомунікаційній мережі, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВОК

1. Проведено дослідження характеристик п'єзоелектричного резонатора за допомогою МСЕ і розроблена еквівалентна схемна модель резонатора, придатна для розрахунку електричних характеристик конструкцій резонаторів різних типів в широкому діапазоні частот. Представлено результати дослідження, що підтверджують значну перевагу моделі п'єзоелектричного резонатора перед класичним, більш загальним підходом Мейсона. Показана можливість інтеграції моделі в більшість сучасних САПР і її застосування як для прискореного розрахунку і оптимізації конструктивних фільтрів на поверхнево акустичних хвилях високого порядку,

2. Проведено аналіз впливу реактивних навантажень на характеристики п'єзоелектричного резонатора. Показана можливість використання схем активних еквівалентів індуктивності і від'ємної ємності на основі ОУТ для реалізації ланок активних фільтрів з діапазоном перебудови до 200% і вище. Показано, що характеристики ланок фільтрів з активними елементами часто перевершують характеристики пасивних аналогів.

3. Розглянуто алгоритм синтезу фільтрів, заснований на заміщенні прототипів пасивних LC фільтрів активними аналогами на п'єзоелектричних резонаторах, що забезпечують поліпшені характеристики за рахунок високої вихідної добротності і стабільності пасивної підсхеми. Наведено результати застосування такого підходу для реалізації малогабаритних активних ФНЧ і ФВЧ на операційних підсилювачах та на п'єзоелектричних резонаторах.

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки методів синтезу активних високочастотних MEMS фільтрів є доцільним.

При запровадженні у виробництво виробник отримає прибуток. Аналізуючи ринок можна розраховувати на значний попит на наш виріб. Підтвердженням цьому є технічні параметри даного пристрою, які кращі за параметри аналога.

В розділі охорони праці було розглянуто такі питання як безпека в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані при оптичному випромінюванні, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження радіовимірювального параметричного перетворювача оптичного випромінювання, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Справочник по расчету и проектированию ARC – схем. /Под ред. А.А. Ланне. - М: Радио и связь, 1984, - 366 с.
2. Современная теория фильтров и их проектирование. /Под ред. Г.Темеша, С.Митра – М: Мир, 1977, - 560 с.
3. Кауфмон М. Сидман А. Практическое руководство по расчётам в электротехнике. – Справочник, т.2, М: Энергоатомиздат, 1993, - 287 с.
4. Филатов Г.А, Баев Е.Ф, Цымбалюк В.С, - Малогабаритные низкочастотные механические фильтры. – М.: Связь, 1974, - 264 с.
5. Оноэ М. Кристаллические, керамические, электромеханические фильтры японского производства. /ТИИЭР. – Т.67, № 1, 1979, - 114 с.
6. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. – М.: Сов. Радио, 1980, - 261 с.
7. Александрова Г.Н. Активные РС – фильтры на операционных усилителях. Пер. с англ./ под ред. – М.: Энергия, 1974, - 62 с.
8. Знаменский А.Е., Теплюк И.М. Активные РС – фильтры. – М.: Связь, 1970, - 280 с.
9. Мошниц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров: пер. с англ./под ред. И.М. Теплюка. – М.: Мир, 1984, - 320 с.
10. Козловский В.О. Техніко – економічне обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Вінниця ВДТУ, 2003,-74 с.
11. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. – М.: Энергоатомиздат, 1983, - 128 с.
12. Хьюльсман Л.П., Аллен Ф.Е. Введение в теорию и расчёт активных фильтров: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1984, - 384 с.
13. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. – М.: Мир, 1982, - 596 с.
14. Чуа Л.О., Пен-Мин-Лин. Машинный анализ электронных схем. – М.: “Энергия”, 1980, - 638 с.
15. Влах Н., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электрических схем. – М.: Радио и связь, 1988, - 560 с.
16. Pat. US20130057360 A1 Wide-band acoustically coupled thin-film baw filter / J. Meltaus, T. Pensala; assigned 07.03.2013.
17. 2. Pat. US7492242 B2 Integrable tunable filter circuit comprising a set of BAW resonators / J.-F. Carpentier; assigned 17.02.2009.
18. Federal Communications Commission FCC №02–48 / assigned 2002.
19. European Standard (Telecommunications series) ETSI EN 300 910 V8.5.1 / assigned 2000.

