

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

«На правах рукопису»
УДК 621.375.9

До захисту допущено
В.о. зав. кафедри
Андрій МОВЧАНЮК

«19» травня 2023 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-науковою програмою «Інтелектуальні технології
мікросистемної радіоелектронної техніки»**

**за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» на тему
«Вузькосмуговий підсилювач частоти комутації модуляційного
радіометра»**

Виконав
студент 2 курсу, групи РІ-01мнв
Вірченко Леонід Анатолійович

Керівник:
професор, д.т.н., Яненко Олексій Пилипович

Рецензент:
Доцент, к.т.н. Мартинюк С.Є.

Прізвище, ім'я, по батькові





_____ підпис

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань.
Студент (-ка) 

Київ – 2023 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-наукова програма «Інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної техніки»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.зав. кафедри

_____ Андрій МОВЧАНЮК

«___» _____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ

Вірченко Леоніда Анатолійовича

ПІБ студента

1. Тема дисертації «Вузькосмуговий підсилювач частоти комутації модуляційного радіометра»

затверджені наказом по університету від «10» травня 2023р №1722-с

2. Термін подання студентом дисертації 18 травня 2023р.

3. Об'єкт дослідження: процес фільтрування та підсилення сигналу у вибіркового вузькосмугового активному фільтрі частоти комутації модуляційного радіометра.

4. Предмет дослідження: температурна стабілізація АЧХ вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації з автоматичним підлаштуванням частоти АПЧ радіометричної системи.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- 1) Обґрунтувати вибір інструментів та методів для розробки фільтра
- 2) Провести аналіз та порівняння основних схем активних смугових фільтрів.
- 3) Дослідити вплив температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра.
- 4) Розробити електричну схему і друковану плату активного смугового фільтру з колами термостабілізації та автоматичним підлаштуванням частоти РС.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: презентація

7. Орієнтовний перелік публікацій

1. Яненко О.П., Перегудов С.М., Вірченко Л.А. «Особливості формування шумових параметрів модуляційного радіометра»// Матеріали: «ІХ Міжнародній науково-технічній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"-2020. РТПСАС-2020»

2. Яненко О.П., Перегудов С.М., Вірченко Л.А. «Дослідження параметрів вибіркового підсилювача та смугового фільтра модуляційного радіометра»// Матеріали: «ХІІ Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології-2021»»Житомир,2021

3. Яненко О. П., Вірченко Л. А. 2021. «Вибірковий підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра з температурною компенсацією АЧХ». Вісник Київського політехнічного інституту. Серія Приладобудування, вип. 62(2) (Грудень):88-95. [https://doi.org/10.20535/1970.62\(2\).2021.249163](https://doi.org/10.20535/1970.62(2).2021.249163).

4. Яненко О. П., Вірченко Л. А. «Вплив шумів на чутливість модуляційного радіометра та можливі шляхи їх зменшення»//Матеріали: ХХІ Міжнародної науково-технічної конференції «ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи», ПБФ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 17 – 18 травня 2022 р., Київ, Україна, 2022, 281 с.»

9. Дата видачі завдання 07.11.2021р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Узгодження та аналіз ТЗ з науковим керівником	Початок 07.11.21р-	Виконано
2	Проведення аналізу та розгляд схем вузькосмугових фільтрів	28.11.21р	Виконано
3	Аналіз впливу температури на центральну частоту фільтрів побудованих за схемами Саллена-Кея та множинних зворотніх зв'язків	23.12.21р	Виконано
4	Розробка та дослідження електричної схеми вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру	01.01.22р	Виконано
5	Конструювання друкованої плати вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру	31.01.22р.	Виконано
6	Моделювання вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в програмі	10.02.22р	Виконано
7	Експериментальне дослідження впливу температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра	05.03.22р	Виконано
8	Оформлення та підготовка до захисту магістерської дисертації	18.05.23р	Виконано
9	Захист магістерської дисертації	23.05.23р	Виконано

Студент

Леонід ВІРЧЕНКО

Науковий керівник

Олексій ЯНЕНКО

Реферат

Актуальність теми: Реєстрація електромагнітного слабкого НВЧ-випромінювання модуляційними радіометрами відкриває багато нових можливостей. Проте виникають труднощі пов'язані з забезпеченням необхідної чутливості радіометричних систем, оскільки це надзвичайно мала потужність яку дуже важко зареєструвати і на роботу РС впливає багато чинників що зменшують чутливість. В модуляційному радіометрі значний вплив на його чутливість має температурна нестабільність вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації яку можна усунути застосувавши автоматичну систему підлаштування частоти.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами: Дисертаційна робота виконана на кафедрі Національного технічного університету України "Київського політехнічного інституту імені Ігоря Сікорського".

Мета і задачі дослідження: Метою дослідження є розробка методів та засобів підвищення температурної стабільності схеми вибіркового підсилювача, в процесі його роботи, що сприяє збільшенню стабільності параметрів та ефективності модуляційного радіометра. Для досягнення поставленої мети, буде необхідно обґрунтувати вибір інструментів та методів для розробки фільтра, провести аналіз та порівняння основних схем активних смугових фільтрів, дослідити вплив температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра та розробити електричну схему і друковану плату активного смугового фільтру з колами термостабілізації та автоматичним підлаштуванням частоти РС.

Об'єкт дослідження: Об'єктом дослідження є процес фільтрування та підсилення сигналу у вибіркового вузькосмуговому активному фільтрі частоти комутації модуляційного радіометра.

Предмет дослідження: Предметом дослідження є температурна стабілізація АЧХ вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації з автоматичним підлаштуванням частоти АПЧ радіометричної системи.

Методи дослідження: Дослідження за допомогою програмного забезпечення: Multisim 14, MathCad та AltiumDesigner 19.1.9. та дослідне макетування смугового фільтру з використанням шафи термостату.

Наукова новизна одержаних результатів: На основі проведених досліджень отримано наступні результати: Оптимізовано результати дослідження та розроблено найбільш придатну конструкцію температуро стабільного фільтру. Досліджено можливі зміни вихідної напруги радіометра, які можуть виникнути за температурних впливів та зміщення меж АЧХ смугового фільтра обраної конструкції. Встановлено вплив діапазону критичних температур на характеристики фільтру, в якому фільтр задовольняє технічне завдання. Запропоновано автоматизований варіант корекції температурних впливів на АЧХ смугового фільтру введенням АПЧ у вибіркового вузькосмуговий підсилювач задля забезпечення характеристик менш сприйнятливих до змін температури навколишнього середовища.

Практичне значення одержаних результатів: Одержані результати дозволяють покращити роботу модуляційного радіометра, підвищити його температурну стабільність, що збільшить чутливість і точність вимірювання слабких сигналів, а також спростить процес вимірювань.

Апробація матеріалів дисертації: Основні положення та результати дослідження, що викладено у дисертації доповідалися та обговорювалися на: «XII Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології-2021». ІКТ-2021», «IX Міжнародній науково-технічній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"-2020. РТПСАС-2020» , «XXI Міжнародної науково-технічної конференції “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”, ПБФ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 17 – 18 травня 2022 р., Київ, Україна, 2022, 281 с.» та журнал «Вісник КПІ. Серія ПРИЛАДОБУДУВАННЯ, Вип. 62(2), 2021».

Публікації:

1. Яненко О.П., Перегудов С.М., Вірченко Л.А. «Особливості формування шумових параметрів модуляційного радіометра»// Матеріали: «IX Міжнародній науково-технічній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"-2020. РТПСАС-2020»
2. Яненко О.П., Перегудов С.М., Вірченко Л.А. «Дослідження параметрів вибіркового підсилювача та смугового фільтру модуляційного радіометра»//

Матеріали: «ХІІ Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології-2021»»Житомир,2021

3. Яненко О. П., Вірченко Л. А. 2021. «Вибірковий підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра з температурною компенсацією АЧХ». Вісник Київського політехнічного інституту. Серія Приладобудування, вип. 62(2) (Грудень):88-95. [https://doi.org/10.20535/1970.62\(2\).2021.249163](https://doi.org/10.20535/1970.62(2).2021.249163).
4. Яненко О. П., Вірченко Л. А. «Вплив шумів на чутливість модуляційного радіометра та можливі шляхи їх зменшення»//Матеріали: ХХІ Міжнародної науково-технічної конференції “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”, ПБФ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 17 – 18 травня 2022 р., Київ, Україна, 2022, 281 с.»

Ключові слова: Смуговий фільтр, АЧХ, температурна стабільність, радіометр, частота комутації.

Abstract

Actuality of theme: Registration of electromagnetic weak microwave radiation by modulation radiometers opens up many new possibilities. However, there are difficulties associated with ensuring the necessary sensitivity of radiometric systems, since it is an extremely low power that is very difficult to register and the operation of the RS is affected by many factors that reduce sensitivity. In the modulation radiometer, the temperature instability of the selective narrowband switching frequency amplifier has a significant effect on its sensitivity, which can be eliminated by applying an automatic frequency adjustment system.

Connection of work with scientific programs, plans, topics: The dissertation work was completed at the department of the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute".

The purpose and objectives of the study: The purpose of the research is the development of methods and means of increasing the temperature stability of the selective amplifier circuit during its operation, which helps to increase the stability of the parameters and the efficiency of the modulation radiometer. To achieve the goal, it will be

necessary to justify the choice of tools and methods for developing the filter, to analyze and compare the main circuits of active bandpass filters, and to develop an electrical circuit and printed circuit board of an active bandpass filter with thermal stabilization circuits and automatic RS frequency adjustment.

Object of study: The object of the study is the process of filtering and amplifying the signal in a selective narrowband active filter of the switching frequency of the modulation radiometer.

Subject of study: The subject of the study is the temperature stabilization of the frequency response of a selective narrowband switching frequency amplifier with automatic adjustment of the AFC frequency of the radiometric system.

Research methods: Research using software: Multisim 14, MathCad and AltiumDesigner 19.1.9. and experimental design of a band-pass filter using a thermostat cabinet.

Scientific novelty of the obtained results: Based on the conducted research, the following results were obtained: The research results were optimized and the most suitable design of the temperature-stable filter was developed. Possible changes in the output voltage of the radiometer, which may occur due to temperature effects and displacement of the frequency response limits of the bandpass filter of the selected design, have been investigated. The influence of the range of critical temperatures on the characteristics of the filter, in which the filter satisfies the technical task, is established. An automated version of the correction of temperature effects on the frequency response of a bandpass filter by introducing an AFC into a selective narrowband amplifier is proposed to ensure characteristics that are less sensitive to changes in ambient temperature.

Practical significance of the obtained results: The obtained results make it possible to improve the operation of the modulation radiometer, increase its temperature stability, which will increase the sensitivity and accuracy of measuring weak signals, as well as simplify the measurement process.

Approbation of dissertation materials: The main provisions and results of the research presented in the dissertation were reported and discussed at: "XII International Scientific and Technical Conference "Information and Computer Technologies-2021". ICT-2021", "IX International scientific and technical conference "Radio technical fields, signals, devices and systems"-2020. RTPSAS-2020", "XXI International scientific and technical conference "DEVICE BUILDING: state and prospects", PBF, KPI named after Igor Sikorsky, May 17-18, 2022, Kyiv, Ukraine, 2022, 281 p. and the journal Visnyk KPI. INSTRUMENT BUILDING series, Vol. 62(2), 2021".

Publications:

1. Yanenko O.P., Perehudov S.M., Virchenko L.A. "Peculiarities of the formation of noise parameters of a modulation radiometer"// Materials: "IX International Scientific and Technical Conference "Radio Fields, Signals, Devices and Systems"-2020. RTPSAS-2020"
2. Yanenko O.P., Perehudov S.M., Virchenko L.A. "Investigation of the parameters of the selective amplifier and bandpass filter of the modulation radiometer"// Materials: "XII International Scientific and Technical Conference "Information and Computer Technologies-2021"" Zhytomyr, 2021
3. Yanenko O. P., Virchenko L. A. 2021. "Sampling switching frequency amplifier of a highly sensitive radiometer with frequency response temperature compensation." Bulletin of the Kyiv Polytechnic Institute. Instrumentation series, vol. 62(2) (December):88-95. [https://doi.org/10.20535/1970.62\(2\).2021.249163](https://doi.org/10.20535/1970.62(2).2021.249163).
4. Yanenko O. P., Virchenko L. A. "The influence of noise on the sensitivity of the modulation radiometer and possible ways to reduce it"//Proceedings of the XXI International Scientific and Technical Conference "DEVICE CONSTRUCTION: Status and Prospects", PBF, KPI named after Igor Sikorsky, May 17-18, 2022, Kyiv, Ukraine, 2022, 281 p.

Key words: Bandpass filter, frequency response, temperature stability, radiometer, switching frequency.

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі «Радіоконструювання та виробництва радіоапаратури» та «Прикладної радіоелектроніки» Національного технічного університету України "Київського політехнічного інституту імені Ігоря Сікорського".

Науковий керівник: доктор технічних наук, професор Яненко Олексій Пилипович, Національного технічного університету України "Київського політехнічного інституту імені Ігоря Сікорського".

Зміст:

Реферат.....	4
Скорочення.....	12
Вступ.....	13
Розділ 1 Проведення аналізу та розгляд схем вузькосмугових фільтрів.....	18
1.1 Основні схеми та особливості побудови активних фільтрів.....	19
1.2 Типи частотних характеристик фільтрів.....	22
1.3 Основні параметри фільтрів	24
1.4 Розгляд впливу температури на стабільність номіналів елементів фільтру.....	26
1.5 Аналіз недоліків та переваг розглянутих типів фільтрів	29
Висновок.....	31
Розділ 2 Розробка та дослідження електричної схеми вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру.....	32
2.1 Аналіз впливу температури на центральну частоту фільтрів побудованих за схемами Саллена-Кея та множинних зворотніх зв'язків.....	35
2.2 Схема компенсації температурного впливу на параметри каналу перетворення модуляційного радіометра.....	36
2.3 Розрахунок основних елементів вибіркового фільтра частоти комутації модуляційного радіометра.....	40
Розділ 3 Ознайомлення з інструментами моделювання електричної схеми та конструювання друкованої плати вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру.....	53
3.1 Особливості використання програми NI Multisim для моделювання активного смугового фільтру.....	53

3.2 Вибір ЕРЕ схеми та моделювання їх розміщення.....	55
3.3 Використання програми Altium для трасування друкованої плати.....	56
Розділ 4 Моделювання та дослідження метрологічних характеристик вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра.....	66
4.1 Моделювання вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в програмі NI Multisim.....	66
4.2 Експериментальне дослідження впливу температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра.....	69
Висновок.....	72
Список використаних джерел.....	73
ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	75
Список використаних джерел.....	84
Додатки.....	85

Скорочення:

ОП-операційний підсилювач

VCVS –(voltage-controlledvoltage source) джерело напруги, керований напругою.

MFB -(MultipleFeedbackTopology)схема множинних зворотних зв'язків

АРП-автоматичне регулювання підсилення.

РС-радіотехнічні системи

VCR-(Voltage-ControlledResistors) резистор керований напругою.

ЗЗ-зворотній зв'язок

АРЧ-автоматичне регулювання частоти.

ТКО-температурний коефіцієнт опору

ТКС- температурний коефіцієнт ємності

Вступ

Актуальність теми.

В наш час сучасна НВЧ-електроніка стимулювала створення новітніх радіотехнічних засобів в області вимірювання слабких мікрохвильових сигналів, що сприяє використанню радіометричних засобів в медицині, радіоастрономії, біології, навігації, системах захисту інформації, радіолокаційних системах, метеорології, фізиці плазми .

Перспективним є використання радіометричної апаратури для ранньої діагностики захворювань, пов'язаних з наявністю термонеоднородностей в організмі людини, а також для дослідження електромагнітних полів та випромінювання біооб'єктів і організму людини, що характеризують обмін інформацією між клітинами всередині живого організму.

Реєстрація електромагнітного слабкого НВЧ-випромінювання біологічних об'єктів відкриває багато нових можливостей для сучасної медицини. Проте виникають деякі труднощі пов'язані з забезпеченням необхідної чутливості радіометричних систем. Інтегральна потужність НВЧ-випромінювання шкіри людини при температурі 36.6°C сягає $4.275 \cdot 10^{-13}$ Вт[1].

Виникають труднощі пов'язані з забезпеченням необхідної чутливості радіометричних систем, оскільки це надзвичайно мала потужність яку дуже важко зареєструвати і на роботу РС впливає багато чинників що зменшують чутливість. В модуляційному радіометрі значний вплив на його чутливість має температурна нестабільність вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації яку можна усунути застосувавши автоматичну систему підлаштування частоти.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами:

Дисертаційна робота виконана на кафедрі Національного технічного університету України "Київського політехнічного інституту імені Ігоря Сікорського".

Мета і завдання дослідження:

В модуляційному радіометрі значний вплив на його чутливість має температурна нестабільність вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації. Тому метою дослідження є розробка методів та засобів підвищення

температурної стабільності схеми вибіркового підсилювача, в процесі його роботи, що сприяє збільшенню стабільності параметрів та ефективності модуляційного радіометра.

Завдання:

1. Обґрунтувати вибір інструментів та методів для розробки фільтра
2. Провести аналіз та порівняння основних схем активних смугових фільтрів.
3. Дослідити вплив температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра.
4. Розробити електричну схему і друковану плату активного смугового фільтру з колами термостабілізації та автоматичним підлаштуванням частоти РС.

Технічні вимоги для проектування вибіркового фільтра:

1. Вхідний сигнал 10-20 мВ.
2. Центральна частота 1кГц.
3. Смуга пропускання по рівню 3дБ: $BW_{3db} = 40\text{Гц}$
4. Коефіцієнт підсилення 50-100 раз=34-40дБ
5. Сигнал вихідний до 1В.

Об'єкт дослідження:

Об'єктом дослідження є процес фільтрування та підсилення сигналу у вибіркового вузькосмуговому активному фільтрі частоти комутації модуляційного радіометра.

Предмет дослідження:

Предметом дослідження є температурна стабілізація АЧХ вибіркового вузькосмугового підсилювача частоти комутації з автоматичним підлаштуванням частоти АПЧ радіометричної системи.

Методи дослідження:

Дослідження за допомогою програмного забезпечення: Multisim 14, MathCad та AltiumDesigner 19.1.9. та дослідне макетування смугового фільтру з використанням шафи термостату.

Наукова новизна одержаних результатів:

На основі проведених досліджень отримано наступні результати:

1. Оптимізовано результати дослідження та розроблено найбільш придатну структурну схему і конструкцію температуро стабільного фільтру для забезпечення роботи та покращення характеристик модуляційного радіометра.
2. Досліджено можливі зміни вихідної напруги радіометра, які можуть виникнути за температурних впливів та зміщення меж АЧХ смугового фільтру обраної конструкції.
3. Встановлено вплив діапазону критичних температур на характеристики фільтру (чутливість), в якому фільтр задовольняє технічне завдання.
4. Вдосконалено вибіркоковий вузькосмуговий підсилювач введенням АПЧ задля забезпечення характеристик менш сприйнятливих до змін температури навколишнього середовища, що підвищило його стабільність. Запропоновано варіант корекції температурних впливів на АЧХ смугового фільтру.

Практичне значення одержаних результатів:

Одержані результати дозволяють покращити роботу модуляційного радіометра, підвищити його температурну стабільність, що збільшить чутливість і точність вимірювання слабких сигналів, а також спростить процес вимірювань. Дослідження та порівняння різних схем побудови фільтрів на операційних підсилювачах дозволить розробникам обирати більш відповідні рішення для своїх розробок.

Особистий внесок здобувача:

Основні положення дисертації отримано автором самостійно ґрунтуючись на попередніх дослідженнях на обладнанні кафедри «Радіоконструювання та виробництва радіоапаратури» та «Прикладної радіоелектроніки» Національного технічного університету України "Київського політехнічного інституту імені Ігоря Сікорського"[1]. Автором створено порівняльний огляд різних схем побудови

смугових фільтрів на операційному підсилювачі, проаналізовано характеристики схем побудови смугових фільтрів на операційних підсилювачах, поліпшено та оптимізовано активний смуговий фільтр модуляційного радіометра задля покращення стабільності роботи радіометра.

Також автором на основі проведених досліджень та обраних схем побудови активних фільтрів створено діючий робочий макет вибіркового фільтра частоти комутації та проведено його випробовування температурну стабільність і сумісність з вже існуючим модуляційним радіометром.

Апробація матеріалів дисертації:

Основні положення та результати дослідження, що викладено у дисертації доповідалися та обговорювалися на: «XII Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології-2021». ІКТ-2021», «IX Міжнародній науково-технічній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"-2020. РТПСАС-2020» , «XXI Міжнародної науково-технічної конференції “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”, ПБФ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 17 – 18 травня 2022 р., Київ, Україна, 2022, 281 с.» та журнал «Вісник КПІ. Серія ПРИЛАДОБУДУВАННЯ, Вип. 62(2), 2021».

Структура та обсяг дисертації

Дисертаційна робота складається із змісту, переліку умовних позначень, вступу, 5-х розділів, висновків, списку використаних джерел містить: 72-ілюстрацій, 3-таблиці, 102-сторінок.

Основний зміст роботи

У **вступі** доводиться актуальність виконаної роботи, сформовано мету, об'єкт та предмет дослідження. Розкривається практичне значення роботи. Вказано зв'язок роботи з освітніми програмами, темами, дослідженнями. Зазначено наукову новизну, данні про апробацію, особистий внесок здобувача та структуру дисертаційної роботи.

У **першому розділі** розглянуто основні схеми побудови активних фільтрів на операційному підсилювачі такі як: Саллена-Кея або voltage-controlled voltage-source (VCVS) filter topology, схема множинних зворотних зв'язків Multiple Feedback

Topology(MFB) або схема Рауха. Їх недоліки і переваги та обґрунтування вибору схеми побудови фільтру, ознайомлення з SPICE.

У **другому розділі** проведена розробка схеми компенсації температурного впливу на чутливість модуляційного радіометра, а саме: розроблена функціональна схема, проведено вибір та розрахунок ланок фільтру, детектора, суматора керуючого сигналу, параметрів джерела живлення, проведено дослідження параметрів, що впливають на метрологічні характеристики модуляційного радіометра.

У **третьому розділі** ознайомлення з програмою NI Multisim, розглянуто вибір елементарної бази радіо елементів, в програмі Altium Designer розроблена друкована плата та 3D вигляд готового вузла та розглянуто особливості роботи з Altium Designer.