20. Pipilos S. Design of active RLC integrated filters with application in the GHz range / S. Pipilos, Y. Tsvividis // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '92.* – 1992. – P. 645–648.
21. Dulger F. A 1.3–V 5–mW fully integrated tunable bandpass filter at 2.1 GHz in 0.35– μ m CMOS / F. Dulger, E. Sanchez–Sinencio, J. Silva–Martinez // *IEEE Journal of Solid–State Circuits.* – 2003. – Vol. 38, № 6. – P. 918–928.
22. Філатов Г. А. Малогабаритні низькочастотні механічні фільтри / Г. А. Філатов, Е. Ф. Баєв, В. С. Цимбалюк. – Москва: Зв'язок, 1972.
23. De Los Santos HJ RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications / HJ De Los Santos. – Boston: Artech House, 2002. – ISBN 978–1–58053–329–2.
24. Lebel E. Field programmable Gm–C array for wide frequency range bandpass filter applications / E. Lebel, A. Assi, M. Sawan // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005.* – 2005. – P. тисячі дев'ятсот п'ятьдесят дві–1955 Vol. 3.
25. Smythe RC Current Trends in Crystal Filters / RC Smythe, MD Howard // *37th Annual Symposium on Frequency Control.* 1983. – 1983. – P. 348–353.
26. Mahon S. Bulk Acoustic Wave Devices – Why, How, and Where They are Going / S. Mahon, R. Aigner // *Compound Semiconductor Manufacturing Technology Organization: CS MANTECH.* – Austin, Texas, USA: 2007. – P. 15–18.
27. Haartsen JC Development of a monolithic, programmable SAW filter in silicon / JC Haartsen // *IEEE MTT–S International Microwave Symposium Digest.* – 1990. – P. 1115–1118.
28. Mueller W. A brief overview of FBAR technology / W. Mueller // *Agilent Technologies, Inc.* – 2001. – P. 7.
29. Shin J.–S. Balanced RF Duplexer with Low Interference Using Hybrid BAW Resonators for LTE Application / J.–S. Shin, I. Song, C.–S. Kim, M.–C. Lee, SU Son, D.–H. Kim, H.–S. Park [et al.] // *ETRI Journal.* – 2012. – Vol. 36, № 2. – P. 317–320.
30. Hikita M. New band–switching SAW antenna duplexer used in 800–MHz Japanese cdmaOne systems / M. Hikita, K. Sakiyama, M. Kijima, O. Hikino // *2000 IEEE Ultrasonics Symposium.* – 2000. – P. 383–386.
31. Hikita M. New low–distortion band–switching techniques for SAW antenna duplexers used in ultra–wide–band cellular phone / M. Hikita, K. Sakiyama, O. Hikino, M. Kijima // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2002. – Vol. 52, № 1. – P. 38–45.
32. Loebl HP Narrow band bulk acoustic wave filters / HP Loebl, C. Metzmacher, RF Milsom, R. Mauczok, W. Brand, P. Lok, A. Tuinhout [et al.] // *IEEE Ultrasonics Symposium.* – 2002. – P. 411–415.

33. Marksteiner S. A miniature BAW duplexer using flip-chip on LTCC / S. Marksteiner, M. Handtmann, H.-J. Timme, R. Aigner, R. Welzer, J. Portmann, U. Bauernschmitt // IEEE Symposium on Ultrasonics. – 2003. – P. 1794–1797.
34. Zheng Y. Operational transconductance amplifiers for gigahertz applications / Y. Zheng // 2008.
35. Lakin KM Development of miniature filters for wireless applications / KM Lakin, GR Kline, KT McCarron // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Vol. 43, № 12. – P. 2933–2939.
36. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. –К.: Вища школа, 1987. –155с.
37. Авакянц Г.М., Гринберг И.С., Заугольникова Е.Г., Мироненко З.П., Михеева Е.П. Об индуктивности германиевых и кремниевых диодов. Сб. Электронно-дырочные переходы в полупроводниках. АН Уз.ССР, 1962. С.37-40.
38. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. –М.: Радио и связь, 1990. –264с.
39. Колосов А.А., Горбунов Ю.И., Наумов Ю.Е. Полупроводниковые твердые схемы. –М.: Сов. радио, 1965. –495 с.
40. Прозоровский В.Е., Колесов Л.Н., Афанасьев К.Л. Стабильность добротности цепи с индуктивным эффектом, выполненном на основе р-п переходов. Известия ВУЗов. Радиотехника, т.7, №3, 1964. С.316-321.
41. Прозоровский В.Е., Колесов Л.Н., Афанасьев К.Л., Семенцов В.И. Анализ некоторых параметров индуктивного и реактивного транзисторов. Известия ВУЗов. Радиотехника, т.6, №6, 1963. С.616-620.
42. Некрасов М.М., Осадчук В.С. Некоторые вопросы управления индуктивностью транзистора. Сб. Вопросы микроэлектроники. –К.: Наукова думка, 1971. С.120-126.
43. Некрасов М.М., Осадчук В.С. Индуктивные свойства высокочастотных транзисторов. Сб. Полупроводниковая техника и микроэлектроника, вып.5. –К.: Наукова думка, 1970. С.157-159.
44. Осадчук В.С., Одобецкий С.И. Фотореактивный эффект в транзисторах со структурой металл-диэлектрик-полупроводник. Радиотехника и электроника. №11, т.34, 1989. С.2387-2393.
45. Осадчук В.С., Носолюк В.Н., Яремчук В.Ф. О влиянии некоторых физико-технологических параметров составного транзистора на его индуктивность и добротность. –М.: ЦНИИ «Электроника», Электронная техника. Микроэлектронные устройства, сер.10, вып.5(89), 1992. С.36-40.

46. Осадчук В.С., Носолюк В.Н., Яремчук В.Ф. Дослідження впливу оптичного випромінювання на параметри р-п переходу. Вісник ВПІ, №3, 1996. С.63-65.
47. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С., Носолюк В.Н. Дослідження температурної залежності імпедансу польових транзисторів. Вісник ВПІ, №4, 1996. С.65-68.
48. Осадчук О. В. Теоретичні основи побудови генераторів електричних коливань на транзисторних структурах з від'ємним опором / О. В. Осадчук, А. О. Семенов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. – №2, Т.1 (79). –147–151 с.
49. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів та транзисторних схем / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1999. – 275 с.
50. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. І. Вербицький. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2001. – 195 с.
51. Осадчук В. С. Сенсори вологості / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2003. – 208 с.
52. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 2007 с.
53. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2007. – 162 с.
54. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / Александр Владимирович Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 129 с.
55. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Олександр Володимирович Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2000. – 302 с.
56. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов / Я. А. Федотов. – М.: Высш. школа, 1980. – 390 с.
57. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ / В. Д. Разевиг. – М. : Радио и связь, 1992. – Вып. 2: Модели компонент аналоговых устройств. – 72 с.
58. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т. 1 / С. Зи. – М. : Мир, 1984.– 456 с.
59. Ферри Д. Электроника ультрабольших интегральных схем / Д. Ферри, Л. Эйкерс, Э. Гринич. – М. : Мир, 1991. – 327 с.

60. Березин А. С. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебное пособие для вузов / А. С. Березин, О. Р. Мочалкина. – М. : Радио и связь, 1992. – 320 с.
61. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебное пособие / [Под. ред. В. Ф. Нефедова] – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
62. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
63. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
64. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
65. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.
66. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
67. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
68. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
69. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
70. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
71. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
72. ДСН 3.3.6.03999. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
73. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
74. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
75. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
76. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
77. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
78. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

Додаток А
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедри РТ ВНТУ,
д.т.н., професор
_____ О.В. Осадчук
“ ____ ” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
Розробка активних високочастотних фільтрів
08–36.МКР.012.00.000 ТЗ

Керівник роботи:
_____ д. т. н., професор Осадчук О.В.
“ ____ ” _____ 2019 р.

Розробив студент гр. РТ–18м д/в
_____ Фенченко С.В.
“ ____ ” _____ 2019 р.