У **четвертому розділі** наведено результати моделювання температурного впливу на опір елементів фільтру у програмі NI Multisim та результати експериментального дослідження температурного впливу на зміщення центральної частоти смугового фільтру.

Розділ 1 Проведення аналізу та розгляд схем вузькосмугових фільтрів

Фільтр – це пристрій, що забезпечує частотні перетворення вхідного сигналу виділяючи з спектру поданих на його вхід коливань задані складові та придушуючи інші компоненти сигналу. Фільтри поділяються на активні та пасивні фільтри. Пасивні фільтри також їх називають RLC-фільтрами– це фільтри виготовлені з пасивних елементів: опорів, індуктивностей, та ємностей. Активні фільтри складаються з опорів, ємностей та операційних підсилювачів, крім фільтрації вони можуть підсилювати сигнал.

Переваги активних фільтрів

Активні фільтри на операційних підсилювачах в порівнянні з пасивними RLC-фільтрами мають багато переваг. Відсутність котушок індуктивності є однією з них. На частотах від 1 Гц до 1 МГц котушки індуктивності занадто великі для використання у ІМС і дорогі. Придатність до реалізації у вигляді ІМС також відноситься до переваг, що у сучасний час мініатюризації електроніки відіграє велику роль. Так як попри все зараз неможливо створити індуктивність достатнього номіналу в такому виконанні. Активні фільтри забезпечують розв'язку між своїми входом і виходом завдяки чому вони мають передавальні характеристики не чутливі до навантаження, а RLC-фільтри навпаки чутливі до навантаження. Ще однією перевагою активних фільтрів є те що вони посилюють сигнал. RLC-фільтри завжди вносять затухання сигналу через розсіювання потужності у пасивних компонентах у вигляді теплового випромінювання. До переваг активних фільтрів також можна віднести кращу вибірковість та легкість налаштування.

Недоліки активних фільтрів

Очевидним мінусом є необхідність у джерелі живлення. Іншим недоліком є те що, діапазон частот на якому може працювати операційний підсилювач в верхній частині обмежений максимальною робочою частотою. Через це багато активних фільтрів може працювати лише на частотах не більше кількох мегагерц, дорожчі операційні підсилювачі можуть забезпечити роботу фільтрів на більш високих частотах ніж дешевші також ця проблема вирішується застосуванням спеціальних схем активних фільтрів. Також активні фільтри викликають додаткові нелінійні

спотворення у оброблюваному сигналі. Чим краще операційні підсилювачі робляться виробниками тим кращі їх частотні характеристики і верхня робоча частота активних фільтрів буде більшою. Проте це впливає на вартість операційних підсилювачів, а отже й на вартість розроблених пристроїв. Також вартість залежить від інших параметрів таких як рівень шумів максимальна напруга, швидкодія та інше.

1.1 Основні схеми та особливості побудови активних фільтрів

Фільтр на основі схеми Саллена-Кея

Схема Саллена-Кея, також відома як кероване напругою джерело напруги (VCVS), була запропонована в 1955 р. Р. П. Салленом та Е. Л. Кейєм. Ця схема активних фільтрів одна з найпоширеніших.

Схема Саллена-Кея має найменшу залежність характеристик фільтра від характеристик операційного підсилювача порівняно з іншими, оскільки операційний підсилювач працює не як інтегратор, що зменшує вимоги до ширини пропускання операційного підсилювача.

Таким чином для операційного підсилювача використовуючи таку схему можна створити фільтр який може працювати на більш високій частоті, ніж фільтри побудовані на інших схемах. Крім того можна використовувати схеми підсилювачів струму з зворотнім зв'язком, що робить більшу пропускну здатність фільтра. Фаза сигналу через фільтр незмінна (неінвертуюча конфігурація).

Щоб перетворити фільтр низьких частот у фільтр високих частот, міняємо конденсатори та опори місцями[2].

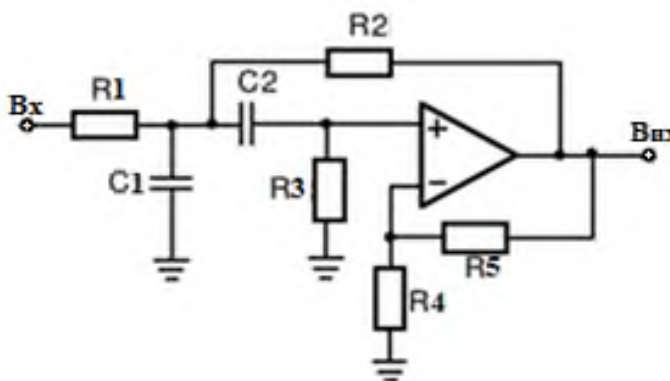


Рис. 1.1 Схема Саллена-Кея

В цьому фільтрі опори мають наступні величини: $R_3 = 2R$, $R_1 = R_2 = R$.

Основні параметри фільтра:

Центральна частота:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} . \quad (1.1)$$

Внутрішній власний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача (коефіцієнт підсилення при розімкненому колі ЗЗ):

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} . \quad (1.2)$$

Підсилення на центральній частоті:

$$A_0 = \frac{G}{3-G} . \quad (1.3)$$

Добротність:

$$Q = \frac{1}{3-G} . \quad (1.4)$$

Необхідно щоб внутрішній коефіцієнт підсилення G не наближувалось до 3 тому, що A_0 збільшиться до нескінченності і буде спостерігатись самозбудження. Номінали резисторів R розраховуються для заданої частоти f_0 при обраному значенні ємності C за формулою:

$$R = 1/(2\pi f_0 C) . \quad (1.5)$$

Через зв'язок між Q і A_0 існує декілька варіантів розрахунку резистора R_2 , що визначає підсилення на центральній частоті:

$$R_2 = \frac{2A_0 - 1}{1 + A_0} \quad (1.6)$$

Або

$$R_2 = (2Q - 1)/Q [3] . \quad (1.7)$$

Фільтр на основі схеми множинних зворотних зв'язків

Фільтр на основі схеми множинних зворотних зв'язків, це доволі вживана конструкція в якій операційний підсилювач працює як інтегратор.

У такій конструкції більше спостерігається вплив параметрів операційного підсилювача на передавальну функцію в порівнянні з схемою Саллена-Кея.

В фільтрах на основі схеми множинних зворотних зв'язків існує складність створення високо доботної ВЧ ланки через обмежений коефіцієнт підсилення незамкненого контуру підсилення (Open-loopgain).

Коефіцієнт підсилення активного фільтру без зворотного зв'язку на операційних підсилювачах повинен бути 20 дБ (10 разів) вище амплітудної характеристики на резонансній частоті (чи граничній частоті для ФНЧ, ФВЧ) в яку входить пік, що з'являється завдяки добротності фільтра. Цей пік призведе до появи амплітуди A_0 :

$$A_0 = HQ \quad (1.8)$$

де H - коефіцієнт підсилення.

При проходженні сигналу через фільтр інвертується фаза сигналу на 180° [4,5].

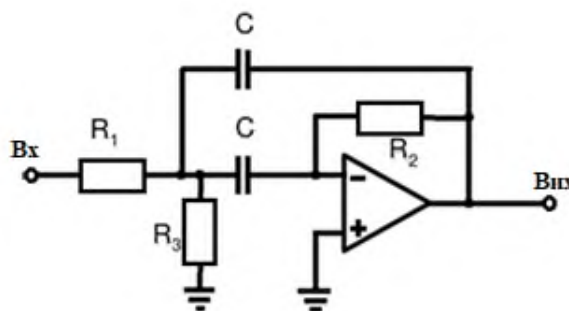


Рис. 1.2 Схема множинних зворотних зв'язків

Формула що описує передавальну характеристику смугового фільтру:

$$A(s) = \frac{-\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C \omega_0 \times s}{1 + \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega \times s + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \times \omega_0^2 \times s^2} \quad (1.9)$$

Центральна частота:

$$f_0 = \frac{1}{\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (1.10)$$

Коефіцієнт підсилення на центральній частоті:

$$A_0 = R_2 / (2R_1). \quad (1.11)$$

Добротність:

$$Q = \pi f_0 R_2 C. \quad (1.12)$$

Смуга пропускання:

$$B = 1/(\pi R_2 C). \quad (1.13)$$

Фільтри з множинним ЗЗ забезпечують можливість незалежно один від одного налаштувати наступні параметри: підсилення A_0 , добротність Q , і центральну частоту f_0 . Значення R_3 не впливає на коефіцієнт підсилення та смугу пропускання, це дає можливість застосувати задля налаштування центральної частоти фільтру не впливаючи на інші параметри резистор R_3 . При незначній добротності можна використовувати фільтр баз опору R_3 проте з'являється зв'язок між добротністю та коефіцієнтом підсилення на центральній частоті:

$$-A_0 = 2Q^2 [3,5]. \quad (1.14)$$

Біквадратний фільтр

Біквадратний фільтр - це активний фільтр, що має квадратичні поліноми в знаменнику та чисельнику передатної функції (він має два нулі та два полюси). Біквадратні фільтри просто поєднувати послідовно і створювати фільтри з великою кількістю каскадів.

Біквадратний фільтр складається з інтегратора послідовно з'єданого з інвертуючим інтегратором та інвертуючого підсилювача. При зміні центральної частоти фільтра ширина полоси пропускання не змінюється проте змінюється добротність.

1.2 Типи частотних характеристик фільтрів

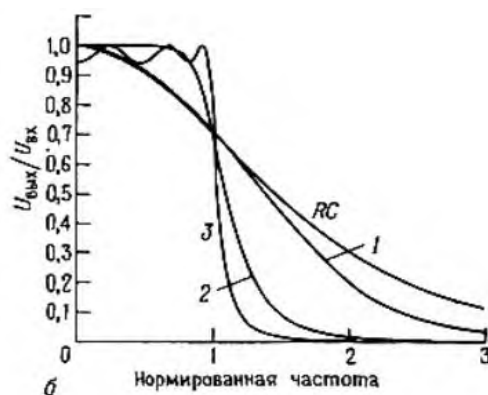


Рис.1.3 Характеристики 6-полюсних фільтрів нижніх частот в лінійному масштабі. Позначення: 1 - фільтр Бесселя; 2 - фільтр Баттерворта; 3 - фільтр Чебишева (при рівні пульсацій 0,5 дБ), RC — характеристика RC-фільтра [5].

Фільтр Баттерворта

Фільтр з характеристикою Баттерворта застосовують коли необхідно обирати між фазо-частотною характеристикою та придушенням сигналу. Характеристика такого фільтра «максимально плоска», це означає, що вона дуже близька до пласкої в межах смуги пропускання. Тобто в смузі пропускання немає пульсацій(в смузі затримки їх теж немає), це досягається завдяки великій ширині області переходу між смугою пропускання та смугою затримки. Нормовані полюси розташовуються на одиничному колі.

Знаючи розташування полюсів можна визначити ω_0 і α (або Q) для розрахунку значень компонентів фільтра. Створено таблиці в яких наведено нормовані данні для проектування фільтрів[6].

Через те що фільтр має нелінійну ФЧХ, залежність часу необхідного для проходження сигналу через фільтр від частоти нелінійна. І при подачі імпульсу або ступінчастого сигналу на фільтр Баттерворта на виході можна спостерігати викид. Якщо необхідно мати рівномірний коефіцієнт підсилення в смузі частот то доцільно використовувати саме фільтр Баттерворта.

Фільтр Чебишева

Характеристика фільтра Чебишева має пульсації у смузі пропускання але рівномірна в смузі придушення, також має меншу перехідну область як недолік трохи гірші перехідні характеристики ніж у фільтра Баттерворта такого ж порядку. Амплітуда пульсацій задається на стадії проектування на рівні 0.5, 1, 2, 3 дБ. При збільшенні рівня пульсацій можна отримати більш крутий нахил перехідної ділянки характеристики фільтра.

Фільтр Чебишева застосовується коли необхідно мати перехідну ділянку характеристики з дуже крутим нахилом. Недоліком є наявність пульсацій в смузі пропускання[7].

Фільтр Бесселя

Фільтр Бесселя має лінійну фазо-частотну характеристику тобто цей фільтр має постійну затримку в смузі пропускання. Через це запізнення сигналу по фазі на виході фільтра до сигналу на вході лінійно зростає з збільшенням частоти. Пульсацій немає.

Завдяки цим властивостям він підходить для фільтрування прямокутних сигналів без зміни їх форми.

Полюси фільтра Бесселя розміщуються на колі, відстань між проекціями полюсів на уявну вісь дорівнює $2/n$, де n -номер полюса, по осі уявній. При цьому верхні та нижні полюси розташовані на відстані $1/n$ від інших полюсів.

Фільтр Бесселя має частоту зрізу яку можна знайти як частота, на якій запізнювання по фазі однакова з половиною максимально можливого для цього фільтра запізнювання:

$$Q(f_{cp}) = \frac{Q_{\max}}{2} = \frac{n\pi/2}{2}, \text{ рад} \quad (1.15)$$

де n - порядок фільтра, Q - затримка по фазі[8].

Інші типи фільтрів

Також існують інші типи фільтрів крім вище згаданих фільтрів Баттерворта, Бесселя та Чебешева є зворотній фільтр Чебишева як окрема реалізація, еліптичний фільтр та параболічний фільтри.

Параболічні фільтри мають добру імпульсну характеристику. Еліптичний фільтр має характеристику з дуже крутим нахилом на перехідній ділянці і нерівномірну характеристику у смугах пропускання та придушення. Зворотний фільтр Чебишева має характеристику що рівномірна в смузі пропускання і має зубці в смузі придушення.

1.3 Основні параметри фільтрів

Коефіцієнт загасання α визначає форму характеристики на перехідній ділянці і вид викиду характеристики в смузі пропускання поблизу перехідної ділянки. Таким чином, коефіцієнт загасання визначає форму частотної характеристики фільтра, іншими словами його тип. Наприклад фільтр Баттерворта другого порядку має коефіцієнт загасання $\alpha=1.414$, а фільтр Чебишева другого порядку з нерівномірністю 3 дБ має $\alpha = 0.766$. Одна і та ж схема в залежності від вибору значень її компонентів може діяти як фільтр Бесселя, фільтр Баттерворта або фільтр Чебишева, тому що форма частотної характеристики фільтра визначається коефіцієнтом загасання[9].

Добротність Q пов'язує середню частоту смуги пропускання і її ширину на рівні 3 дБ. Чисельно добротність дорівнює:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{(f_2 - f_1)} \quad (1.16)$$

де $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ - середня частота, f_1 - нижня частота зрізу на рівні 3 дБ, f_2 - верхня частота зрізу на рівні 3 дБ.

Для активних фільтрів

$$Q = \frac{1}{\alpha} \quad (1.17)$$

Графічно значення Q може бути визначено як відстань між лінією 0 дБ і вершиною викиду на АЧХ фільтра.

Коефіцієнт підсилення в смузі пропускання K_{Π} активного фільтра дорівнює відношенню вихідної напруги до вхідного[9]:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (1.18)$$

,де $U_{\text{вх}}$ - напруга на вході фільтра; $U_{\text{вих}}$ - напруга на виході фільтра.

Передавальна функція смугового фільтра

Для того щоб отримати передавальну функцію смугового фільтра другого порядку необхідно використовувати вираз:

$$\frac{1}{\Delta\Omega} \left(s + \frac{1}{S} \right) \quad (1.19)$$

де S -комплексна частото залежна змінна, що дозволяє описати будь який сигнал, що змінюється у часі: $S = j\omega + \sigma$.

Для смугового фільтра першого порядку з передатною функцією:

$$A(S) = \frac{1}{1 + S} \quad (1.20)$$

S замінюється на (5):

$$S \leftrightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(s + \frac{1}{S} \right) \quad (1.21)$$

З чого отримуємо узагальнену передавальну функцію смугового фільтра другого порядку:

$$A(S) = \frac{A_0 \times \Delta\Omega \times S}{1 + \Delta\Omega S + S^2} \quad (1.22)$$

Для розрахунку смугових фільтрів

При розробці смугових фільтрів головне значення мають параметри, що називаються коефіцієнтом підсилення на центральній частоті A_0 і добротністю Q , що характеризує вибірковість фільтра.

Замінюємо $\Delta\Omega$ на $1 / Q$ отримуючи:

$$A(S) = \frac{\frac{A_0}{Q} \times S}{1 + \frac{1}{Q} \times S + S^2} \quad (1.23)$$

На Рис. 1.4 наведені нормалізовані АЧХ смугового фільтра другого порядку при різних значеннях його добротності[3]:

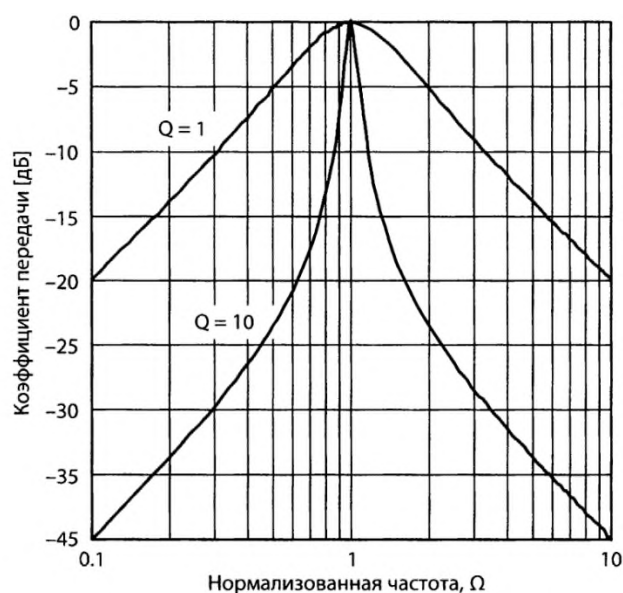


Рис. 1.4 АЧХ смугового фільтра другого порядку.

1.4 Розгляд впливу температури на стабільність номіналів елементів фільтру

Активні фільтри складаються з резисторів, конденсаторів та операційних підсилювачів. Найбільший вплив на характеристики фільтрів мають номінали резисторів та ємностей.

Вплив температури на опори

При нагріванні питомий опір металів збільшується через більшу швидкість руху атомів в матеріалах з яких вони виготовленні. У електролітів і вугілля питомий опір при

підвищенні температури, зменшується через те, що у них стає більше вільних іонів та електронів. Тому опір резисторів залежить від температури і ця залежність називається тепловими характеристиками, що можна виразити через температурний коефіцієнт опору (ТКО), він відображає зміну опору при зміні температури на $1^{\circ}\text{C}(\text{K})$ [10]:

$$TKO = \alpha = \frac{\Delta R}{\Delta T} \frac{1}{R} = \frac{(R_2 - R_1)}{(T_2 - T_1)} \frac{1}{R_1} \quad (1.24)$$

де ΔR - зміна опору; ΔT - зміна температур; R - початковий опір.

$$R_2 = R_1 \cdot (1 + \alpha (T_2 - T_1)) \quad (1.25)$$

де R_1 - опір при температурі T_1 ; R_2 - опір при температурі T_2 ; α - ТКО; T_1 - початкова температура; T_2 - температура, що змінилась.

В розроблюваному фільтрі використовуються МЛТ резистори. МЛТ-металоплівкові, лаковані, теплостійкі.

До переваг МЛТ резисторів належать [11]:

- висока термостійкість резисторів;
- низький коефіцієнт напруги (зміна величини опору при різних прикладених напругах);
- низький рівень власних шумів;
- широкий діапазон номінальних значень опору;
- гарні частотні характеристики;
- стабільність, вологостійкість.

Недоліком цих резисторів є їх мала стійкість до імпульсних навантажень внаслідок неоднорідності структури провідної плівки. Локальні перегріву виникають в місцях мікронеоднородностей під час імпульсного режиму, що призводить до руйнування плівки.

Температурний коефіцієнт опору резисторів не більше $\pm 20 \cdot 10^{-4} \text{град}^{-1}$.

Характерною особливістю металоплівкових резисторів є те, що вони можуть мати як позитивний, так і негативний ТКО залежно від конкретних типів резисторів, що необхідно враховувати при застосуванні [11].

Діапазон номінальних значень опорів, Ом	ТКО*10 ⁻⁶ , 1/°C, не більше в інтервалі температур, °C	
	Від -60 до +20	Від -20 до +125
$\leq 10 \times 10^3$	± 1200	± 600
$11 \times 10^3 \dots 1 \times 10^6$	± 1200	± 700
$\text{більше } 1 \times 10^6$	± 1200	± 1000

Таблиця 1.1 Температурний коефіцієнт опору МЛТ резисторів[12].

Вплив температури на конденсатори

Ємність C конденсаторів також залежить від їх температури, через залежність діелектричної проникності діелектрика від температури, а також лінійного розширення діелектрика чи металу обкладинок.

Теплові характеристики конденсаторів можна виразити через температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ):

$$TKC = \frac{C_2 - C_1}{(T_2 - T_1)C_1} = \frac{\Delta C}{\Delta T C} \quad (1.26)$$

де C_1 , C_2 – ємність при температурах T_1 та T_2 (граничні температури експлуатації).

Керамічні конденсатори мають $TKC = (-3300 \dots +100) \cdot 10^{-6} K^{-1}$.

Далі наведено залежності ємності конденсаторів від температури:

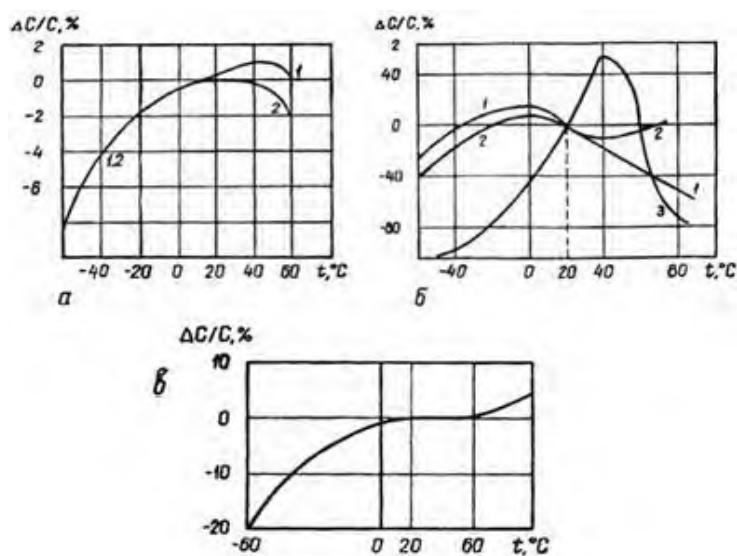


Рис. 1.7 Залежність ємності від температури: а- герметизованих металопалієрових (1-одношарових, 2-багатошарових); б-керамічних низькочастотних(1-тип Н70, 2-тип Н30, 3-тип Н90); в- танталових [13].

Теоретично зміна температури призводить до відхилення значень параметрів елементів схем від номінальних. Зміну номіналів конденсаторів можна усунути застосовуючи танталові конденсатори або керамічні ультростабільні конденсатори з діелектриком типу C0G(NP0). Подібні керамічні конденсатори виготовляють наприклад компанії: KEMET, VISHAY, SAMSUNG та інші. ТКЄ C0G(NP0) конденсаторів дорівнює $TKC = \pm 30 \cdot 10^{-6} K^{-1}$ в робочому температурному діапазоні. Отже застосувавши подібні конденсатори можна розглядати лише вплив температури на резистори.

1.5 Аналіз недоліків та переваг

При розробці смугових фільтрів першочергове значення має коефіцієнт підсилення на центральній частоті A_0 та добротність Q , що характеризує вибірковість фільтра. Тому залежність цих параметрів між собою або від інших величин досить суттєво впливає на вибір тієї чи іншої схеми побудови фільтру.

Недоліки та переваги схеми Саллена-Кея

Перевагою схеми Саллена-Кея є те, що максимальна частота фільтру не залежить від максимальної частоти операційного підсилювача, завдяки чому можна спроектувати більш високочастотний фільтр ніж на інших схемах фільтрів. Фаза в цьому фільтрі не інвертується.

Недоліком є неможливість незалежного регулювання Q і A_0 .

Ще однією перевагою цієї конфігурації є те, що розкид значень опорів та конденсаторів низький, що вигідно для технологічності виготовлення. Величини частоти та Q дуже чутливі до значення коефіцієнта підсилення. Схема Саллена-Кея дуже чутлива до значень елементів, особливо для застосунків із високим Q .

Хоча фільтр Саллена-Кея широко використовується, серйозним недоліком є те, що фільтр важко налаштовується через взаємодію значень компонентів на f_0 і Q . Іншим обмеженням є відносно низьке досяжне максимальне значення Q .

Недоліки та переваги схеми множинних зворотних зв'язків

У фільтрах з множинними зворотними зв'язками є можливість незалежного регулювання добротності Q , підсилення A_0 і центральної частоти f_0 . Ширина смуги пропускання і коефіцієнт підсилення не залежать від значення R_3 . З цієї причини резистор R_3 можна використовувати для зміни центральної частоти фільтру без

впливу на смугу пропускання або коефіцієнт підсилення. При малих значеннях Q фільтр може працювати і без резистора R_3 , проте в цьому випадку Q виявляється пов'язаною з A_0 співвідношенням

$$|A_0| = 2Q^2. \quad (1.27)$$

Недоліки та переваги біквадратного фільтру

Ця схема широко використовується в застосуваннях із низькою Q (<20). Біквадратний фільтр дозволяє дещо налаштувати резонансну частоту f_0 проте змінюється й добротність Q , але смуга пропускання залишається сталою.

Також головними недоліками біквадратних фільтрів є підвищене число активних елементів: три операційних підсилювача та шість резисторів на кожну ланку. Ще одним з недоліків цього фільтру є необхідністю забезпечення однакової ємності конденсаторів, точність необхідна порядку 2%.

Аналіз публікацій

В роботі розглядається подібний принцип автопідлаштування частоти відповідно до описаного у публікаціях принципу [14] проте існує ряд відмінностей. Там сигнал з підсилювача поступає на частотний дискримінатор з якого пропорційна напруга або струм підсилюється, фільтрується ФНЧ і через керуючий елемент подається на гетеродин і підлаштовує його частоту задля компенсації розладу частот. По-перше подібна схема має занадто багато елементів що схильні до температурного дрейфу параметрів. По-друге система ЧАПЧ чутлива до рівня сигналу на вході системи через те що рівень регульованої напруги залежить від рівня вхідного сигналу з цим борються збільшуючи сталу часу фільтру але це призводить до збільшення часу виміру.

З вище викладеного можна зробити висновок що задля компенсації температурного впливу на параметри смугового фільтру більш раціонально використовувати простішу систему з меншою кількістю елементів схильних до температурного впливу.

Подібна система розглядається в даній роботі.

Висновок

Для конструювання смугового фільтру краще застосувати або схему Саллена-Кея або схему множинних зворотних зв'язків. Схема біквадратного фільтру мало підходить для застосування в даному випадку оскільки має підвищене число активних елементів, низьке підсилення, складність та необхідність забезпечення однакової ємності конденсаторів.

Схема множинних зворотних зв'язків має більшу залежність передавальної функції від параметрів операційного підсилювача. Також недоліком схеми множинних зворотних зв'язків є те, що коефіцієнт підсилення на центральній частоті і добротність повинні задовольняти наступні умови:

$$|A_0| < 2Q^2$$

Проте в Саллена-Кея є залежність між центральною частотою та добротністю. Також схема Саллена-Кея дуже чутлива до значень елементів, особливо в фільтрах із високою добротністю Q . Для остаточного вибору схеми побудови фільтру необхідно дослідити як поведуть ці дві схеми фільтрів при впливі підвищення температури на номінали їх резисторів.

Розділ 2 Розробка, моделювання та дослідження електричної схеми вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру

У радіометрах компенсаційного та кореляційного типу існують шкідливі шумові компоненти які зменшують чутливість через збільшення рівня флуктуацій показника індикатора або мають рівень вищий за рівень корисного сигналу. Такі компоненти мають назву: тепловий шум та флікер-шум рис.2.1. Тому більш перспективними є модуляційні радіометри, які мають високу чутливість та дозволяють реєструвати сигнали, що мають потужність набагато нижчу ніж потужність власних шумів радіометричного каналу при більш простій та надійній конструкції ніж радіометри компенсаційного та кореляційного типу.

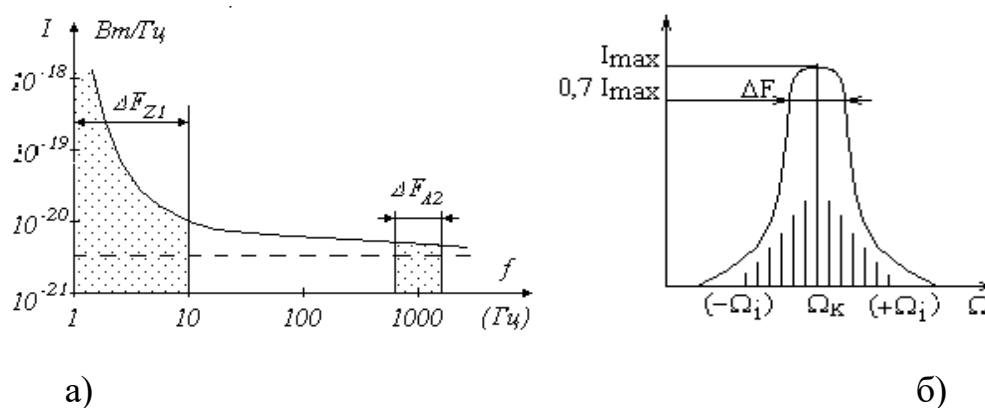


Рис. 2.1 Розподіл інтенсивності флікер-шуму (а) та складових термодинамічних флуктуацій, наближених до частоти комутації (б) [15].

Вплив флікер-шуму усувається завдяки тому, що частота комутації та смуга пропускання ΔF_{A2} фільтра підсилювача $A2$ вибираються так, щоб забезпечити якнайбільше пригнічення низькочастотних складових флікер-шуму. Це забезпечують відсунувши якнайдалі по частоті центральну частоту фільтру від смуги частот в якій знаходяться флікер-шуми. Так частота 1кГц цілком задовольняє цю умову, тобто флікер-шум там подавляються. Проте через фільтр підсилювач $A2$ частково проходять складові теплового шуму $(\Omega \pm \Delta\Omega_i)$. Ці складові близькі до частоти комутації та формують шум низької частоти на виході синхронного детектора $U2$, що усувається застосуванням ФНЧ.

Далі наведемо залежність рівня теплового шуму Рис. 2.2, розрахованого за формулою Найквіста при 20°C (293K) від ширини смуги пропускання фільтра $\Delta F_{вихсф}$.

Формула Найквіста описується виразом [16]:

$$P = kT\Delta f \quad (2.1)$$

де: k – стала Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$; T – термодинамічна температура об'єкту; Δf – смуга частот, аналізу (виміру).

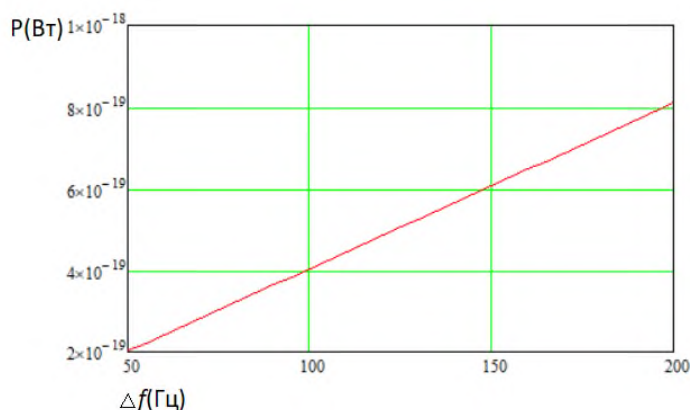


Рис. 2.2 Залежність рівня теплового шуму.

Якщо обмежитися тільки впливом теплових шумів (за частоти комутації $> 0,5$ кГц), то за різних смуг пропускання фільтра частоти комутації потужність завади буде також різною, чим менша смуга пропускання тим менша потужність шумів що проходять через фільтр. Теоретично вигаиш у чутливості можна отримати за діапазону ширини смуги пропускання фільтру 10–100 Гц, що може скласти до 10 разів[1,10].

Далі введемо **коефіцієнт перетворення спектра**, як відношення смуги пропускання вибіркового підсилювача до смуги на його вході.

$$K_{прс} = \frac{\Delta F_{вихсф}}{\Delta f_{вхсф}} < 1. \quad (2.2)$$

Коефіцієнт перетворення спектра прямо пропорційний до смуги фільтру, збільшення смуги на 50 Гц супроводжується збільшенням коефіцієнта перетворення спектра на 0.05.

Важливим елементом схеми, який впливає на чутливість радіометра є високо добротний вузькосмуговий вибіркового підсилювач А2, налаштований на частоту перемикачів комутатора S1 модуляційного радіометра. Вузькосмуговий вибіркового

підсилювач А2 призначений для виділення сигналу частоти комутації та максимального фільтрування шумових компонентів вхідного сигналу.

На рис.2.2 приведено реальний сигнал на вході підсилювача А2, що містить шумами радіометричного каналу модуляційного радіометра Амплітуда виділеного сигналу частоти комутації на рис.2.3 пропорційна потужності вхідного сигналу радіометра.

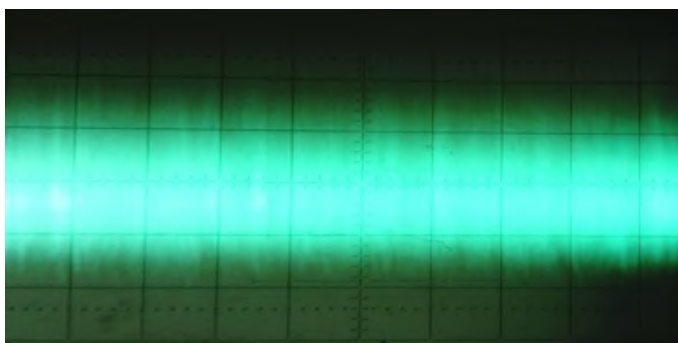


Рис. 2.2 Зашумлений сигнал на вході смугового фільтра.

На рис.2.3 показана осцилограма вихідного сигналу вузькосмугового вибіркового підсилювача де відображено виділений сигнал комутації з шумовими складовими наближеними до частоти комутації, що не зважаючи на використання вибіркового підсилювача проникають на його вихід та викликають зниження чутливості модуляційного радіометра.

Напруги шумових компонент з частотами, наближеними до центральної частоти проходять на індикатор спричиняючи повільну флуктуацію показника індикатора, що є одним з основних недоліків модуляційних радіометричних приймачів.

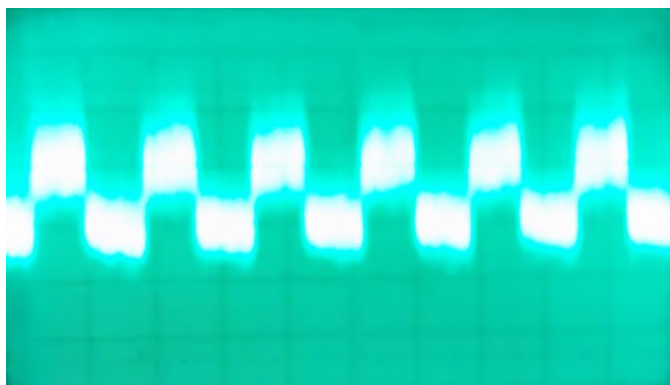


Рис. 2.3 Виділений сигнал на виході смугового фільтра підсилювача [17].

2.1 Аналіз впливу температури на центральну частоту фільтрів побудованих за схемами Саллена-Кея та множинних зворотніх зв'язків

В програмі Multisim змодельовані фільтри побудовані за схемами Саллена-Кея та множинних зворотніх зв'язків були обрані температури 20°C та 60°C . З рис. 2.4 видно, що в результаті підвищення температури для схеми Саллена-Кея частота змістилась на 32Гц, а підсилення впало на 1.962дБ. З рис. 2.5 видно, що в результаті підвищення температури для фільтр побудований за схемою множинних зворотніх зв'язків частота змістилась на 34Гц, а підсилення впало на 0.296дБ. Отже фільтр побудований за схемою Саллена-Кея менш температуростабільний внаслідок зв'язку між частотою та добротністю, тому разом з частотою в ній зменшується й добротність, що вносить додаткові фактори що впливають на процес термостабілізації та тим самим унеможлиблюють його. Оскільки при зменшенні добротності через фільтр починають більше проходити й складові теплового шуму. Отже якщо при виборі між цими двома фільтрами цілком зрозумілим є застосування фільтру побудованого за схемою множинних зворотніх зв'язків.

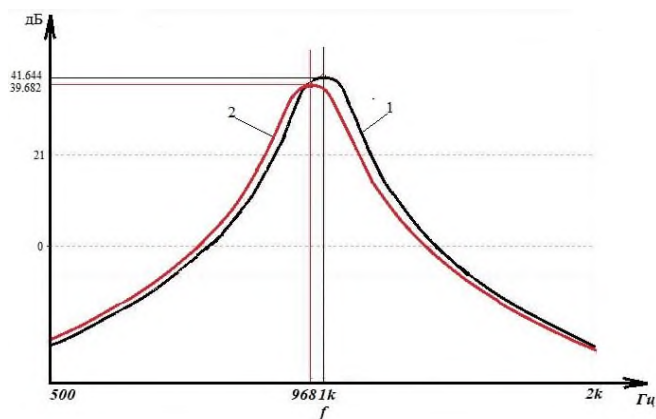


Рис.2.4 АЧХ фільтра за схемою Саллена-Кея: 1) при температурі 20°C 2) при температурі 60°C .

Відповідно до рівнянь математично описуючих взаємозв'язок вибіркового фільтра підсилювача частоти комутації з іншими елементами радіометричного каналу та перетворення сигналів наведених у роботах[18,19] проведемо наступні розрахунки.

Комутатор перемикається згідно до комутуючого сигналу:

$$F_0(t) = F_1(t) + F_2(t), \quad (2.2)$$

де:

$$F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}; \quad F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}, \quad (2.3)$$

де Ω -частота комутуючого сигналу.

тому у квадратичний детектор надходить сигнал або з вхідної антени радіометра XI плюс власні шуми $u_w(t)$ коли комутатор в положенні 1:

$$u_0(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + u_w(t) \quad (2.4)$$

Або лише власні шуми $u_w(t)$ коли комутатор в положенні 2:

$$u_2(t) = u_w(t) \quad (2.5)$$

На виході комутатора, за період перемикування, формується сигнал наступного вигляду:

$$u_{s1}(t) = [u_0(t) + u_w(t)]F_1 + [u_w(t)]F_2 \quad (2.6)$$

Після квадратичного детектору сигнал отримуємо:

$$\begin{aligned} u_{U1}(t) &= a\{[u_0(t) + u_w(t)]F_1 + [u_w(t)]F_2\}^2 = [au_0^2(t) + 2au_0(t)u_w(t) + au_w^2(t)]F_1 + \\ &+ [au_w^2(t)]F_2 = \left[\frac{aU_0^2}{2} - \frac{aU_0^2}{2} \cos(2\omega_0 t) + 2aU_0 \sin(\omega_0 t)u_w(t) + au_w^2(t) \right] \times \\ &\times \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + [au_w^2(t)] \times \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] \end{aligned} \quad (2.7)$$

де a - масштабна константа.

Спростивши вираз та скоротивши високочастотні компоненти, які затримуються смуговим фільтром отримуємо на його виході [18,19]:

$$u_{A2}(t) = \frac{aU_0^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + au_w^2(t) \quad (2.8)$$

На виході детектора отримуємо сталу напругу з невеликими пульсаціями:

$$u_o = \frac{aU_0^2}{\pi} K_o \quad (2.9)$$

де K_o – коефіцієнт передачі пікового детектора,

Тому підсилюємо та віднімаємо від опорної напруги:

$$u_{A3} = U_{on} - \frac{aU_0^2}{\pi} K_o K_{A3} \quad (2.10)$$

де K_{A3} – коефіцієнт передачі підсилювача $A3$, U_{on} – опорна напруга, необхідна задля підтримки робочої точки польового транзистору.

Остаточно пройшовши через ФНЧ керуюча напруга приймає вигляд, що дозволяє керувати опором польового транзистора регулюючого центральної частоти вибіркового фільтру:

$$u_\phi = (U_{on} - \frac{aU_0^2}{\pi} K_o K_{A3}) K_\phi \quad (2.11)$$

де K_ϕ – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот.

Залежність центральної частоти від елементів активного фільтру для схеми множинних зв'язків [3]:

$$f_0 = \frac{1}{\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad (2.12)$$

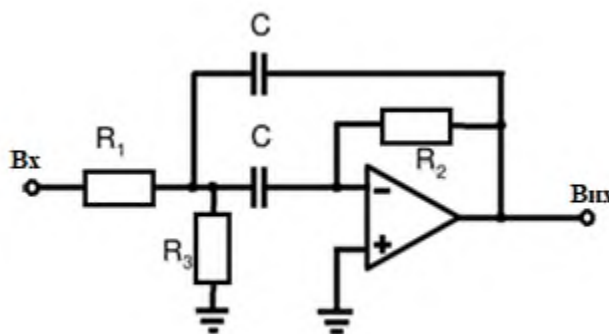


Рис.2.7 Схема активного смугового фільтру з множинними зв'язками.

Можемо замінити опір R_3 польовим транзистором і використовувати його як змінний резистор. Тому прирівнюємо R_3 до динамічного опору каналу $r_{к\text{п}} \text{ польового транзистора}$.

$$R_3 \equiv r_{CB} \quad (2.13)$$

Опір польового транзистора дорівнює:

$$r_{CB} = \frac{U_{в\dot{d}c}^2}{2 \cdot I_{\theta(U_3=0)} \cdot \left(U_{кер} - U_{в\dot{d}c} - \frac{U_{CB}}{2} \right)} \quad (2.14)$$

Ця функція, що описується виразом (2.14), не лінійна через від'ємну напругу стік- витік. Для використання польового транзистора в якості керуемого напругою опору краще лінеаризувати його опір. Для цього необхідно додати половину напруги стік-витік на затвор за допомогою двох однакових опорів ввімкнених так як відображено на схемі рис. 2.8 б).

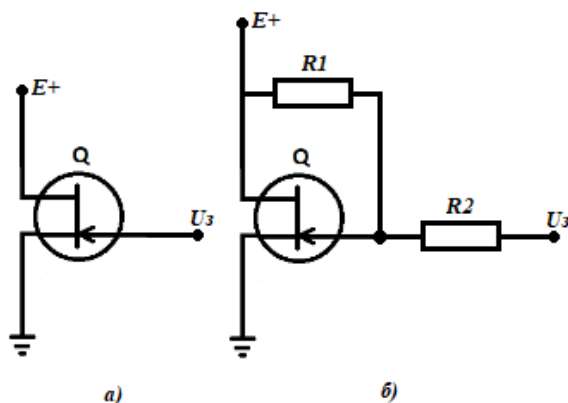


Рис. 2.8 Лінеаризація польового транзистора: а) операційний підсилювач з не лінійністю; б) лінеаризація польового транзистора.

Вираз що описує залежність опору польового транзистора від керуючої напруги на затворі набуває вигляд[21]:

$$r_{CB}(U_{кер}) = \frac{U_{в\dot{d}c}^2}{2 \cdot I_{\theta(U_3=0)} \cdot \left(\frac{U_{кер}}{2} - U_{в\dot{d}c} \right)} \quad (2.15)$$

$U_{в\dot{d}c}$ - напруга на затворі транзистора при якій майже повністю перекривається канал польового транзистора, при цій напрузі струм стоку прямує до нуля.

r_{CB} - Опір каналу резистора.

Центральна частота:

$$f_0 = \frac{1}{\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 \cdot \frac{U_{в\dot{d}c}^2}{2 \cdot I_{\theta(U_3=0)} \cdot \left(\frac{U_{он} - \frac{aU_0^2}{\pi} K_{\delta} K_{A3} K_{\phi}}{2} - U_{в\dot{d}c} \right)}}} \quad (2.16)$$

K_ϕ - коефіцієнт передачі фільтра.

K_δ - коефіцієнт передачі детектора.

У випадку використання диференціального підсилювача підсилюємо та віднімаємо від опорної напруги сигнал керування, а схема приймає вигляд як на рис.3.