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету №254 « 02» 10 2019р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “17” грудня 2019 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою роботи є дослідження пристроїв частотної селекції сигналів на основі активних елементів і п'єзоелектричних резонаторів та операційних підсилювачів для широкого діапазону частот, що поєднують поліпшені електричні та експлуатаційні характеристики, а також можливість інтеграції за інтегральною технологією.

Об'єктом дослідження є параметри та характеристики активних фільтрів на п'єзоелектричних резонаторах та операційних підсилювачах та їх залежність від зміни температури та шумових характеристик.

Предметом дослідження є активні фільтри на основі операційних підсилювачів та п'єзоелектричних резонаторів об'ємних хвиль і активних елементів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- аналіз існуючих методів та засобів побудови та використання активних п'єзоелектричних фільтрів та на основі операційних підсилювачів;
- розгляд і аналітичний опис методів електронної перебудови активних фільтрів на основі операційних підсилювачів та поверхнево акустичних пристроїв;
- розробка принципів реалізації малогабаритних активних фільтрів із розширеними динамічним і частотним характеристиками;
- узагальнення методів синтезу активних фільтрів на основі операційних підсилювачів та п'єзоелектричних фільтрів із застосуванням позитивного і негативного реактансу, а також перетворювачів імпедансу.

3. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / Александр Владимирович Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 129 с.
2. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Олександр Володимирович Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2000. – 302 с.
3. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов / Я. А. Федотов. – М.: Высш. школа, 1980. – 390 с.

4. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
5. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
6. ДСН 3.3.6.042–99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
7. ДБН В.2.5–28–2006. Природне і штучне освітлення.
8. ДСН 3.3.6–037–99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки,
студент групи РТ–18м д/в Фенченко Сергій Вікторович

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

- розглянута еквівалентна схемна модель п'єзоелектричного резонатора, що відрізняється від існуючих аналогів спрощеною структурою без частотно–залежні елементів і дозволяє розраховувати в широкому діапазоні частот характеристики базових конструкцій п'єзоелектричного резонатора, а також придатна для проектування в САПР активних п'єзоелектричних фільтрів високого порядку;
- розглянуто аналітичні співвідношення для моделювання режимів активного управління характеристиками п'єзоелектричного резонатора, що дозволяють реалізувати фільтри, що перебудовуються з розширеним частотним діапазоном;
- розглянуто методи створення та розрахунку активних п'єзоелектричних фільтрів, на основі активних схем заміщення і мають переваги у вигляді розширеного частотного діапазону, скороченої кількості резонаторів.

6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019	15.09.2019	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019	22.09.2019	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019	02.10.2019	Розроблене ТЗ	Наказ по ВНТУ про затвердження тем. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019	15.11.2019	Економічна частина	Розділ 5
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019	22.11.2019	Частина БЖД	Розділ 6
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019	27.11.2019	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	28.11.2019	29.11.2019	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019	06.12.2019	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019	17.12.2019	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- розроблено еліптичного ФНЧ другого порядку на повторювачі напруги;
- розроблено структурна схема еліптичного ФНЧ;
- розроблено принципову схему ФНЧ 8-го порядку;
- проведено результати дослідження методів синтеза активних високочастотних фільтрів;
- проведено результати моделювання методів синтеза активних високочастотних фільтрів;
- очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблених високочастотних фільтрів.

8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- схему еліптичного ФНЧ другого порядку на повторювачі напруги;
- попередня структурна схема еліптичного ФНЧ;
- принципова схема ФНЧ 8-го порядку;
- АЧХ з виходу 1-го – 4-го каскаду ФНЧ та АЧХ каскадного з'єднання всіх ланок ФНЧ;
- результати комп'ютерного моделювання активного фільтра;
- дослідження питань охорони праці.

11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

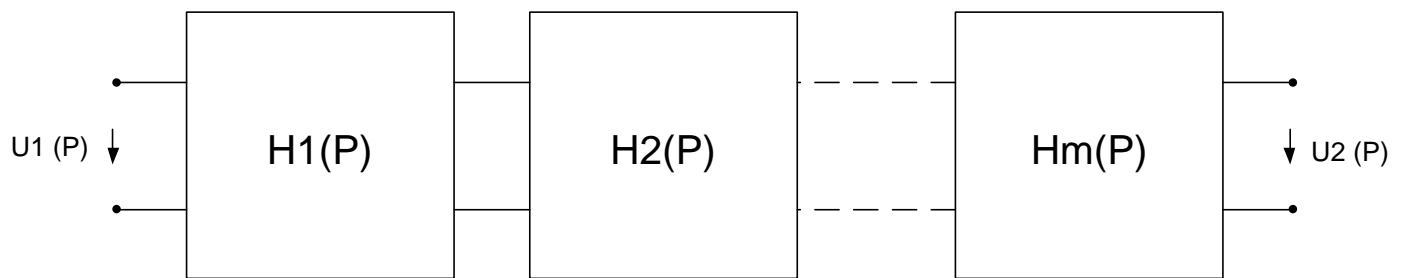
Класифікація електричних фільтрів



Додаток В
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

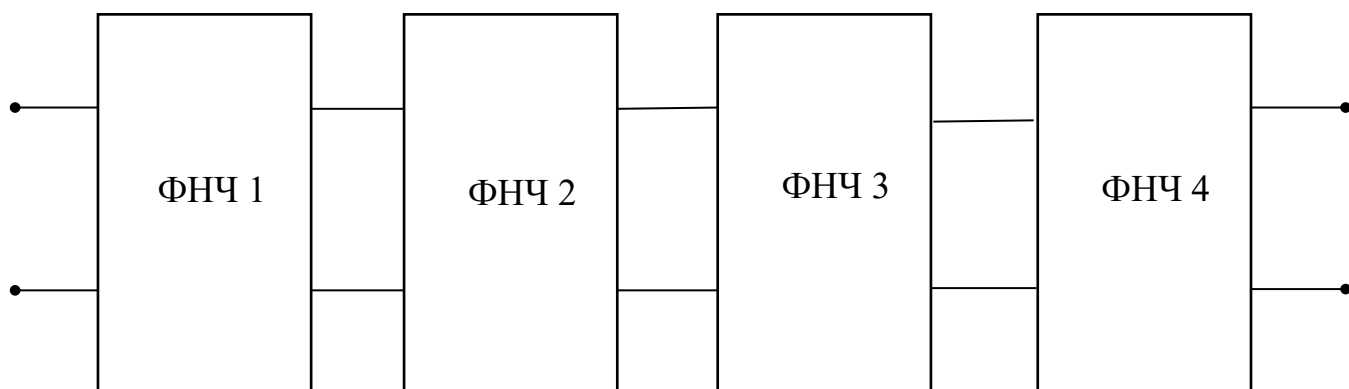
Каскадне з'єднання ланок



Додаток Д
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

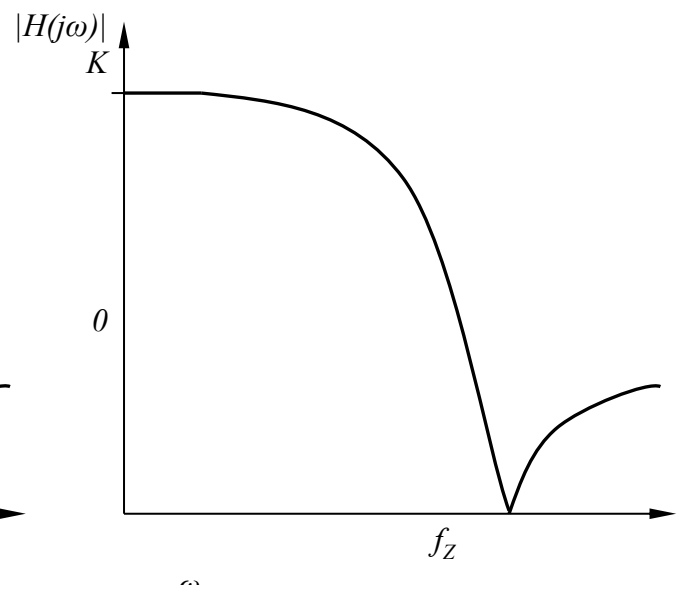
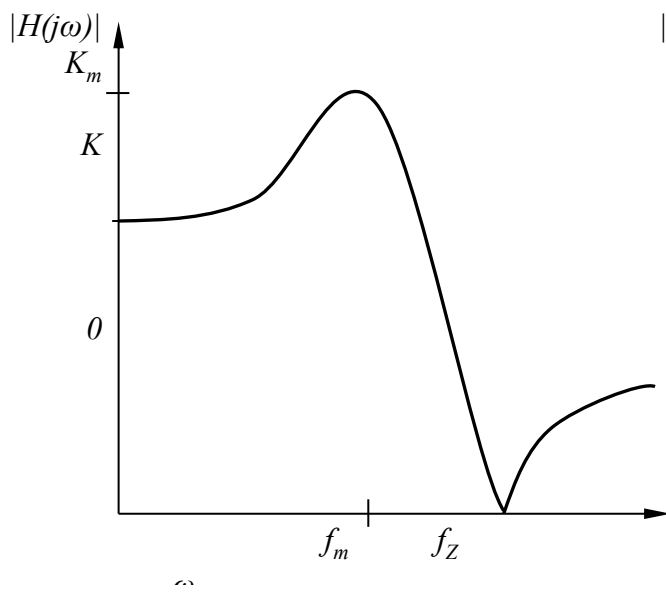
Попередня структурна схема еліптичного ФНЧ