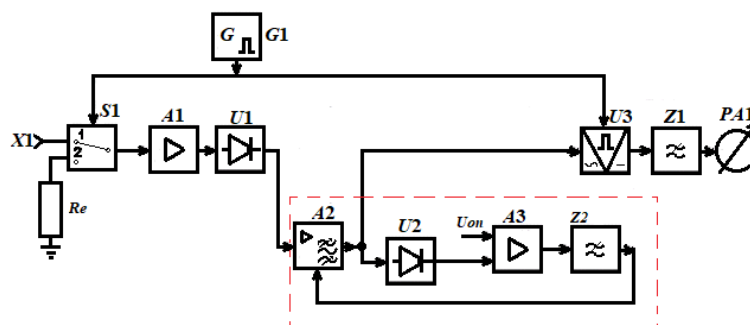


Рис.2.9 Схема смугового фільтра з операційним підсилювачем ввімкненим в коло зворотного зв'язку по схемі диференціального підсилювача

Якщо використовуємо р-канальний JFET, то при збільшенні амплітуди керуючої напруги збільшуватиметься частота тому необхідно використовувати диференціальний підсилювач.

2.3 Розрахунок основних елементів вибіркового фільтра частоти комутації модуляційного радіометра

Розрахунок ланок фільтру

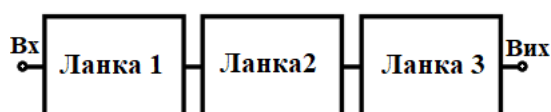


Рис.2.10 Блок схема смугового фільтру

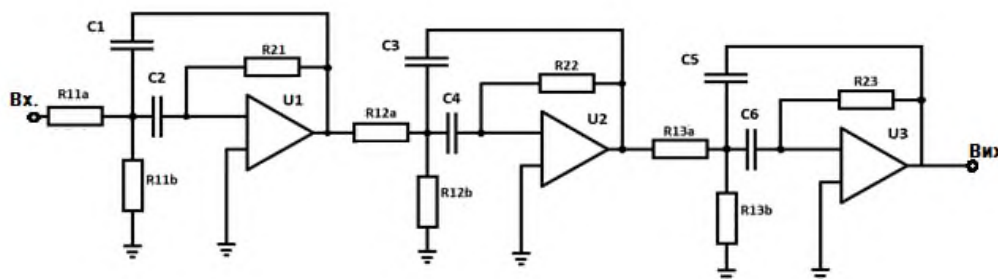


Рис.2.11 Схема принципова активного смугового фільтру множинних зворотних зв'язків.

Розраховується за табличними значеннями полюсів з характеристикою Бесселя для 3-го порядку та методикою розрахунку наведеними у [20].

Технічні вимоги:

1. Вхідний сигнал 10-20 мВ.
2. Центральна частота 1кГц.
3. Смуга пропускання по рівню 3дБ: $BW_{3db} = 40\text{Гц}$
4. Коефіцієнт підсилення 50-100 раз=34-40дБ
5. Сигнал вихідний до 1В.

Комплексний полюс для фільтра з характеристикою Бесселя:

$$\alpha = 1.0509; \beta = 1.0025$$

$$\alpha_0 = 1.327$$

Загальна добротність в смузі пропускання:

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3db}} = \frac{1000}{40} = 25 \quad (2.17)$$

Добротність двох ланок фільтра з резонансними частотами f_{ra} и f_{rb} однакова:

$$Q = \sqrt{\frac{\left(\frac{\alpha^2 + \beta^2}{Q_{bp}^2} + 4\right) + \sqrt{\left(\frac{\alpha^2 + \beta^2}{Q_{bp}^2} + 4\right)^2 - 4\left(\frac{2\alpha}{Q_{bp}^2}\right)^2}}{2\frac{2\alpha^2}{Q_{bp}^2}}} = 23.794 \quad (2.18)$$

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача:

$$G = \sqrt{\left(\frac{\alpha^2 + \beta^2}{Q_{bp}^2} + 4\right) - 4\left(\frac{2\alpha}{Q_{bp}^2}\right)^2} = 4 \quad (2.19)$$

Резонансна частота першої ланки розраховується з наступного виразу:

$$f_{ra} = \frac{f_0}{\frac{\alpha Q}{Q_{bp}} + \sqrt{\left(\frac{\alpha Q}{Q_{bp}}\right)^2 - 1}} = 980.147\text{Гц} \quad (2.20)$$

Резонансна частота другої ланки розраховується з наступного виразу:

$$f_{rb} = \frac{\alpha Q}{Q_{bp}} + \sqrt{\left(\frac{\alpha Q}{Q_{bp}}\right)^2 - 1} f_0 = 1020.3\text{Гц} \quad (2.21)$$

Резонансна частота третьої ланки приймається $f_0 = 1\text{кГц}$.

Підсилення на центральній частоті 40дБ, кількість ланок фільтра $n=3$ отже виділяємо $40/3=13.333\text{дБ}$ на ланку.

$$A_0 = 10^{\frac{13.333}{20}} = 4.642$$

Коефіцієнт підсилення кожної ланки фільтра розраховується за формулою:

$$A_r = A_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_r} - \frac{f_r}{f_0} \right)^2} \quad (2.22)$$

$$\text{Ланка 1: } f_r = 1\text{кГц}; Q = \frac{Q_{bp}}{\alpha_0} = 18.839; A_r = 4.642$$

$$\text{Ланка 2: } f_r = 980.147\text{Гц}; Q = 23.794; A_r = 6.416$$

$$\text{Ланка 3: } f_0 = 1020.3\text{Гц}; Q = 23.794; A_0 = 6.416$$

Розрахунок значень елементів:

Ланка 1:

$$R_{21} = \frac{Q}{\pi f_{ra} C_k} = 59.968\text{кОм}; R_{11a} = \frac{R_{21}}{2A_{r1}} = 4.673\text{кОм}; R_{11b} = \frac{\frac{R_{21}}{2}}{2Q^2 - A_{r1}} = 72.518\text{Ом} \quad (2.23)$$

Ланка 2:

$$R_{22} = \frac{Q}{\pi f_{rb} C_k} = 77.273\text{кОм}; R_{12a} = \frac{R_{22}}{2A_{r2}} = 6.022\text{кОм}; R_{12b} = \frac{\frac{R_{22}}{2}}{2Q^2 - A_{r2}} = 74.316\text{Ом} \quad (2.24)$$

Ланка 3:

$$R_{23} = \frac{Q}{\pi f_0 C_k} = 74.235\text{кОм}; R_{13a} = \frac{R_{23}}{2A_0} = 5.785\text{кОм}; R_{13b} = \frac{\frac{R_{23}}{2}}{2Q^2 - A_0} = 72.967\text{Ом} \quad (2.25)$$

За результатами розрахунків синтезована схема активного смугового фільтра 3-го порядку зображена на рис.2.12.

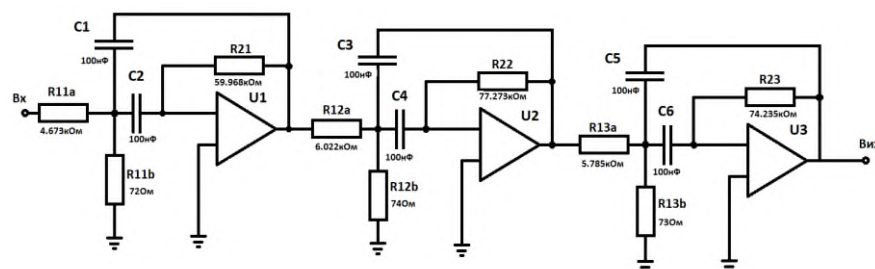


Рис.2.12 Схема активного смугового фільтра 3-го порядку

Польовий транзистор як керуючий елемент

Для найкращих результатів рекомендується використовувати JFET Voltage-Controlled Resistors (польовий транзистор з керівним р-п переходом керований напругою) розроблені спеціально для використання у подібних застосунках. З представлених на ринку польових транзисторів найкраще підходять серії VCR2N/4N/7N. Ця серія n-перехідних FET призначена для застосувань, де напруга стік-витік є низькорівневим сигналом змінної напруги без компонентів постійної напруги. Ці n-канальні пристрої мають опір каналу стік-витік від 20 до 200 Ом[21] та майже лінійну залежність опору при малих значеннях напруги на затворі. Що позбавляє від необхідності лінеаризації.

За формулою (2.15) побудовано характеристику на рис.2.13. Звідси видно, що можна використовувати для регулювання опру напругу як додатньої полярності так й відємної. За результатами моделювання центральна частота на 23 Гц більша за розрахункову, що можна підлаштувати резистором або зміною значення опорної напруги.



Рис. 2.13 Залежність опору польового транзистора JFET з каналом n-типу ввімкненого як VCR від керуючої напруги у всьому діапазоні опорів для транзистора VCR2N(20-200Ω).



Рис.2.14 Залежність опору польового транзистора JFET з каналом n-типу ввімкненого як VCR від керуючої напруги на робочій ділянці.

Підсумовуючи вище викладені формули отримуємо вираз, що описує залежність f_0 центральної частоти фільтру від параметрів смугового фільтру:

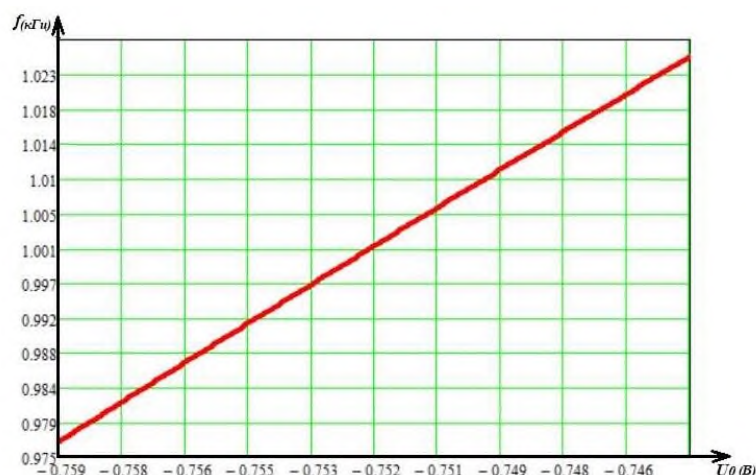


Рис.2.15 Залежність центральної частоти ланки смугового фільтру від керуючої напруги на затворі польового транзистора JFET з каналом n-типу ввімкненого як VCR.

Висновок:

Якщо в якості керуючого елемента використовувати n-канальний JFET транзистор можна спостерігати, що при збільшенні амплітуди керуючої напруги зменшується частота, а оскільки при зміщенні центральної частоти фільтра амплітуда керуючого сигналу зменшується, то необхідно інвертувати керуючий сигнал. Тому використовуємо в колі зворотного зв'язку інвертуючий суматор. Завдяки цьому

можна забезпечити від'ємну напругу затвор-стік, що необхідно для отримання керуючого сигналу, що міг би підтримувати заданий діапазон опорів.

Розрахунок детектора

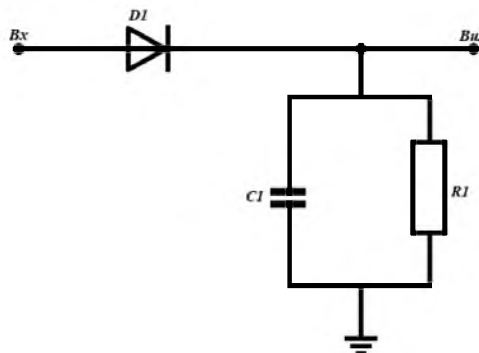


Рис. 2.16 Діодний детектор

Амплітудний детектор-це пристрій, що створює напругу пропорційну модулюючому сигналу, що відповідає огинаючій АМ-модульованого коливання. В детекторах можуть використовуватись в якості нелінійного елемента: лампи, діоди, транзистори. Найчастіше в них використовується діод.

Найпростіший детектор складається з діода ввімкненого послідовно з RC-фільтром низької частоти.

Низькочастотні складові струму діода виділяються ФНЧ що складається з паралельно з'єднаних Резистора та Конденсатора. Діод пропускає струм лише в одному напрямі коли до нього надходять позитивні напівперіоди сигналу. Конденсатор заряджається підчас позитивного напівперіоду та розряджається через резистор підчас негативного згладжуючи пульсації. Щоб домогтися без інерційної роботи детектора необхідно опір обрати найбільш подібними до R_n , задовольняючого умови: $\Omega C_n R_n \ll 1$ або $\frac{1}{\Omega C_n} \gg R_n$. Підсумовуючи можна отримати наступні співвідношення:

$$\frac{1}{\omega C_n} \ll R_n \ll \frac{1}{\Omega C_n} \text{ або } T_\omega \leq R_n C_n \ll T_\Omega, \quad (2.26)$$

де $T_\omega = \frac{2\pi}{\omega}$ -період несучого коливання, $T_\Omega = \frac{2\pi}{\Omega}$ -період модуляції[22].

При виконанні даних умов продетектована напруга повторює обвідну модулюючого сигналу.

В колі авто компенсації необхідно застосовувати піковий детектор. Його принцип роботи дещо відрізняється. Піковий детектор виділяє максимум сигналу за певний період часу. Для цього змінна часу повинна бути настільки великою, що напруга на конденсаторі дуже повільно розряджається й залишається наближеною до максимуму амплітуд сигналу, що детектується.

Час заряду конденсатора[23]:

$$\tau_1 = r_{д.пр.зм.} \cdot C_1 \quad (2.27)$$

де $r_{д.пр.зм.}$ -опір діода при прямому зміщенні.

Час розряду заряду конденсатора:

$$\tau_2 = R_1 \cdot C_1 \quad (2.28)$$

Зміна вихідної напруги визначається як:

$$\Delta U = \frac{U_{макс}}{f \cdot \tau_2} \quad (2.29)$$

$U_{макс}$ -максимальна напруга вхідного сигналу; f -частота сигналу.

Для синусоїдального сигналу τ_2 приймають як:

$$\tau_2 = \frac{10}{f} \quad (2.30)$$

Напруга конденсатора зменшується відповідно до:

$$U_{пониж} = U_{макс} \cdot e^{\left(-\frac{\tau_{RC}}{\tau_2}\right)} \quad (2.31)$$

де $U_{пониж}$ -падіння напруги на виході детектора.

Щоб не було обмеження негативних максимумів час τ_2 краще брати якомога меншим але задля зменшення рівня пульсацій краще щоб τ_2 мало більшу величину.

Розрахунок пікового детектора:

$$U_{макс} = 1\text{В.}$$

$$U_{пониж} = 0.999\text{В}$$

Час розряду заряду конденсатора для синусоїдального сигналу:

$$\tau_2 = \frac{10}{f} = \frac{10}{1000} = 0.01c \quad (2.32)$$

Вираз описуючий падіння напруги конденсатора приймає вигляд:

$$U_{\text{пониж}} = U_{\text{макс}} \cdot e^{\left(-\frac{\tau_{RC}}{\tau_2}\right)} \rightarrow 0.999 = 1 \cdot e^{\left(-\frac{\tau_{RC}}{0.01}\right)} \quad (2.33)$$

$$\ln(0.999) = -\frac{\tau_{RC}}{0.01} \rightarrow \tau_{RC} = 1.005 \cdot 10^{-4} c \quad (2.34)$$

Стала часу:

$$\tau_{RC} = 1.005 \cdot 10^{-4} c$$

Обираємо резистор врахувавши, що його значення має виконувати умову:

$$r_{\text{д.пр.зм.}} \ll R_1 \ll r_{\text{д.звор.зм.}} \quad (2.35)$$

Обираємо:

Діод 1N4532

$R=100\text{кОм}$

$C=1\text{мкФ}$

Коефіцієнт передачі детектора:

$$K_d = \cos \sqrt[3]{\frac{3 \cdot \pi \cdot R_i}{R_{H\sim}}} = \cos \sqrt[3]{\frac{3 \cdot \pi \cdot 5}{100000}} = 0,997 \quad (2.36)$$

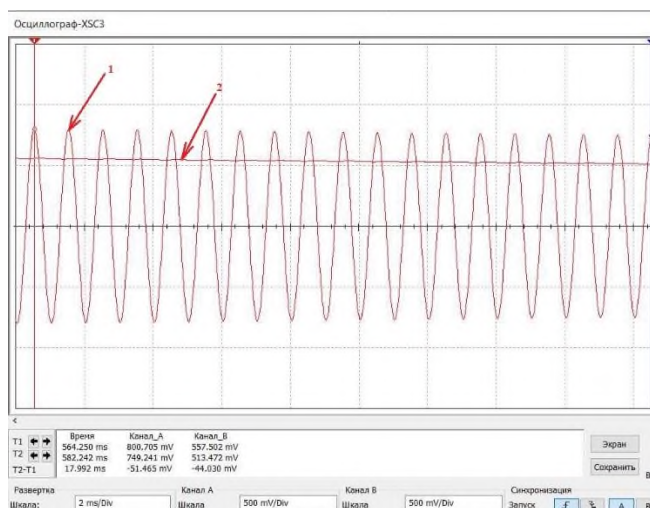


Рис.2.17 Осцилограма сигналів з входу та виходу детектора в програмі Multishim: 1) синусоїдальний сигнал з виходу активного фільтру, що надходить на вхід детектора; 2) протектований вихідний керуючий сигнал.

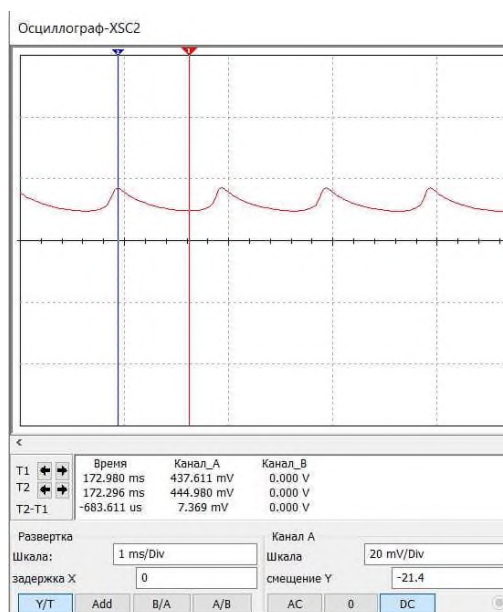


Рис. 2.18 Пульсації керуючого сигналу.

Пульсації:

1. Коефіцієнт пульсацій:

$$K_{\Pi} = \left(1 - \frac{U_{\min}}{U_{\max}}\right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{437.611 \text{ мВ}}{444.980 \text{ мВ}}\right) \cdot 100\% = 1.656\% \quad (2.37)$$

2. Рівень пульсацій в децибелах:

$$N_{\text{дБ}} = 20 \lg\left(\frac{U_1}{U_0}\right) = 20 \lg\left(\frac{437.611 \text{ мВ}}{444.980 \text{ мВ}}\right) = -0.145 \text{ дБ} \quad (2.38)$$

Розрахунок інвертуючого суматор керуючого сигналу

Інвертуючий суматор - це пристрій, що створює на своїх виході сигнал оберненій сумі вхідних сигналів. Існує схема суматора з однаковими вхідними опорами рівними опорі зворотного зв'язку та схема суматора з масштабними коефіцієнтами, в якій кожен вхідний сигнал має масштабний коефіцієнт.

Інвертуючий суматор без масштабних коефіцієнтів

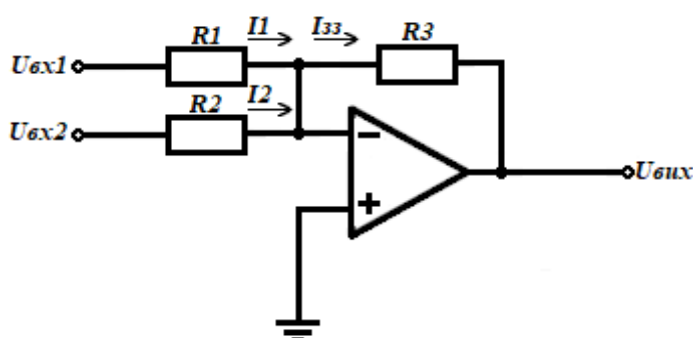


Рис.2.19 Інвертуючий суматор[6]

Враховуючи закон Кірхгофа при великому входному опорі операційного підсилювача, струмі зворотного зв'язку набагато більше струму зміщення великому коефіцієнті підсилення без зворотного зв'язку можна отримати наступне співвідношення:

$$I_1 + I_2 = I_{33} \quad (2.39)$$

$$\text{,де } I_1 = \frac{U_1}{R}, I_2 = \frac{U_2}{R}, I_{33} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R}, R_1 = R_2 = R_3 = R.$$

Таким чином підставивши та спростивши вираз отримуємо:

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2) \quad (2.40)$$

Інвертуючий суматор з масштабними коефіцієнтами

Суматор побудований за такою схемою дозволяє сумувати напруги з масштабними коефіцієнтами. Резистори в такому суматорі різні $R_1 \neq R_2 \neq R_3$.

В співвідношення (2.39) підставляються струми:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}, I_2 = \frac{U_2}{R_2}, I_{33} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}} \quad (2.41)$$

Підставивши отримуємо:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}} \quad (2.42)$$

Спростивши вираз отримуємо:

$$U_{\text{вих}} = -\left(\frac{U_1 R_{33}}{R_1} + \frac{U_2 R_{33}}{R_2} + \frac{U_3 R_{33}}{R_3}\right) \quad (2.43)$$

Неінвертуючий підсилювач

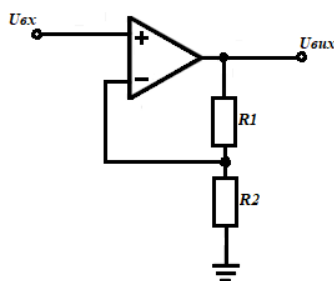


Рис.2.20 Неінвертуючий підсилювач[25]

Неінвертуючий підсилювач- це пристрій, що підсилює сигнал не змінюючи його полярність.

Сигнал подається на не інвертуючий вхід операційного підсилювача. Вхідний опір підсилювача в ідеальному варіанті нескінченний. Не інвертуючий вхід операційного підсилювача має такий же потенціал що й інвертуючий. Під впливом струму з виходу операційного підсилювача на резисторі R_2 утворюється падіння напруги, що рівне напрузі на вході операційного підсилювача.