Додаток Е
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

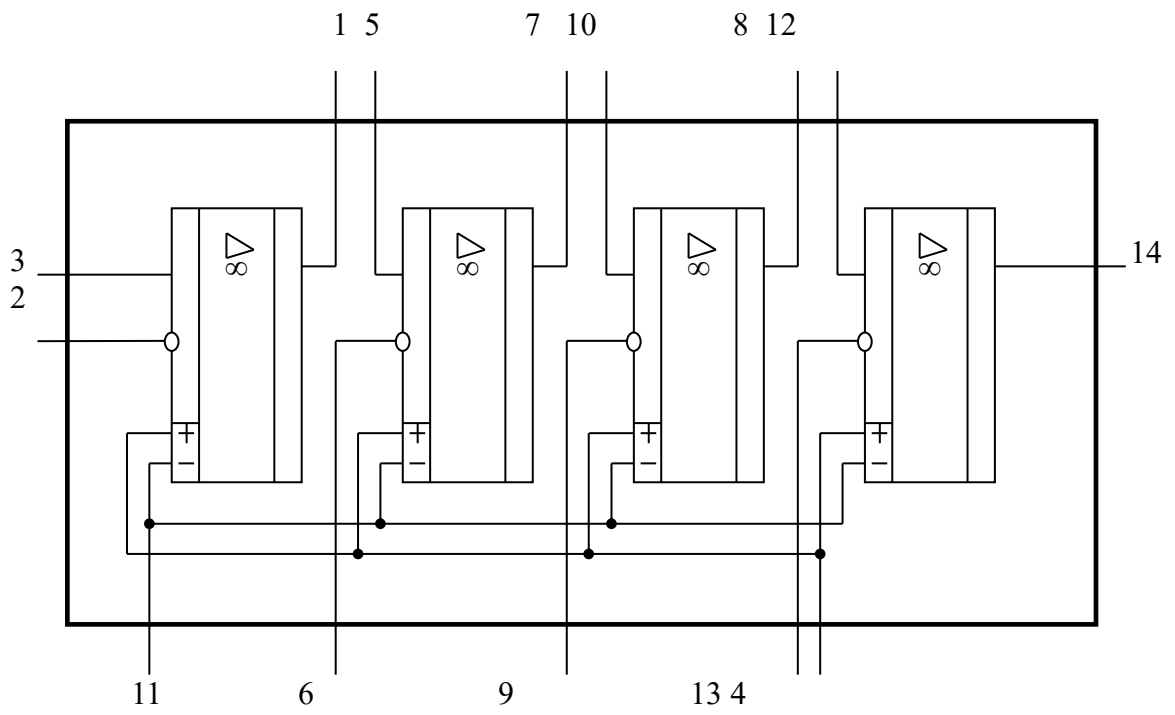
Амплітудно–частотні характеристики еліптичного ФНЧ
а) з підйомом в смузі пропускання; б) без підйому



Додаток Ж
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

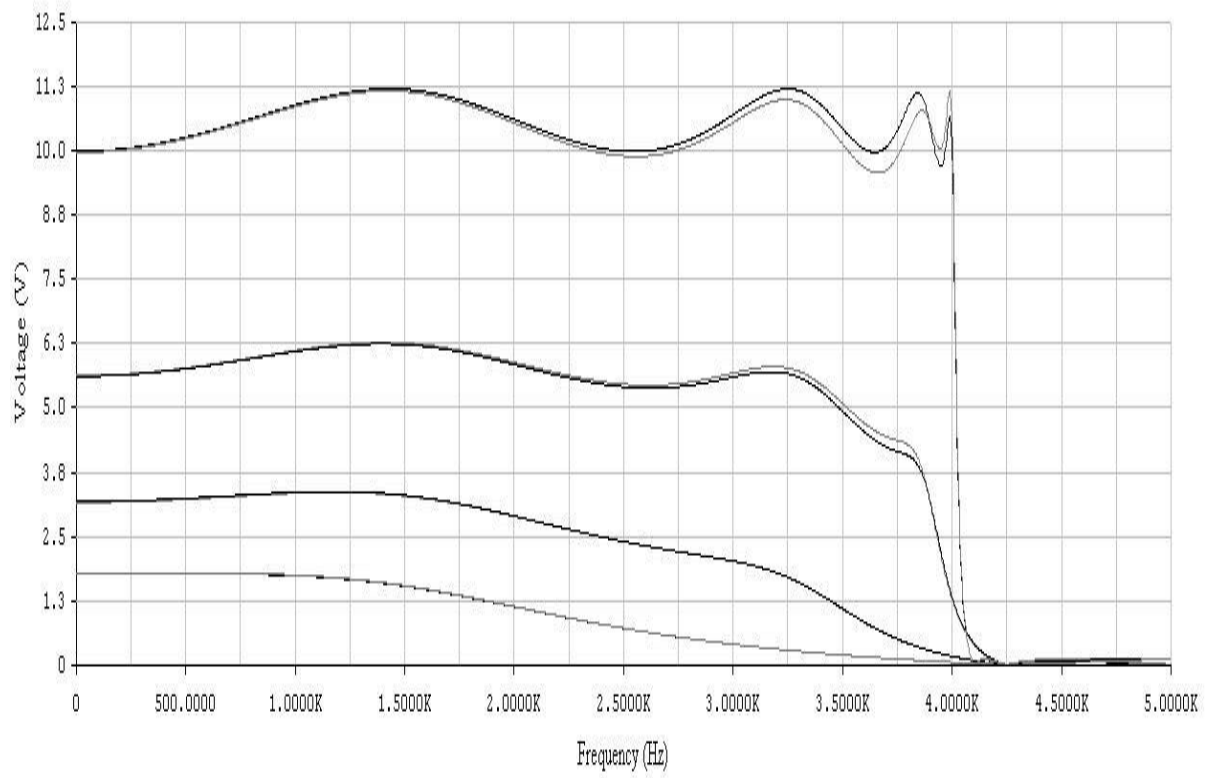
Схема включення інтегральної мікросхеми UAF774