Напруга на виході підсилювача розраховуються за формулою:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.44)$$

Коефіцієнт підсилення розраховуються як:

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.45)$$

Фільтр низької частоти

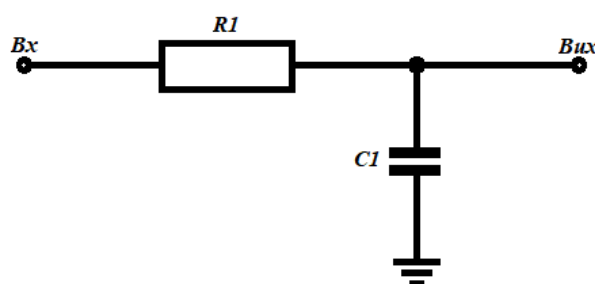


Рис.2.21 Схема фільтра ФНЧ

Частота зрізу фільтра розраховується за формулою[26]:

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.46)$$

Конденсатор обираємо 10нФ, частоту зрізу такою, щоб затримати пульсації з частотою 1кГц, нехай $f_z=150\text{Гц}$.

$$R = \frac{1}{2\pi f_z C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot (10 \cdot 10^{-9})} = 106.1\text{кОм} \quad (2.47)$$

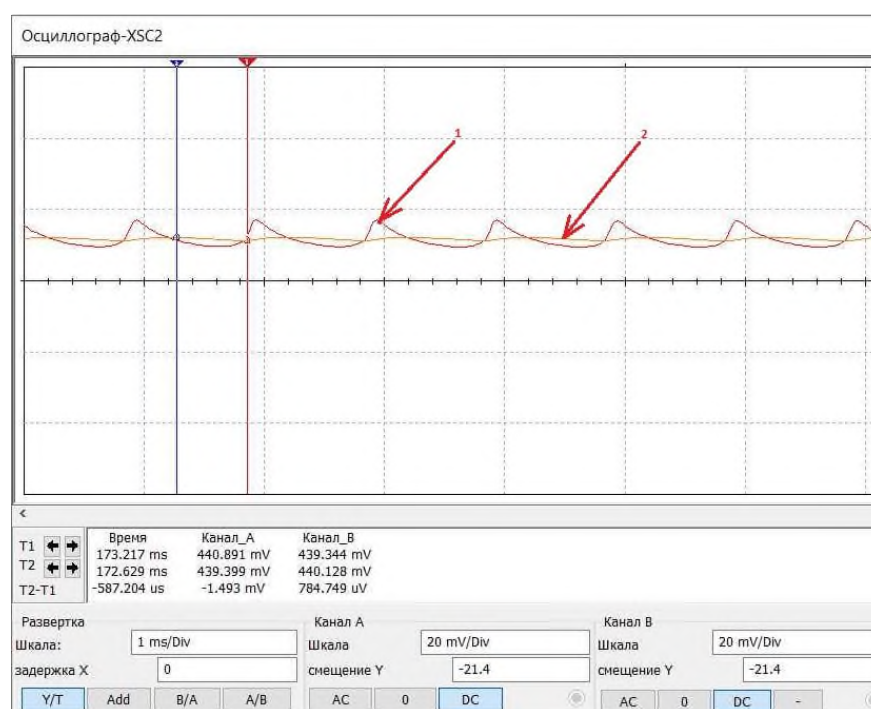


Рис. 2.22 Осцилограмми сигналів на вході та виході фільтра ФНЧ: 1) вхідний сигнал з пульсаціями; 2) сигнал на виході фільтру.

Пульсації:

3. Коефіцієнт пульсацій:

$$K_{II} = \left(1 - \frac{U_{\min}}{U_{\max}} \right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{439.399 \text{ мВ}}{440.891 \text{ мВ}} \right) \cdot 100\% = 0.338\%$$

4. Рівень пульсацій в децибелах:

$$N_{об} = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_0} \right) = 20 \lg \left(\frac{439.399 \text{ мВ}}{440.891 \text{ мВ}} \right) = -0.029 \text{ дБ}$$

Фільтр ФНЧ згладжує пульсації, таким чином він відіграє важливу роль у формуванні керуючого сигналу та забезпеченні стабільності фільтру в якому застосовується схема компенсації зміщення центральної частоти.

Розрахунок параметрів джерела живлення

Розрахунок параметрів джерела живлення необхідний для визначення живлячої напруги та споживаної потужності задля забезпечення належного режиму роботи обладнання та безпечної та тривалої експлуатації.

Загальна вихідна потужність для однополярного живлення:

$$P = E \sum_{i=1}^n I_i \quad (2.48)$$

Загальна вихідна потужність для двохполярного живлення:

$$P = 2E \sum_{i=1}^n I_i = 2 \cdot 5 \cdot (0.003 + 0.003 + 0.003 + 0.003 + 0.003) = 0.15 \text{ Вт} \quad (2.49)$$

де E -напруга живлення, для забезпечення роботи операційного підсилювача якщо використовується двополярне живлення напруга становить $\pm 5\text{В}$.

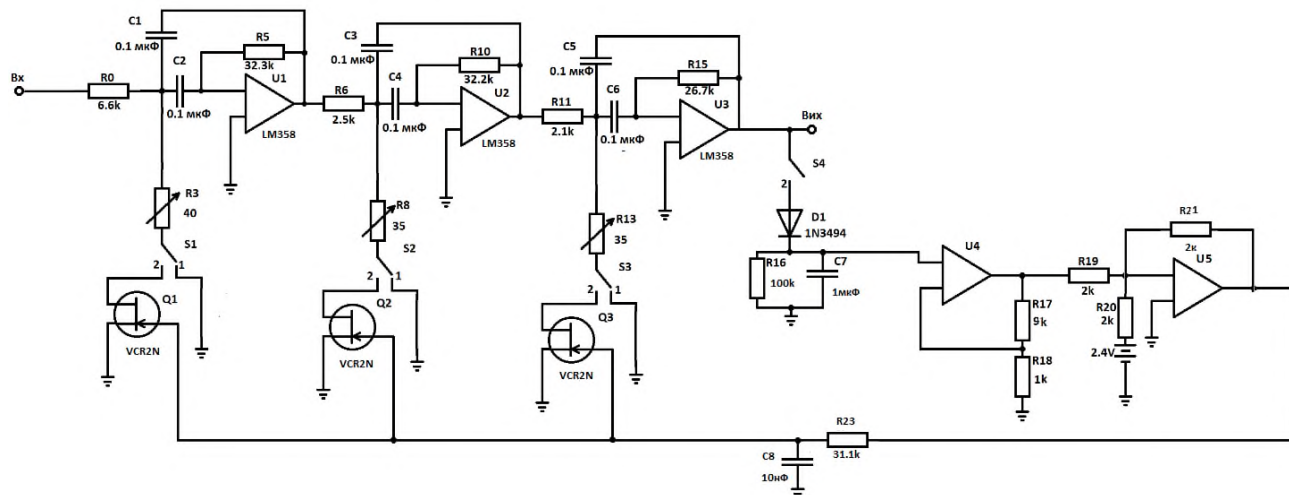


Рис.2.23 Принципова схема температуро незалежного активного смугового фільтру з автоматичним підлаштуванням АЧХ

В результаті роботи створена принципова схема реалізації автоматичним налаштуванням центральної частоти для усунення впливу температурної нестабільності представлена на рис.2.22. [27]

Розділ 3 Ознайомлення з інструментами моделювання електричної схеми та конструювання друкованої плати вузькосмугового фільтра модуляційного радіометру

3.1 Особливості використання програми NI Multisim для моделювання активного смугового фільтру

NI Multisim- це програмне забезпечення, що підтримує SPICE. Multisim застосовується для моделювання схем як для цифрової так і для аналогової та силовій електроніки як на аматорському так і на професіональному рівні.

ПО Multisim поєднує симуляцію на основі SPICE з інтерактивним схемотехнічним середовищем для візуалізації та аналізу поведінки електронних схем та процесів що протікають у них.

Multisim допомагає візуалізувати і розуміти поведінку електроніки, спростити повсякденні задачі проектування та підвищити продуктивність та мінімізувати помилки.

В програмі є бібліотеки, що включають у себе багато поширених електронних компонентів також можна підключити або створити нові бібліотеки.

Програма моделювання з акцентом на інтегральні схеми (SPICE-Simulation Program with Integrated Circui Emphasis)

Ця програма є удосконаленням програми CANCEER. Першопочатково програма створювалась для моделювання інтегральних схем оскільки їх неможливо створити з окремих елементів на макетній платі до виготовлення на відміну від електронних модулів. Перш інтегральна схема буде створена вперше її необхідно зробити якомога досконалішою через велику вартість фотолітографічних масок та інших виробничих причин, що робить важливим проектування та моделювання схеми до виготовлення. Стандартним методом проектування та перевірки роботи інтегральної схеми є моделювання за допомогою SPICE. Можна відобразити схеми, розглянути процеси що в ній протікають в робочому режимі або в аварійних умовах.

SPICE містить три основні функції аналізу, які надають основну інформацію про роботу схеми:

а) нелінійний аналіз постійного струму з можливістю «покрокового» вхідного джерела для отримання набору статичних кривих передачі,

б) малий сигнал, синусоїдальний аналіз стаціонарного стану, включаючи аналіз шуму для оцінки шумових характеристик,

в) нелінійний, часовий, перехідний аналіз [28].

Отримувана інформація : інформація про поведінку схеми, форми сигналів напруги та струму та інше.

Переваги : відносно дешева, добре вивчена та розповсюджена

Недоліки : Залежно від складності схеми розрахунок може бути дуже часовитратним [29].

3.2 Вибір ЕРЕ схеми та моделювання їх розміщення

Всі електронні компоненти можна узагальнено поділити на ТНТ та SMD(SMT), далі розглянемо їх переваги недоліки та критерії вибору при проектуванні друкованої плати.

Тип монтажу залежить від того чи необхідний одно або двосторонній монтаж та номенклатури встановлюваних компонентів. При виборі типу збірки розробнику рекомендується обирати тип збірки з мінімальною кількістю операцій оскільки чим більше операцій тим більша буде вартість.

Останнім часом величезну популярність набула SMD вона використовується повсюди в носимій електроніці та інших приладах, використовується сумісно з ТНТ проте при всіх своїх перевагах має деякі недоліки.

Розмір друкованої плати

Завдяки монтажу друкованої плати в SMD варіанті сприяє мініатюризувати електронні пристрої. Для розміщення електричної схеми на друкованій платі малої площі найкраще застосовувати SMD.

При виконанні друкованих плат у ТНТ(технологія наскрізних отворів)потребує додаткового простору для розміщення електронних компонентів.

Процес пайки

SMDдозволяє виконувати односторонню пайку друкованої плати.

При використанні ТНТ необхідно припаяти обидві сторони друкованої плати.

Теплове розсіяння

Друковані плати з SMDкомпонентами на мідному заземленому провіднику забезпечують гарний відвід та розсіяння тепла. Друковані плати з ТНТ через велику площу поверхні не забезпечують ефективного відводу тепла.

Ціна

Попри свої переваги SMD вигідно використовувати в промислових умовах. SMD пайка вимагає наявності дорогих розхідних матеріалів та обладнання (термоповітряні або інфрачервоні паяльні станції, паяльні пасти, флюси та ін.), що робить її важкодоступною пересічному користувачу.

Затрати часу

При пайці SMD друкованої плати не потрібно створювати отвори, компоненти контактами приєднуються безпосередньо до металізованих доріжок, завдяки цьому не треба робити тривалу обробку друкованої плати після монтажу.

Процес монтажу можна автоматизувати завдяки тому, що всі операції виконуються окремо. В випадку випуску одиничних виробів або невеликих партій краще використовувати ручний SMD монтаж але це значно збільшує затрачуваний час.

Надійність

SMDнадійні, кількість затрачуваних матеріалів менша. Легкий демонтаж та встановлення нових компонентів без пошкодження сусідніх забезпечує кращу ремонтпридатність порівняно з ТНТ.

Довговічність

В умовах коли друкована плата підпадає вібраційному впливу або коли елемент гріється краще використовувати ТНТ монтаж.

Переваги SMD

До безумовних переваг належить мініатюризація друкованих вузлів. Менша кількість операцій порівняно з вивідним монтажем. Мала вартість при промисловому виробництві та автоматизації процесів.

Недоліки SMD

Активні та пасивні SMD-компоненти часто не забезпечують високої потужності. Також часто використовують вивідні компоненти через їх сильний нагрів і необхідність захистити від нього навколишні компоненти. Багато штекерів, роз'ємів, перемикачів виконуються саме у ТНТ варіанті. SMD монтаж має меншу вібраційну стійкість. При малосерійному чи одиничному виробництві SMD монтаж не вигідний. Важко контролювати якість монтажу[30].

Висновок

Для виконання дослідного пристрою краще обрати ТНТмонтаж оскільки: нема жорстких обмежень по габаритах, для вивчення впливу зміни навколишнього середовища на номінали резисторів, а отже й на характеристики фільтру.

3.3 Використання програми Altium для трасування друкованої плати

Проектування друкованої плати в програмі Altium

Створення друкованої плати в програмі **Altium** в SMD та ТНТ варіантах[31].

Створення та додавання електричної схеми пристрою у проект.

Створення бібліотеки компонентів :

1. Створення бібліотеки схемних (SchematicLibrary) компонентів. До створеного нового пакету бібліотек під назвою Integrated_Library1.LibPkg додається нова бібліотека під назвою Schlib1.SchLib. в якій створюються вручну компоненти за допомогою команди NewComponent.

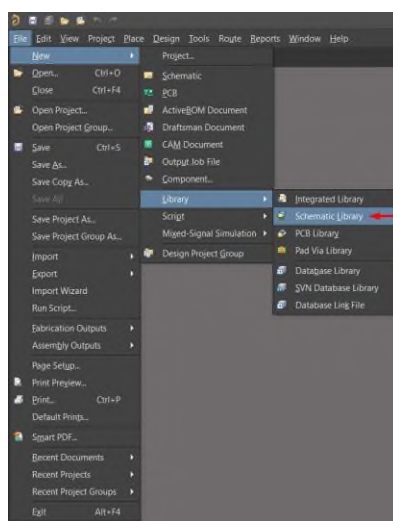


Рис.3.3.1 Створення бібліотеки схемних компонентів.

2. Додають новий компонент кнопкою «Add» та вказують назву компоненту.

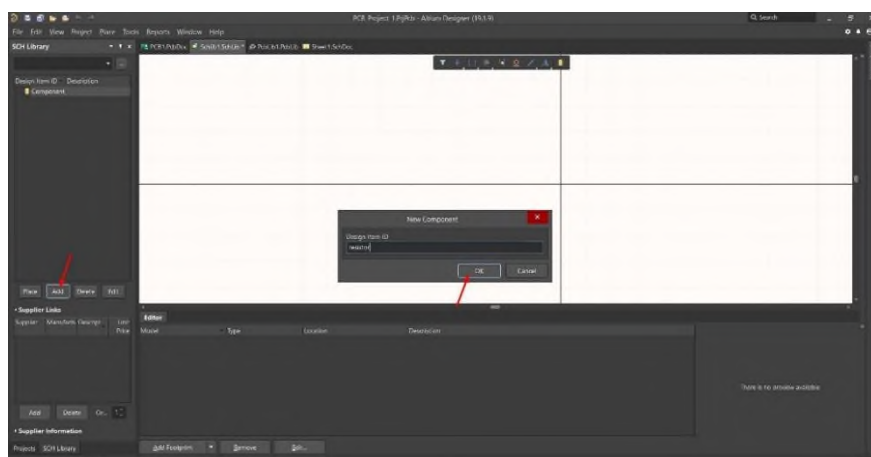


Рис.3.3.2 Додавання нового компоненту в бібліотеку схемних компонентів.

3. За допомогою «Placeline», «Arc», «Fullcircle», «Pin», «Rectangle» та інших інструментів з панелі «Place» створюємо схемний елемент.

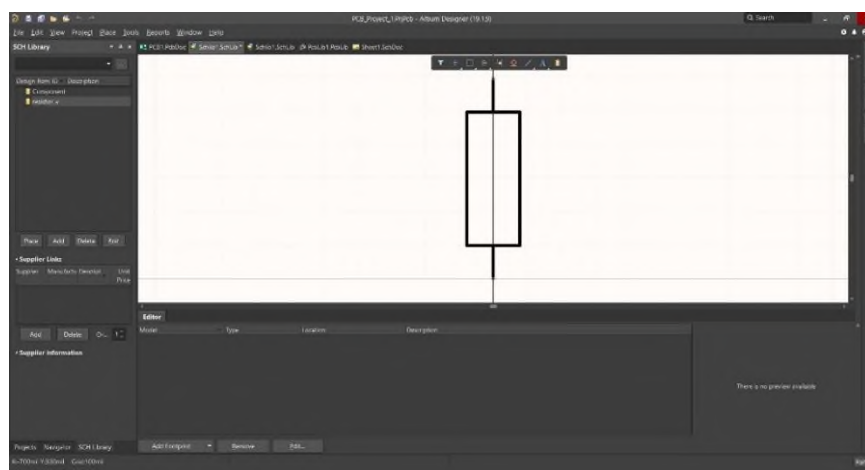


Рис.3.3.3 Креслення схемного елементу.

4. Необхідно налаштувати позиційне позначення, для цього в панелі «Properties» в полі «Designator» вводимо символ елемента та знак питання: R?.

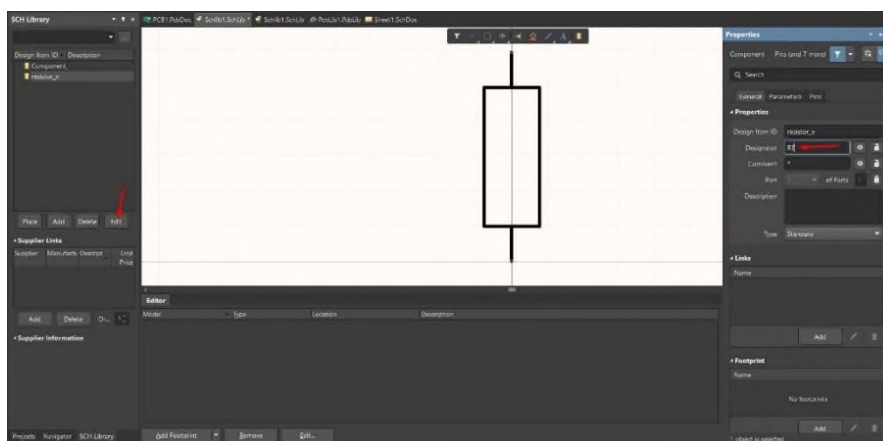


Рис.3.3.4 Позиційне позначення схемного елементу.

5. Також необхідно встановити правильну нумерацію пінів для цього в панелі «Properties» у вкладці «Pins».

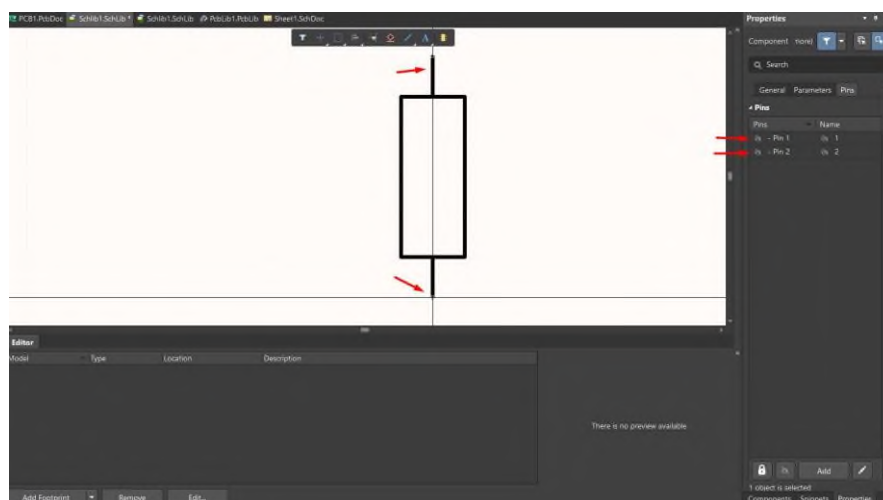


Рис.3.3.5 Нумерація пінів схемного елементу.

6. Створення бібліотеки посадочних місць (Footprint) компонентів виконавши «New/Library/PCBLibrary». Посадочні місця можна створити вручну або за допомогою інструменту «FootprintWizard».

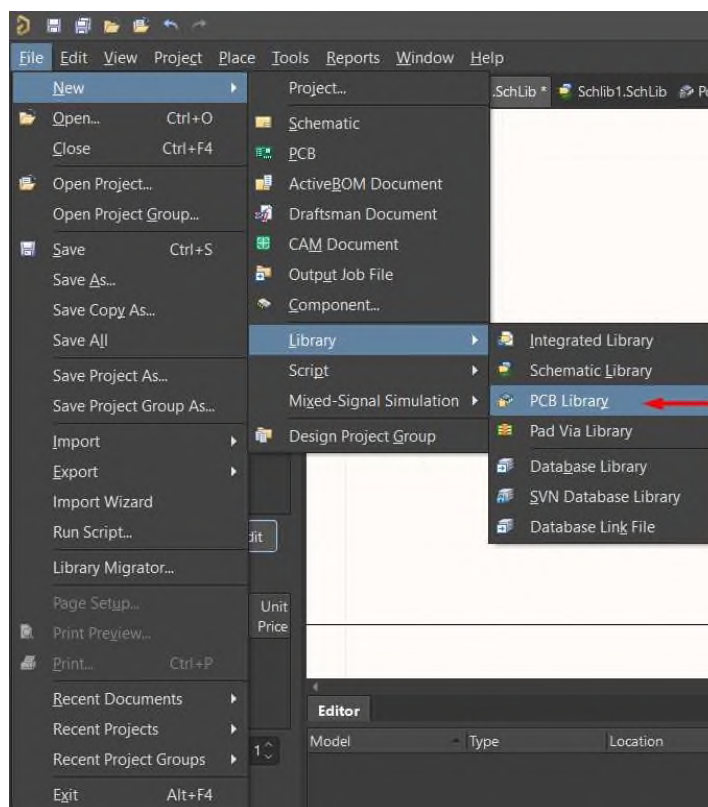


Рис.3.3.6 Бібліотека посадочних місць компонентів.

7. Створюємо всі необхідні деталі футпринта(посадочні місця, шовкографія) використовуючи: «PlaceLine», «Ark» та «Pad» у необхідних шарах «TopOverlay», «Mechanical».

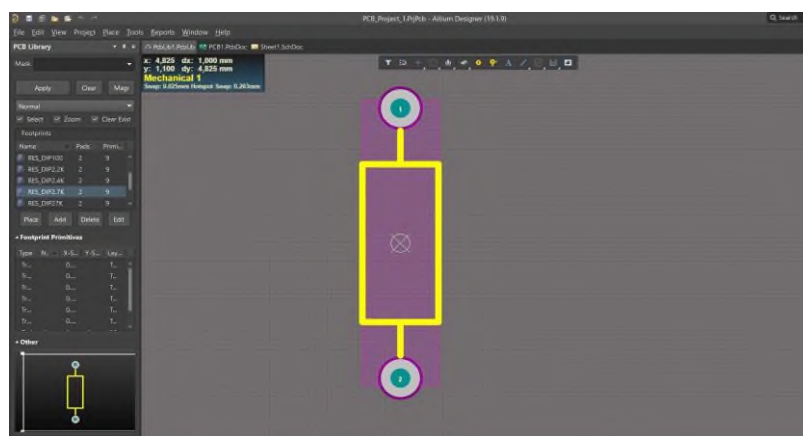


Рис.3.3.7 Креслення футпринта.

8. Використовуючи «Place 3DBody» додаємо 3D-модель(.step) елемента. Створення тривимірних моделей компонентів. Якщо це не стандартні моделі компонентів створюємо STEP моделі(.Stp) в SolidWorks та імпортуємо їх у Altium, якщо ж це стандартні моделі то їх можна створити прямо в Altium за допомогою інструменту «IC®CompliantFootprintWizard».

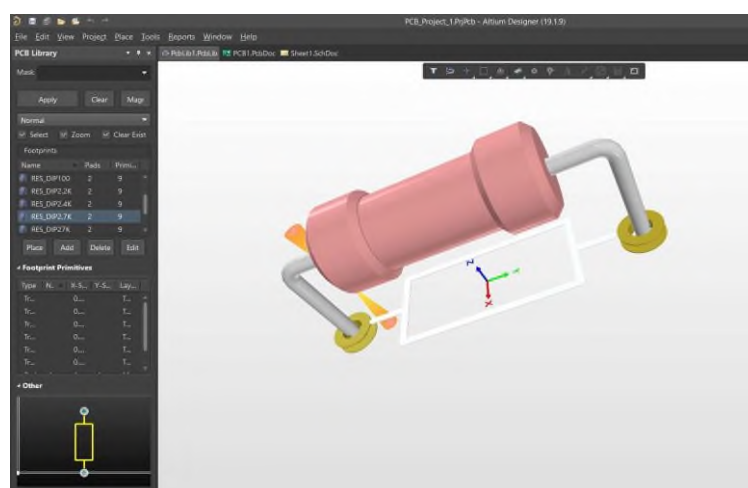


Рис.3.3.8 Додавання 3-D моделі до футпринту.

9. Поєднання бібліотек схемних компонентів(.SchLib), посадочних місць(.PcbLib) та тривимірних моделей компонентів.

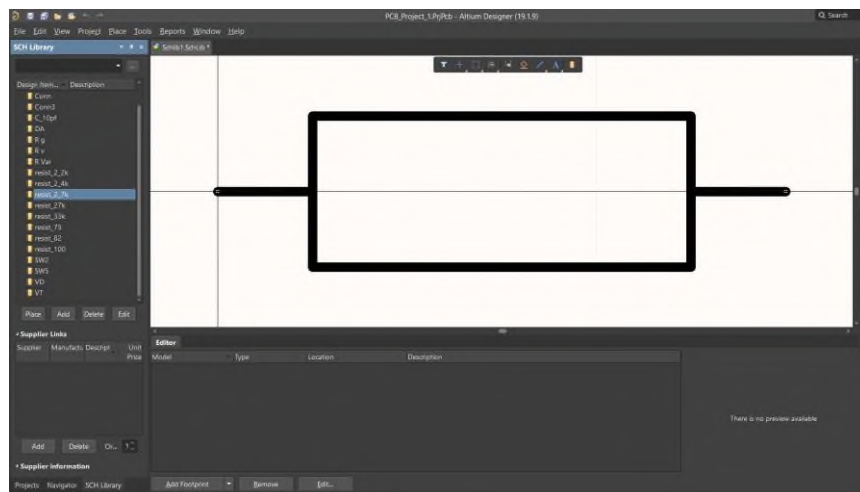


Рис.3.3.9 Додавання футпринтів до схемних компонентів.

10. Натискаємо «Addfootprint/Browse» у вікні «BrowseLibraries» знаходимо необхідний футпринт (.PcbLib).

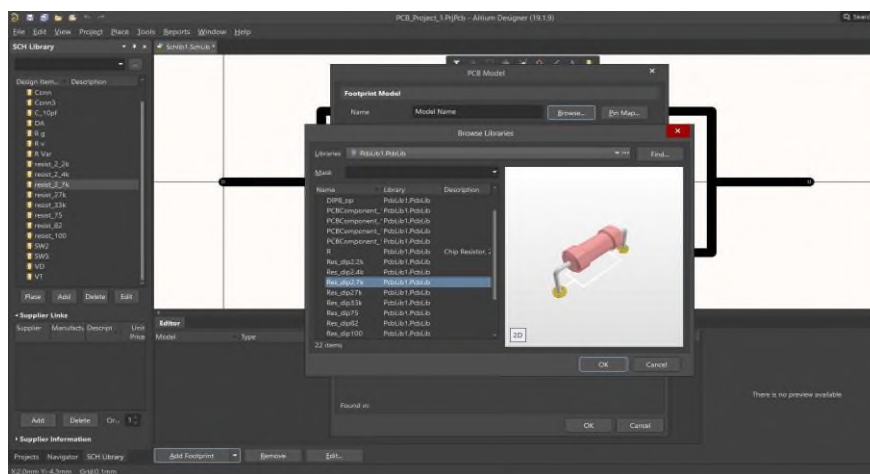


Рис.3.3.10 Вікна PCB Model та Brows Libraries при додаванні футпринтів до схемних компонентів.

11. Футпринт з'явиться поряд з вікном «Editor».

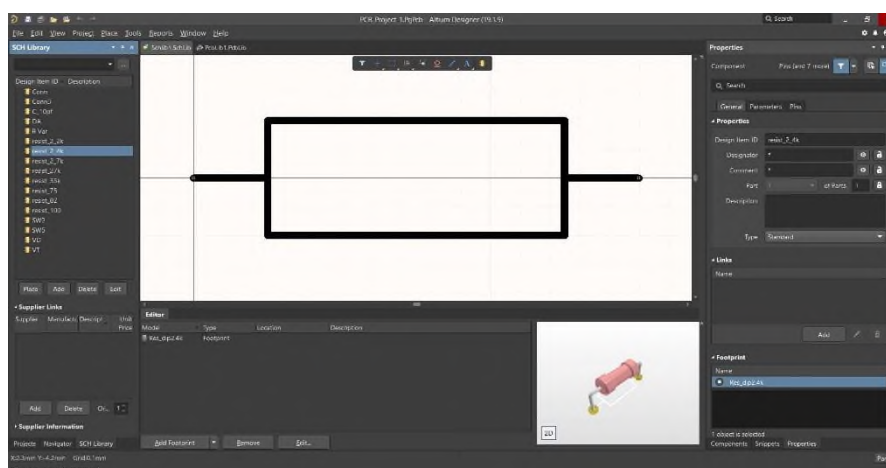


Рис.3.3.11 Готова PCB модель компоненту.

12. Проставляємо нумерацію через «Tools/Annotation/Annotate Schematics Quietly...»

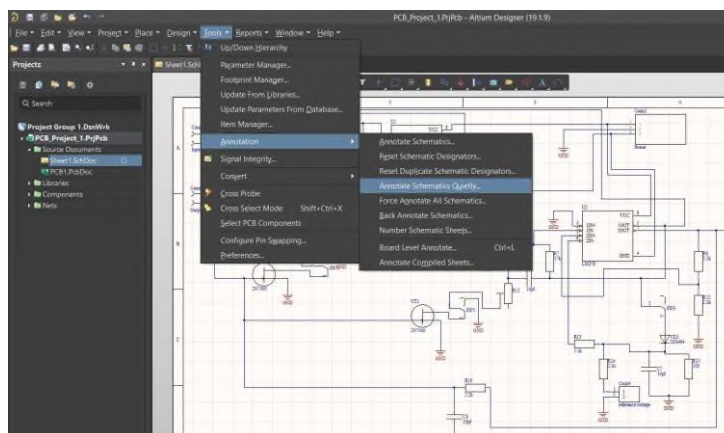


Рис.3.3.11 Автоматична нумерація.

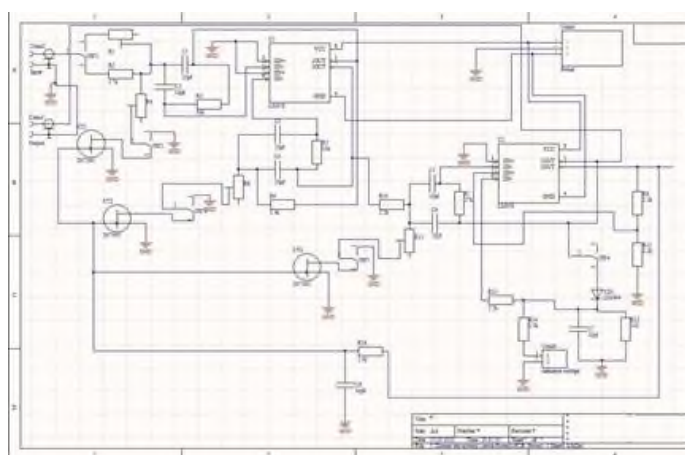


Рис.3.3.12 Схема з пронумерованими компонентами.

13. Інструментом «PlaceLine» окреслюємо контур друкованої плати командою «Design/BoardShape/Definefromselectedobjects» виокремлюємо область друкованої плати.

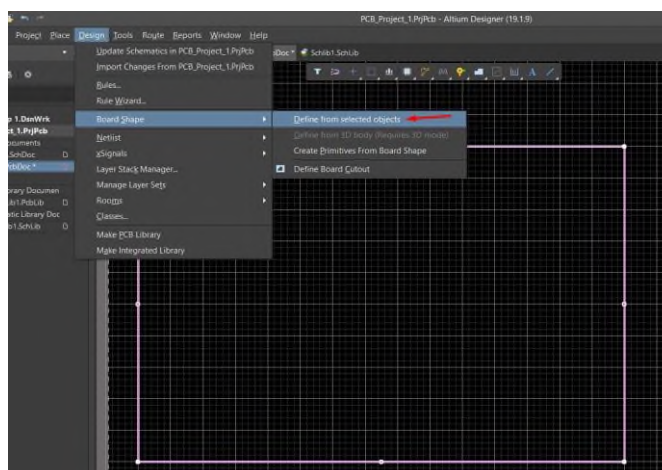


Рис.3.3.13 Створення контуру друкованої плати.

Область буде чорною лише у окресленому контурі.

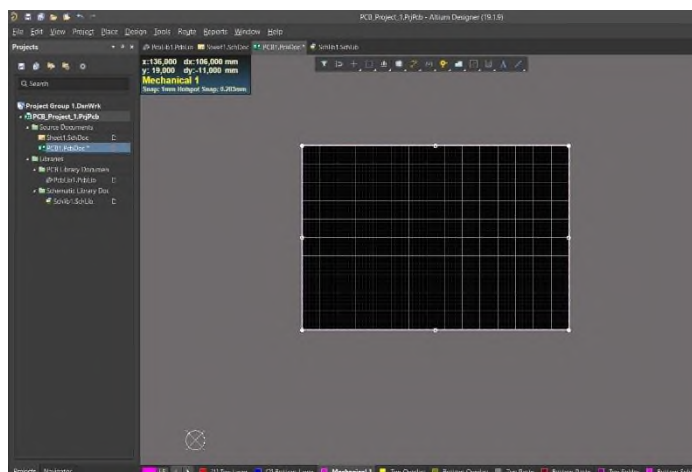


Рис.3.3.14 Готовий контур друкованої плати.

14. Перемістимо для зручності початок координат на контур друкованої плати командою «Origin/Set».

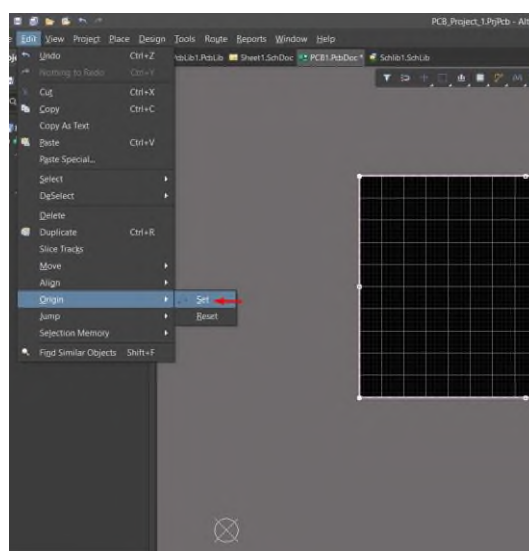


Рис.3.3.15 Перенесення початку координат робочої області.

Тепер початок координат співпадає з лівим нижнім кутом друкованої плати рис.3.3.16.



Рис.3.3.16 Початок координат встановлено в зручне для роботи положення.

15. Імпортуємо КОМПОНЕНТИ командою «Design/ImportChangesFromPCB_Project_1.PrjPcb»

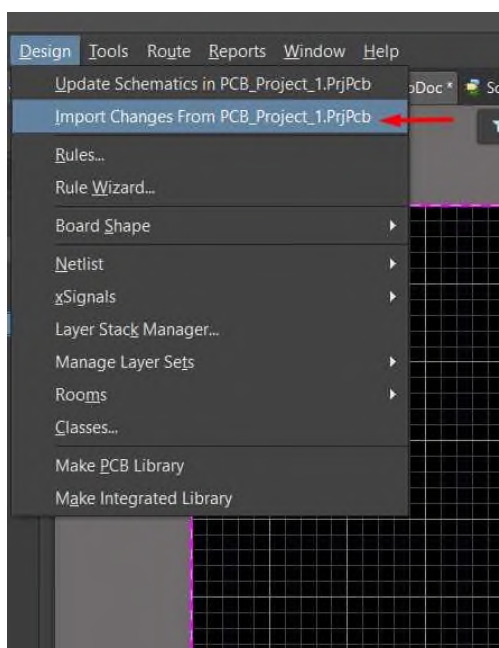


Рис.3.3.17 Імпорт компонентів на робочу область.

16. В вікні «Engineering Change Order» прибираємо галочку з «RoomSheet» спочатку обираємо «ValidateChanges» а потім «ExecuteChanges».

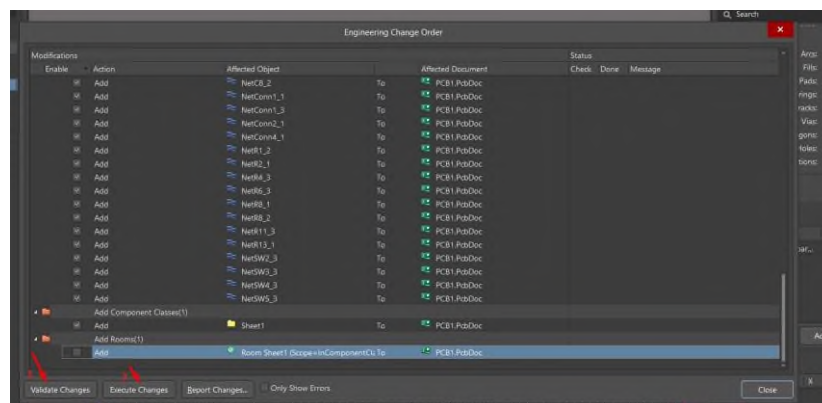


Рис.3.3.18 Вибір змін що вносимо у проект.

17. Компоненти з'являться поряд з друкованою платою.



Рис.3.3.19 Робоче поле перед розміщенням компонентів та трасуванням.

18. Виконуємо розміщення компонентів та трасування командою «InteractivelyRouteConnections» та «PlacePolygonPlane».

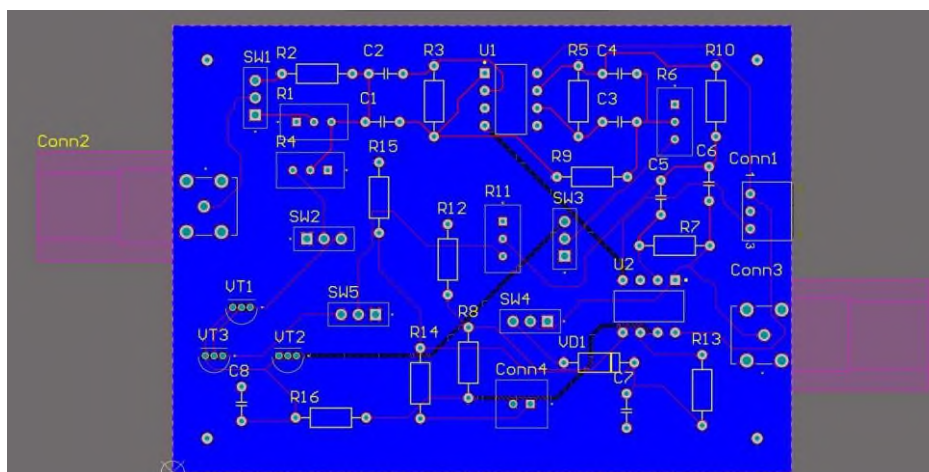


Рис.3.3.20 Провідний малюнок на друкованій платі з ТНТ компонентами.

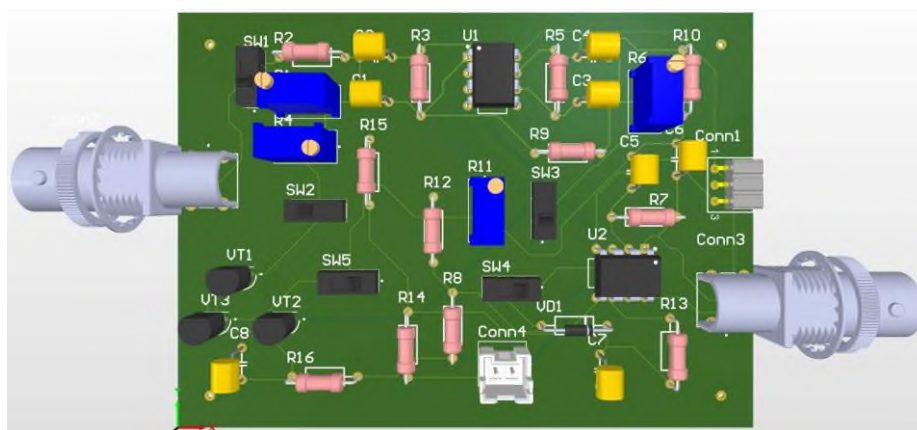


Рис.3.3.21 3D зображення друкованої плати з ТНТ компонентами.

При використанні SMD компонентів друкованої плати має вигляд зображений на рис. 3.3.22

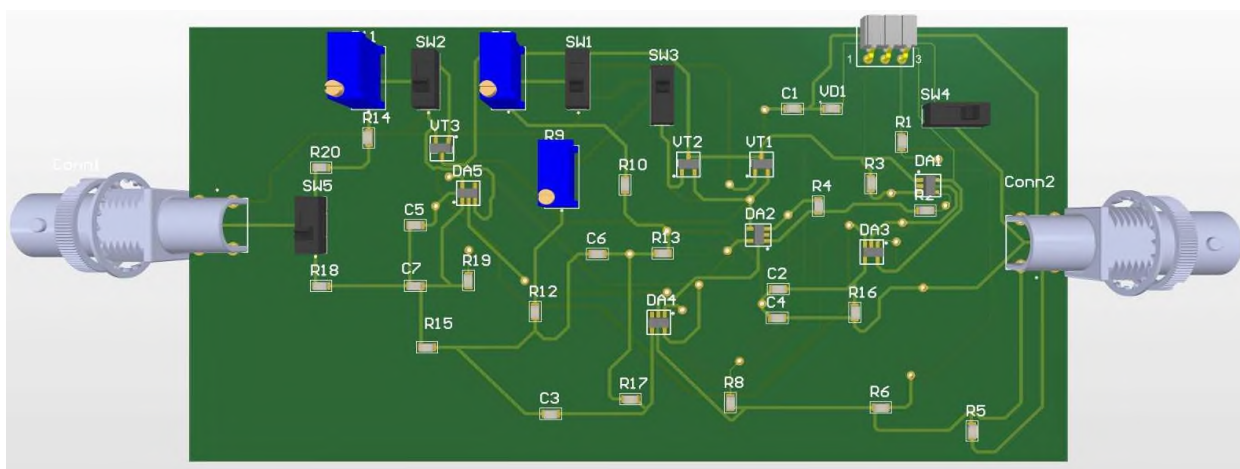


Рис.3.3.22 3D зображення друкованої плати з SMD компонентами.

Провідний малюнок на друкованій платі з SMD компонентами без суцільної заливки земляного шару рис.3.3.23

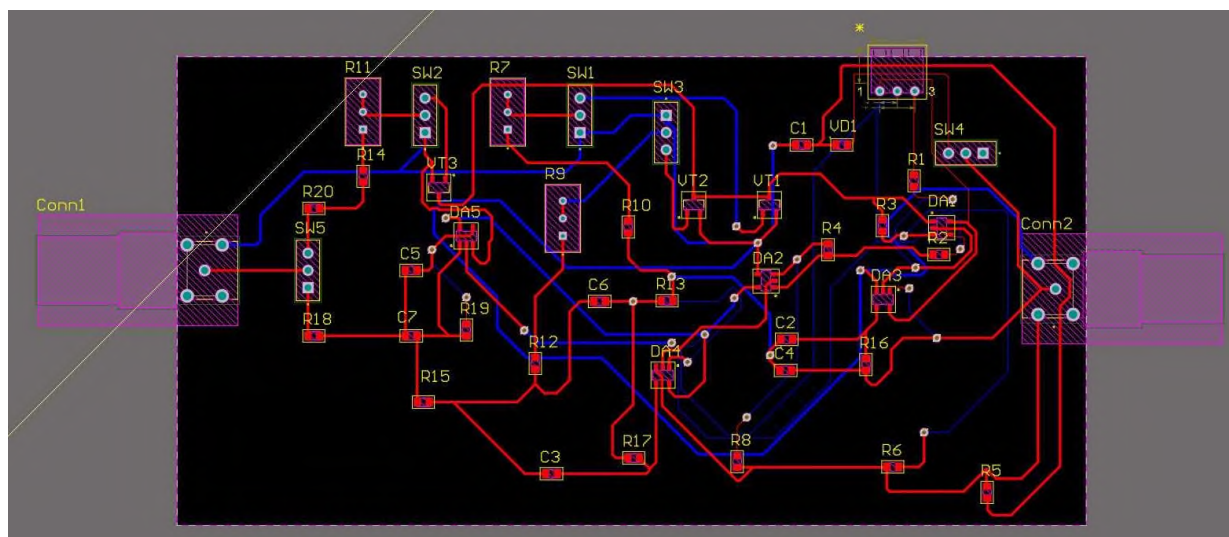


Рис.3.3.23 Провідний малюнок на друкованій платі з SMD компонентами.