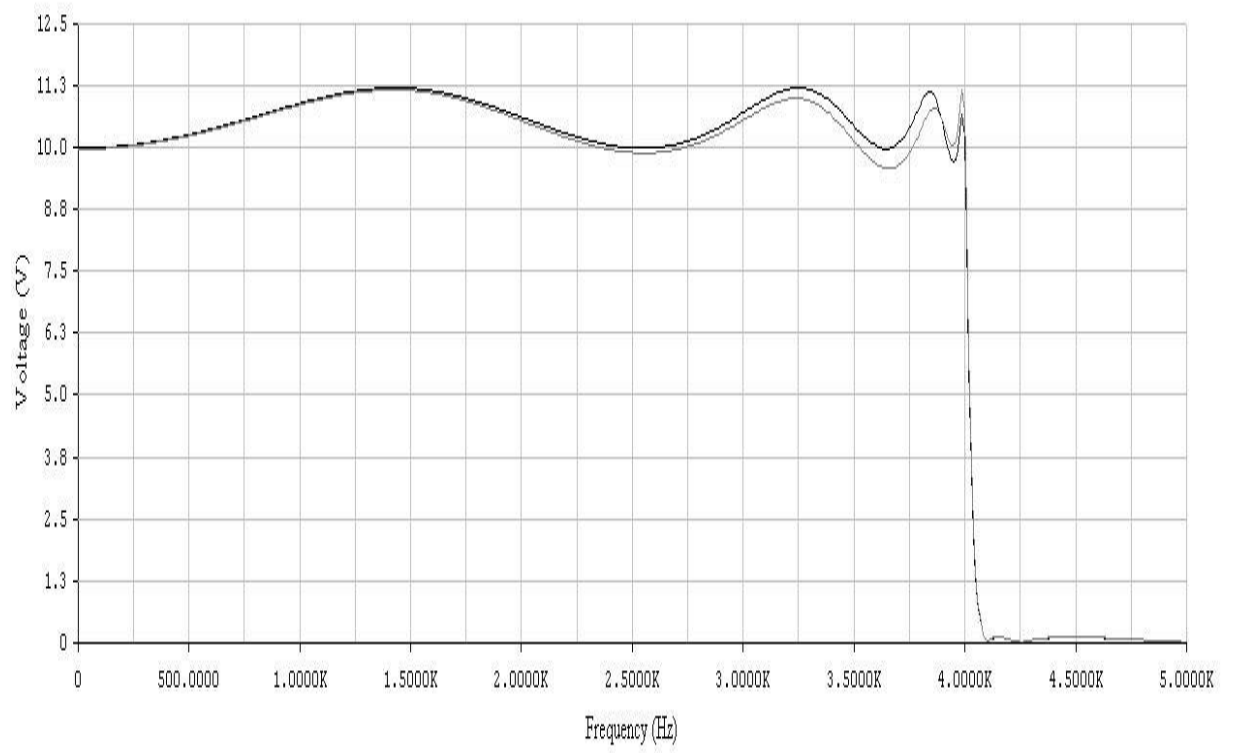


Додаток К
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

АЧХ з виходу 1-го – 4-го каскаду ФНЧ та АЧХ каскадного з'єднання всіх ланок ФНЧ

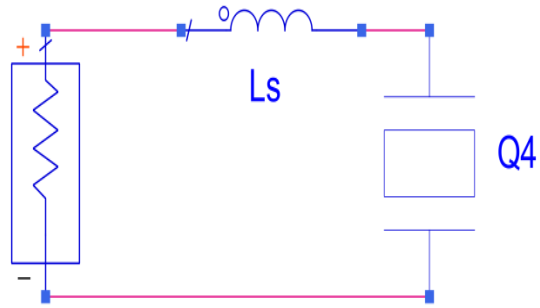




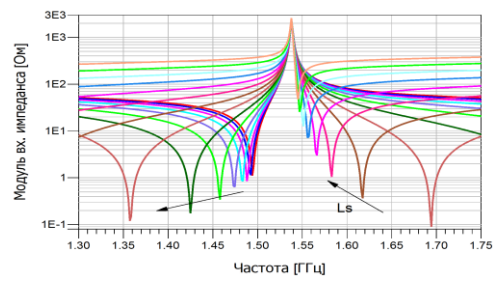
Додаток Л
(обов'язковий)

РОЗРОБКА АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ФІЛЬТРІВ

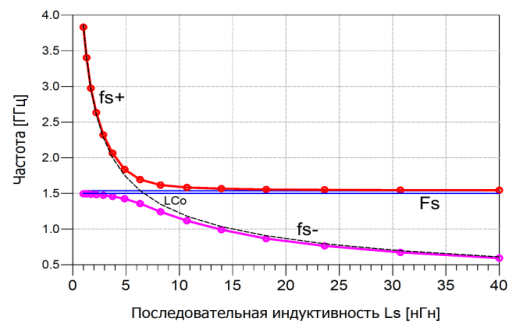
Схема резонатора з послідовною котушкою індуктивності (а), її модуль вхідного імпедансу для різних L_s (б), залежність послідовного резонансу від L_s (в) і перестраїваемість частоти (г)



а)



б)



в)