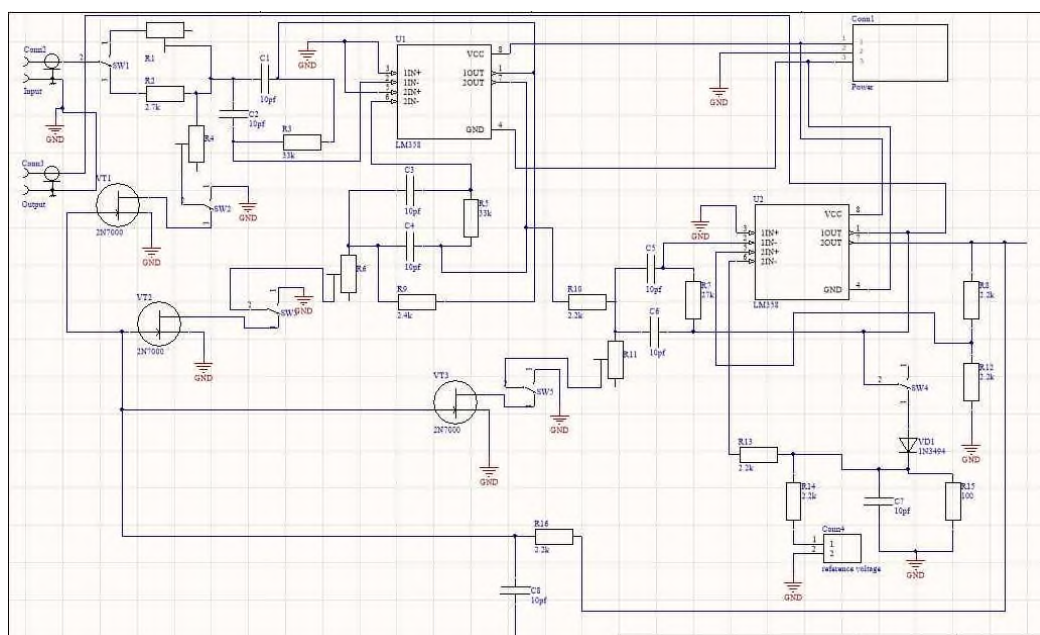


Рис.3.3.24 Електрична схема пристрою в Altium.

Розділ 4 Моделювання та дослідження метрологічних характеристик вибіркового смугового фільтра частоти комутації радіометра

4.1 Моделювання вибіркового смугового фільтра частоти комутації радіометра в програмі NI Multisim

Використовуючи інструмент «Плоттер Бодє» можна дослідити АЧХ та ФЧХ електричної схеми. Температура змінювалась в діапазоні 20-45°C, на рис. (4.1-4.3) зображено АЧХ смугового фільтра змодельованого в NI Multisim. Так як математична модель не може врахувати всіх особливостей процесів, що відбувались би в реальному пристрої отримані АЧХ в великій мірі ідеалізовані.

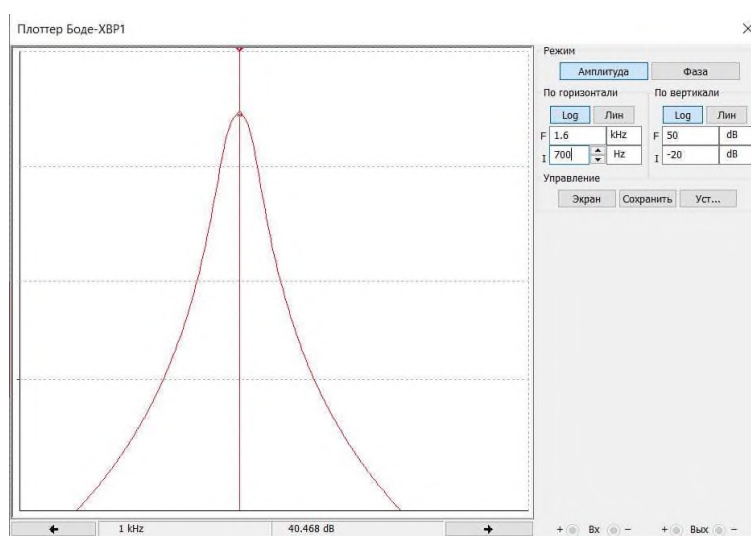


Рис. 4.1 АЧХ вибіркового смугового фільтра частоти комутації радіометра в Multisim при 20°C.

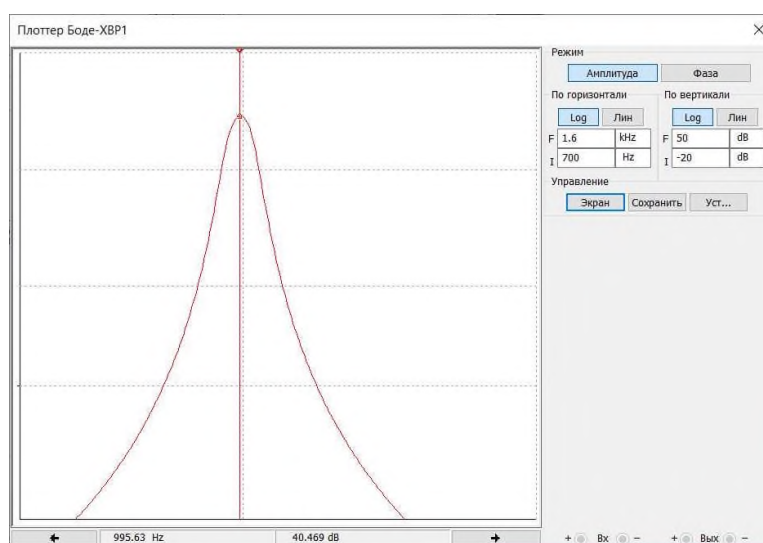


Рис.4.2 АЧХ вибіркового смугового фільтра частоти комутації радіометра в Multisim при 25°C.

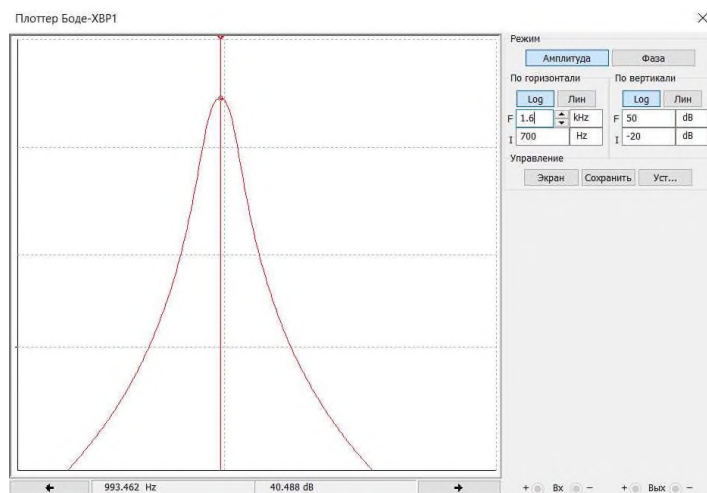


Рис.4.3 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim при 30°C.

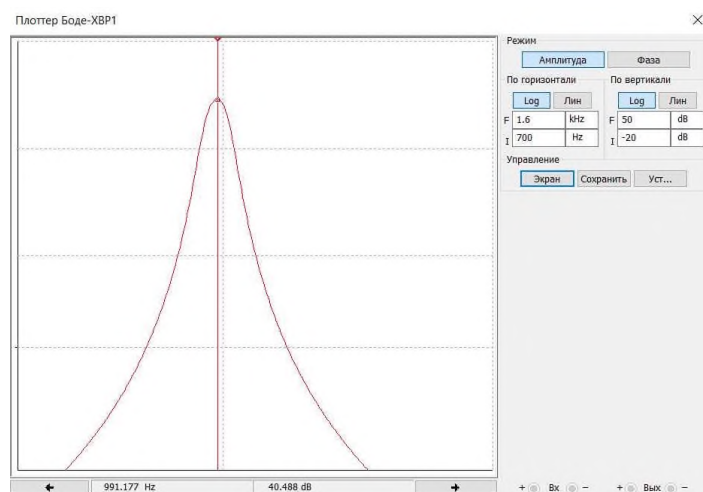


Рис.4.4 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim при 35°C.

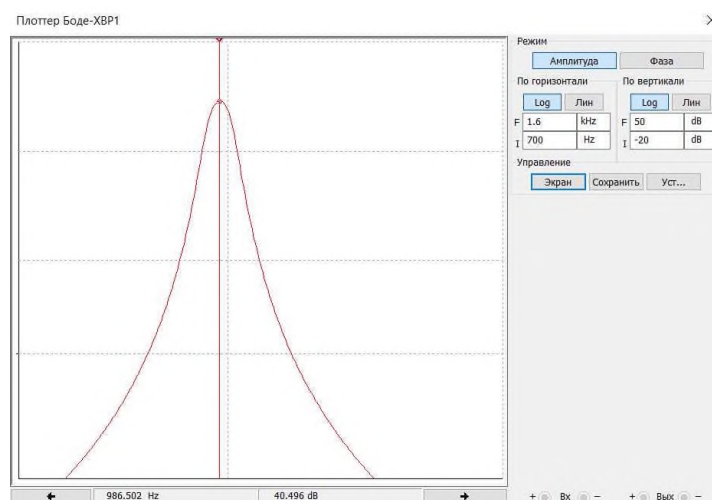


Рис.4.5 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim при 40°C.

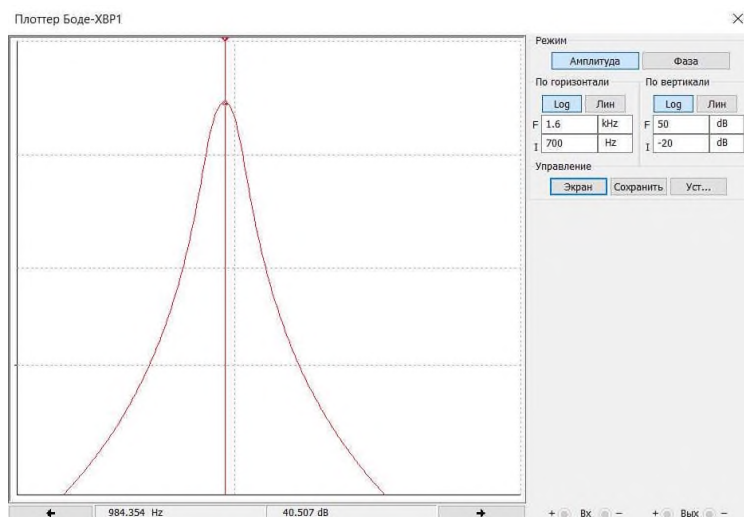


Рис.4.6 АЧХ вибіркового смугового фільтра частоти комутації радіометра в Multisim при 45°C.

$t, ^\circ\text{C}$	20	25	30	35	40	45
$f_0, \text{Гц}$	1000	995.63	993.462	991.177	986.562	984.354
$\Delta f_{-3\text{dB}}$	37.44	37.548	37.647	37.736	37.767	37.88
$\Delta f_{-20\text{dB}}$	107.697	107.697	107.688	107.67	107.365	107.807
A_0 на 1кГц	40.469	40.387	40.16	39.758	39.16	38.337

Таблиця 4.1 Зміна параметрів смугового фільтра при підвищенні температури

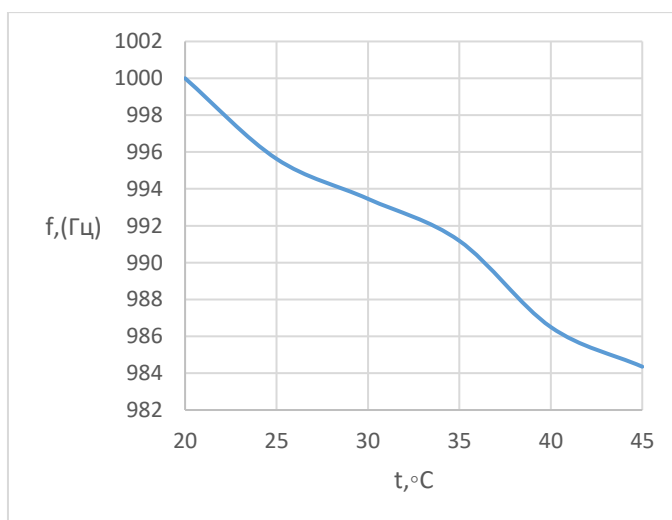


Рис.4.7 Залежність зміщення центральної частоти смугового фільтра від зміни температури

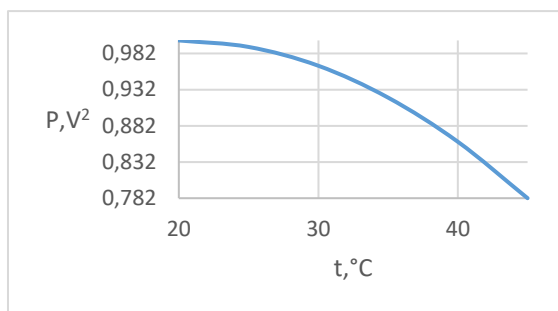


Рис.4.8 Залежність рівня вимірної потужності у відсотках від першопочаткової потужності при різних температурах

Хоч частота й змінюється але смуга пропускання фільтра залишається сталою, залежність зміщення центральної частоти від зміни температури має лінійний характер. На рис.4.8 показана залежність рівня вимірної потужності у відсотках від першопочаткової потужності при різних температурах, а відповідно при різних центральних частотах смугового фільтра. Звідси добре видно ступінь впливу підвищення температури на показання модуляційного радіометра.

4.2 Експериментальне дослідження впливу температурної нестабільності на параметри вузькосмугового фільтра

На рис. 4.4 зображено дослідний зразок вузькосмугового фільтра. Задля дослідження впливу зміни температури лише на опори електричні елементи рознесено на різні сторони друкованої плати (при використанні танталових конденсаторів або керамічних конденсаторів з діелектриком C0G(NP0) необхідність такого рішення відпадає), нагрівається верхня частина друкованої плати за допомогою термоповітряного нагрівача з реле температури.

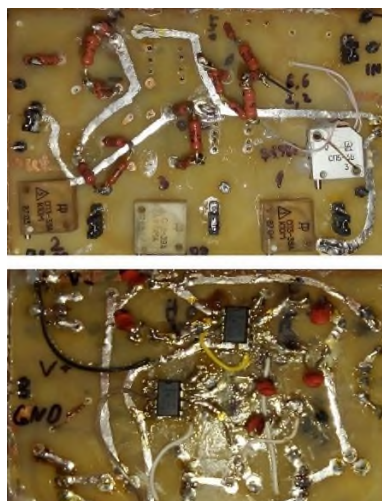


Рис. 4.4 зразку вузькосмугового фільтр

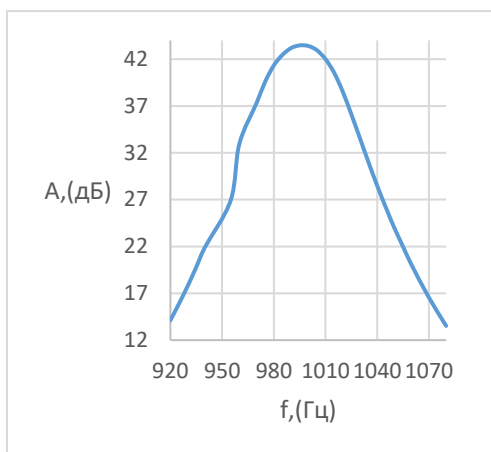


Рис. 4.6 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при 20°C. Центральна частота 1000Гц.

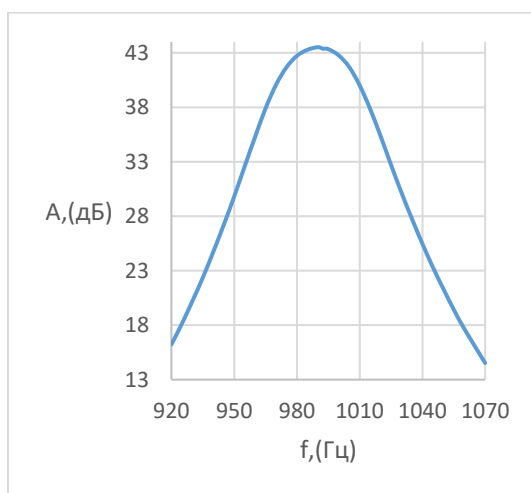


Рис. 4.8 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при 30°C. Центральна частота 990Гц.

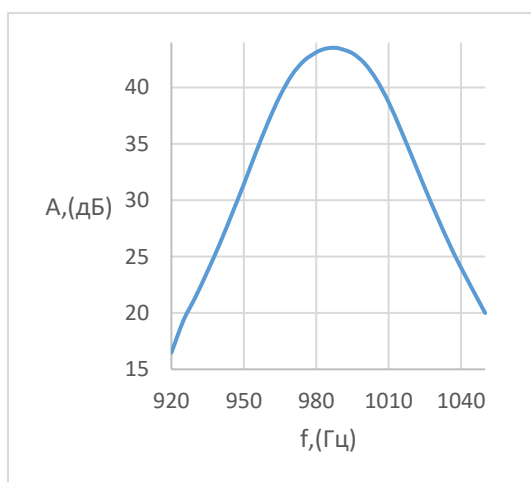


Рис. 4.8 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при 35°C. Центральна частота 987.5Гц.

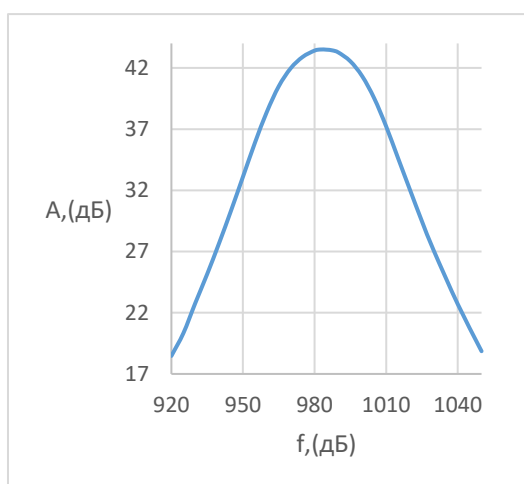


Рис. 4.10 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при 40°C. Центральна частота 982.5Гц.

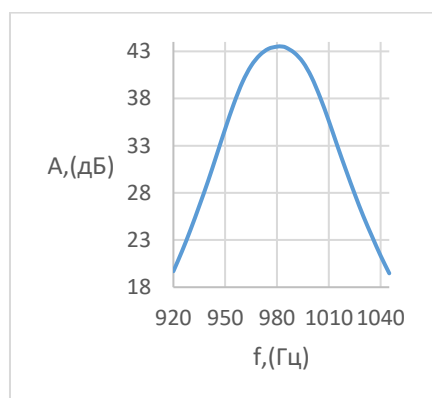


Рис. 4.10 АЧХ вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при 45°C. Центральна частота 980Гц.

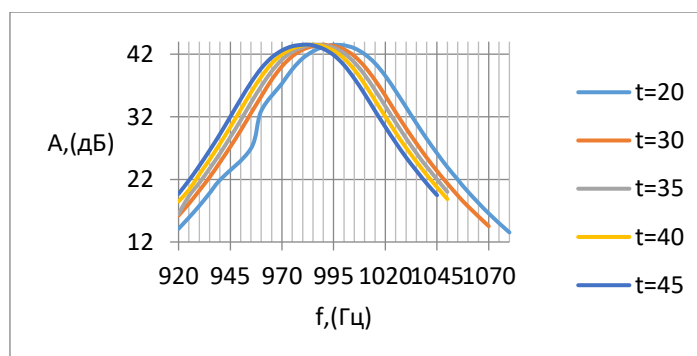


Рис. 4.11 Зведена залежність амплітуди вихідного сигналу вибіркового смугового фільтру частоти комутації радіометра в Multisim від частоти при зміні температури від 20 до 45°C та при амплітуді вхідного сигналу 0.09В.

Як видно з рис. 4.11 змінюється лише частота, а смуга пропускання залишається незмінною. Експериментальні результати повністю повторюють динаміку

продемонстровану моделюваннями в програмі Multisim. Незначні відмінності зустрічаються через невелике розлаштування ланок в дослідному макеті.

Висновок

В вузькосмуновому фільтрі частоти комутації модуляційного радіометра спостерігається зміщення центральної частоти через підвищення температури. Зміщення центральної частоти відбувається лінійно з крутизною $S=0.564(\text{Гц}/^{\circ}\text{C})$. Знаючи це можна точно передбачити зміщення центральної частоти залежно від довільного значення температури. Цей ефект зміщення частоти можливо усунути ввівши схему автоналаштування центральної частоти фільтру, що розглядається в цій роботі. Дану схему рекомендується застосовувати при підвищенні температури вище 30°C .

Список використаних джерел:

1. Яненко О.П., Перегудов С.М., Вірченко Л.А. Особливості формування шумових параметрів модуляційного радіометра. IX Міжнародна науково-технічна конференція "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи" 2020. РТПСАС-2020
2. MT-222 Mini Tutorial Analog Devices-Sallen-Key Filters -One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
3. Картер, Брюс. Операционные усилители для всех / Брюс Картер и Рон Манчини; пер. с англ. А. Н. Рабодзея. — М.: Додэка-XXI, 2011. — 544 с.:
4. Zumbahlen, H. (n.d.). MT-220 (rev. B) -Multiple Feedback Filters- analog devices. Multiple Feedback Filters. Retrieved November 21, 2022, from <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-220.pdf>
5. Хоровиц П., Хилл У. Х80 Искусство схемотех.ники: Пер. с англ.-Изд.2-е. М.:Издательство БИНОМ-2014-704с.,ил.
6. Mini Tutorial MT-224 One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. • • www.analog.com, 2012 Analog Devices, Inc.
7. Mini Tutorial MT-206 One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. • www.analog.com, 2012 Analog Devices, Inc.
8. Mini Tutorial MT-204 One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. • www.analog.com, 2012 Analog Devices, Inc.
9. Мамий А.Р., Тлячев В.Б. Операционные усилители. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.
10. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону: Навчальний посібник. – Житомир: ЖІТІ. – 2001. – 374 с.
11. Бондаренко И.Б. Электро радиоэлементы. Часть 1. Резисторы. – СПб: СПб НИУ ИТМО, 2012. – 108 с..
12. «МЛТ резисторы постоянные металлопленочные, теплостойкие с мощностью рассеяния до 2 Вт» ОЖ0.467.107ТУ
13. Физические основы проектирования радиоэлектронных средств: учеб.-метод. Комплекс для студентов специальности 1-39 02 01 «Моделирование и

компьютерное проектирование РЭС». В 2 ч. Ч. 1 / Т. В. Молодечкина, В. Ф. Алексеев, М. О. Молодечкин. –Новополоцк: ПГУ, 2013.

14. Марков, Ю. В. М26 Проектирование устройств приема и обработки сигналов : учебно-методическое пособие / Ю. В. Марков, А. С. Боков. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2015. — 112 с.

15. Куценко В.П. Скрипник Ю.А., Трегубов Н.Ф., Шевченко Яненко А.Ф. Методы и средства сверх высокочастотной радиометрии - Монография Вид. ІПШ «Наука і освіта» МОН України і НАН України, Донецьк, 2011-342с.

16. Яненко А.Ф., Микроволновая радиометрия в биологии и медицине: структурные решения, возможности и перспективы использования. Вісник Національного технічного університету України "КПІ", Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування.-2010.-№43

17. Яненко О. П., Вірченко Л. А. «ВПЛИВ ШУМІВ НА ЧУТЛИВІСТЬ МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА ТА МОЖЛИВІ ШЛЯХИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ», XXI Міжнародна науково-технічна конференція “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”, 17-18 травня 2022 року, КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, Україна

18. Головкин Д.Б., Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Надвисокочастотні методи та засоби вимірювання фізичних величин. Навч. посібн. - К. : Либідь, 2003. - 328 с.

19. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону: Навчальний посібник. – Житомир: ЖІТІ. – 2001. – 374 с.

20. B.Williams, Fred J.Taylor Electronic filter design handbook

21. Datasheet: VCR2N/4N/7N. Vishay Siliconix Document Number: 70293 S-41225—Rev. F, 28-Jun-04.

22. Детектирование амплитудно-модулированных колебаний: Методическая разработка для студентов физико-математического факультета/Куйбышевск. пед. ин-т. Куйбышев, 1988. 24 с.

23. DragosDucu, AN1353 Op Amp Rectifiers, Peak Detectors and Clamps Microchip Technology Inc. 2011

24. А. Дж. Пейтон, В. Волш. Аналоговая электроника на операционных усилителях — М.: БИНОМ, 1994 — 352 с.
25. Операционные усилители для всех / Брюс Картер и Рон Манчини ; пер. с англ. А. Н. Рабодзея. - Москва : ДМК Пресс, 2016. - 528 с.
26. Современная теория фильтров и их проектирование. Под ред. Г. Темеша, С. Митра. — М.: Мир, 1977
27. О. Яненко і Л. Вірченко, «ВИБІРКОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ЧАСТОТИ КОМУТАЦІЇ ВИСОКОЧУТЛИВОГО РАДІОМЕТРА З ТЕМПЕРАТУРНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ АЧХ», *Bull. Kyiv Polytech. Inst. Ser. Instrum. Mak.*, вип. 62(2), с. 88–95, Груд 2021..
28. SPICE L. W. Nagel and D. O. Pederson Memorandum No. UCB/ERL M382 Presented at the 16th Midwest Symposium on Circuit Theory, Waterloo, Ontario 12 April 1973
29. Spice (simulation program with integrated circuit emphasis). Center on Knowledge Translation for Technology Transfer - University at Buffalo. (2018, September 7). Retrieved July 11, 2022, from <https://publichealth.buffalo.edu/cat/kt4tt/best-practices/need-to-knowledge-ntk-model/ntk-commercial-devices/master-list-of-tools/electrical-electronic-engineering/spice--simulation-program-with-integrated-circuit-emphasis--.html>
30. URL: <https://www.pcbmay.com/ru/smd-pcb-сборка/> (дата звернення: 01.03.2023).
31. Программные средства проектирования печатных плат для создания электроники нового поколения/Altium. URL: <https://www.altium.com/ru> (дата звернення: 01.03.2023).

Розділ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

5.1 Вступ

Охорона праці - це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини у процесі трудової діяльності[1].

Роботодавець - власник підприємства, установи, організації або уповноважений ним орган, незалежно від форм власності, виду діяльності, господарювання, і фізична особа, яка використовує найману працю[1].

Працівник - особа, яка працює на підприємстві, в організації, установі та виконує обов'язки або функції згідно з трудовим договором (контрактом). Державна політика в галузі охорони праці визначається відповідно до Конституції України Верховною Радою України і спрямована на створення належних, безпечних і здорових умов праці, запобігання нещасним випадкам та професійним захворюванням[1].

Відношення держави до охорони праці своїх громадян(політика) ґрунтується на:

1. Повній відповідальності роботодавця за створення безпечних і що не шкодять здоров'ю умов праці. Ставленні життя та здоров'я працівників вище іншого.
2. Забезпечення технічного контролю за станом виробництв, технологій та продукції задля підвищення рівня безпеки, а також допомога підприємствам у створенні безпечних та нешкідливих умов праці[1].

У магістерській дисертації розглянуті питання охорони праці стосовно навчального закладу, де безпосередньо проходиться практика за темою диплому та за умовами праці, що визначені завданням магістерської дисертації.

5.2 Можливі шкідливі, небезпечні фактори

На робочому місці підчас виконання даної роботи можуть бути присутні шкідливі фактори наступного характеру:

1. Фізичні небезпечні і шкідливі виробничі фактори, а саме неякісне освітлення обумовлене відсутністю або нестачею природного світла або недостатня освітленість робочої зони.
2. Психофізіологічні небезпечні та шкідливі виробничі фактори, а саме нервово-психічні перевантаження обумовленні розумовим перенапруженням та монотонністю праці.

5.3 Оцінка існуючих умов:

5.3.1 Розташування робочих місць, чи відповідають вимогам

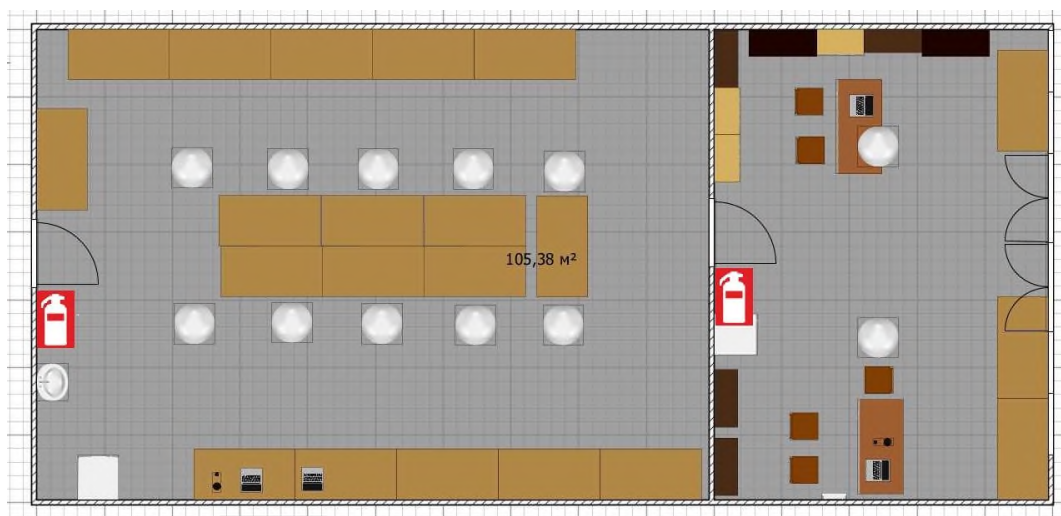


Рис 5.3.1.1 Розташування робочих місць

Розміри приміщення:

Розміри приміщення (м):

Довжина – 20;

Ширина – 7;

Висота – 3.

Кількість працюючих – 3

Встановлена площа на одне робоче місце має бути не меншою 6 м², а об'єм не менше ніж 20 м³.

Згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 [2] в лабораторії може перебувати 23 працівників.

Джерело живлення електроприладів:

Трифазна мережа напруги 380/220 В, з частотою 50 Гц та з глухо заземленою нейтраллю відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18[3].

Джерела утворювання небезпек:

Гострі краї паперу, термоповітряні паяльні станції, лампи, корпуси комп'ютерів, монітори комп'ютерів, дослідне та вимірювальне обладнання.

Класифікація приміщення за пожеже-вибухо небезпекою:

Приміщення відноситься до класу В.

Характеристико приміщення:

Приміщення звичайне, з джерелом води, з нормальною вологістю згідно з санітарними вимогами, без слідів забруднення шкідливими для здоров'я речовинами.

5.3.2 Мікроклімат

Виробниче приміщення - замкнутий простір в спеціально призначених будинках та спорудах, в яких постійно (по змінах) або періодично (протягом частини робочого дня) здійснюється трудова діяльність людей[4].

Мікроклімат виробничих приміщень - умови середовища всередині об'єму цих приміщень, що впливають на обмін тепла тіл працюючих з оточенням за допомогою: конвекції, кондукції, теплового випромінювання та випаровування вологи. На ці процеси впливає багато чинників: температура, відносна вологість, швидкість руху потоків повітря, нагрів оточуючих людину поверхонь та інтенсивністю інфрачервоного опромінення.

Параметри мікроклімату в приміщенні повинні відповідати ДСН 3.3.6.042-99 [4].

Для Легкої (Іа) категорії роботи за енерговитратами:

1. Для холодного періоду року – температура повітря 22 – 24°C, відносна вологість 60 – 40%, швидкість руху повітря 0,1м/с.
2. Для теплого періоду року – температура повітря 23 – 25°C, відносна вологість 60 – 40%, швидкість руху повітря 0,1м/с.

Кондиціонування необхідно застосовувати для підтримки в приміщенні оптимального температурного режиму в теплий період року. Централізоване опалювання і вентиляція допомагають підтримувати температурний режим у холодний період.

При виконанні паяльних робіт необхідно застосовувати засоби індивідуального захисту, безсвинцеві припої, витяжні шафи, провітрювання.

5.3.3 Освітлення

Очі напружуються при читанні інформації з монітора. Це відбувається через те що, що відстань від тексту до очей постійна і м'язи очей перебувають у постійній напрузі. З часом це може призвести до порушень зору. Також напругу на очі створюють такі процеси як: мерехтіння монітору, яскравість.

Зменшити навантаження на зір дозволяє гарне освітлення, що відповідає нормам ДБН В. 2. 5. – 28– 2018 [5].

Якщо виконуються роботи середньої точності (як найменший розмір об'єкту розрізнення 0,5 - 1,0 мм) коефіцієнт природного освітлення (КПО) повинен бути не нижчим 1,0% зі світлим фоном та середнім контрастом зображення.

Як джерело штучного освітлення рекомендується використовувати люмінесцентні лампи типу ЛБ, або ДРЛ, які необхідно рівномірно розташувати над робочим місцем. Джерела штучного світла необхідно розташувати з обох сторін від екрану паралельно напрямку зору. Рекомендується застосовувати антиблікові окуляри та спеціальні фільтри для екрану.

5.3.4 Шум, вібрація

Джерела шуму при роботі з комп'ютерною технікою:

1. жорсткий диск;
2. вентилятор блока живлення мережі;
3. вентилятор розташований на процесорі;
4. швидкісні CD-ROM.

Підвищення рівня шумового забруднення робочого місця шкідливо впливає на організм працівника комплексно, викликаючи несприятливі зміни в його органах і системах. Тривала дія такого шуму здатне привести до розвитку у працівника втрати слуху, збільшення ризику артеріальної гіпертензії, хвороби серцево-судинної, нервової системи та ін.

Шум, що створюється працюючими ПК, є широкосмуговим, постійним. Рівень шуму не повинен бути більше 50дБА згідно ДСН 3.3.6.037-99 [6], а рівень вібрацій

33дБ згідно ДСН 3.3.6.039-99 [7] при виконанні завдань на робочих місцях у приміщеннях.

Заходи для забезпечення норм по шуму та вібраціям:

1. Встановлення амортизуючих підкладок під джерела вібрацій.
2. Використання шум-поглинаючих матеріалів при будівництві будівлі
3. Застосування меблів з м'якою підкладкою.
4. Застосування вушних затичок або шум поглинаючих навушників

5.3.5 Електробезпека

При роботі з електричним обладнанням необхідно суворо слідувати правилам техніки безпеки експлуатації електрообладнання відповідно НПАОП 40.1-1.01-97[8].

Заборонено здійснювати наступні дії при роботі з електрообладнанням:

1. Користуватись електрообладнанням у якого не закриті кришки корпусів,
2. Заборонено без відповідного рівня допуску ремонтувати обладнання некваліфікованими особами.
3. При наявності напруги в мережі заборонено доторкатися до з'єднань та дротів.
4. Самостійно проводити ремонт електрообладнання та використовувати незаземлене обладнання.
5. Заборонено використовувати пошкоджене обладнання.

Для живлення однофазного устаткування використовується трифазна мережа 380/220В частотою 50Гц з глухо заземленої нейтралі. Це часто є причиною небезпеки ураження електричним струмом, задля запобігання цьому в правилах устрою електроустановок (ПУЕ) [9] процедури та заходи задля запобігання нещасних випадків:

1. Занулення електрообладнання.
2. Ступені захисту залежно від призначення(прилади для освітлення IP-23,ЕОМ IP-44)
3. Експлуатаційні вимоги до обладнання.

5.3.6 Пожежа, засоби пожежогасіння, кількість, розташування

Приміщення належить до незначного ступеня ризику та обладнано засобами пожежогасіння відповідно до НАПБ А.01.001-2014[10] у кількості 2 шт. (вогнегасник ВП-1), місця розташування зображені на Рис. 5.3.6.1:

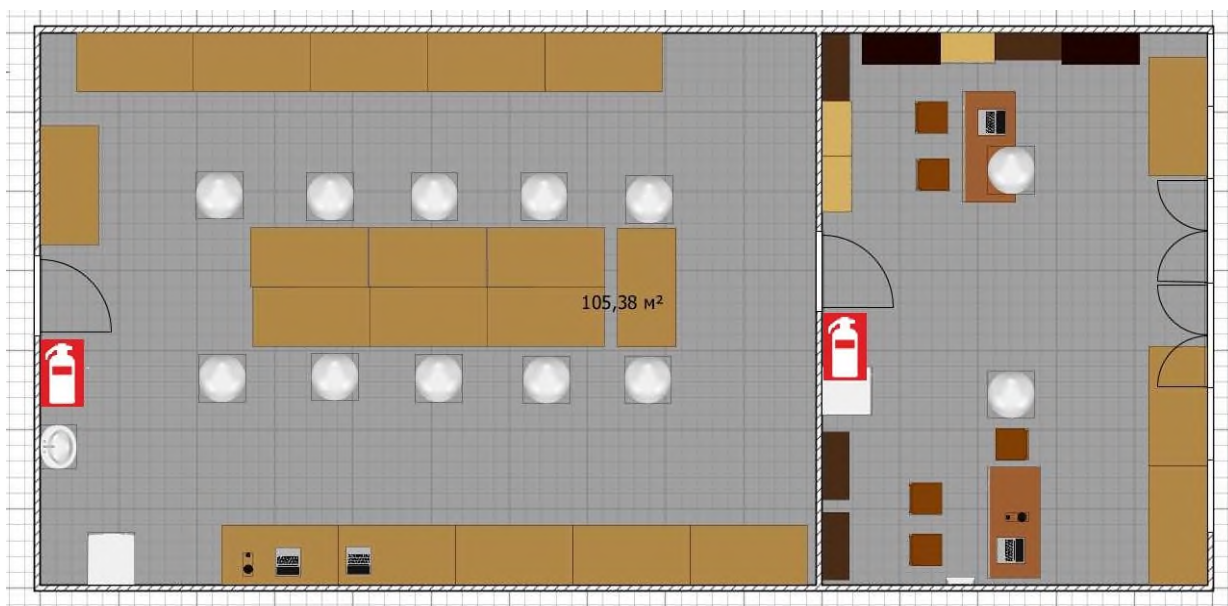


Рис 5.3.6.1 Місце розташування засобів пожежогасіння.

5.4 Шляхи евакуації

Відповідно до НАПБ А.01.001-2014[10] у будівлі розміщено плани евакуації в разі пожежі Рис 5.4.1.

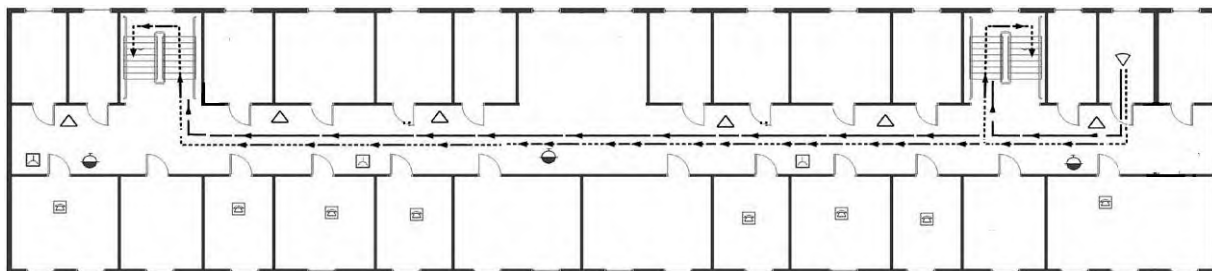


Рис 5.4.1 Шляхи евакуації зі споруди.

5.5 Рекомендації щодо дій у випадку повітряної тривоги

Сигнал “Повітряна тривога” транслюється централізованими системами оповіщення сиренами, засобами регіональних медіа, телефонними додатками: “Київ цифровий” або “Повітряна тривога”.

Дізнатись про тип сигналу сирени можна за тривалістю звучання. Тривале звучання, може продовжуватись від трьох до десяти хвилин та означає “Повітряна тривога”, при цьому рекомендується перейти у найближчі укриття[11].

Про “Відбійповітряноїтривоги” свідчать три короткі сирени з тривалістю хвилина.

Дії здобувачів вищої освіти під час занять за сигналом “Повітряна тривога”

Необхідно знати:

1. місця укриттів у навчальному корпусі, де проводяться заняття;
2. маршрут до укриттів та порядок руху до укриттів;
3. правила поведінки в самому укритті.



Рис.5.5 Розташування корпусів та укриттів на території НТУУ «КПІ» та шляхи евакуації з навчального корпусу

В задовільному стані знаходяться укриття:

Окремі укриття: №107515(до 70 людей), 107518(до 90 людей).

Укриття у корпусах: №1(площа коридорів: 125 кв. м), 5(до 70 людей), 9(до 210 людей), 12(до 221 людей), 18(до 250 людей), 19,(до 200 людей), 20(до 380 людей), 35.

В незадовільному стані знаходяться укриття у корпусах: №4(до 90 людей), 8(до 85 людей) [12].

Якщо об’явлено сигнал “Повітряна тривога” необхідно:

1. негайно припинити заняття;

2. вимикають обладнання;

3. організованослухаючись вказівок викладача, спокійно, групою рухатись до укриття за затвердженим маршрутом;

4. перебуваючи в укритті всі слідують вказівкам коменданта укриття [11];

Під час перебування в укритті треба придержуватись правил поведінки в укритті та не шуміти.

5.6 Профілактика ускладнень після роботи за комп'ютером

Сидяча, статична робота спричиняє порушення роботи багатьох систем та органів: легенів, серця, порушення осанки, остеохондроз, гіпертонію. Робота з комп'ютером викликає ускладнення зору. Запобігати цьому можна виконуючи вправи для тіла та очей.

Рекомендується влаштовувати перерви після кожних 2 години роботи по 15-20 хв.

Вправи для знімання навантаження з стомлених очей і покращення кровообігу (виконуються без повертання голови):

1. Подивитися вгору, вниз, вправо, вліво. Темп середній. Повторити 10 разів
2. Заплющити очі на 3-5 секунд. Повторити 2-3 разів.
3. Швидко моргати протягом 1 хвилини.
4. Подивитись вправо, вліво. Темп середній. Повторити 10 разів
5. Заплющити очі на 3-5 секунд. Повторити 2-3 разів.
6. Швидко моргати протягом 1 хвилини.
7. Повертати очима по колу в один бік і у зворотний бік. Повторити 10 рази.
8. Заплющити очі на 3-5 секунд. Темп середній. Повторити 2-3 разів.
9. Швидко моргати протягом 1 хвилини.
10. Повертати очима по колу у зворотний бік. Повторити 10 рази.
11. Міцно заплющити очі на 3-5 секунд. Темп середній. Повторити 2-3 разів.
12. Швидко моргати протягом 1 хвилини.

Вправи для тіла:

1. Вихідне положення (В. п.) - ноги на ширині плечей, руки на поясі, спина пряма.

2. Нахили вперед, назад. Темп повільний. Повторити 10 разів.
3. В. п.-ноги на ширині плечей, руки на поясі, спина пряма.
4. Нахили вліво, вправо. Темп повільний. Повторити 10 разів.
5. В. п.-ноги на ширині плечей, руки на поясі, спина пряма.
6. Обертання тулуба вліво, вправо. Темп повільний. Повторити 10 разів.
7. В. п.-ноги на ширині плечей, руки на поясі, спина пряма.
8. Присідання. Ноги напівзігнуті. Темп середній. Повторити 10 разів.
9. В. п.-ноги на ширині плечей, руки на поясі, спина пряма.

5.7 Висновок

У приміщенні не має умов, що могли б викликати підвищену та особливо підвищену небезпеку для персоналу. Приміщення задовольняє існуючі норми захисту праці. Воно підходить для виконання поставлених задач при дотриманні правил безпеки. Недоліком є відсутність робочого укриття на випадок «Повітряної тривоги».

Список літератури:

1. Закон України “Про охорону праці” / Законодавство України про охорону праці. Редакція від 2019.
2. ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин». №382/3675 , 1998 р.
3. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. ЗАТВЕРДЖЕНО Наказ Міністерства соціальної політики України 14.02.2018 № 207. Зареєстровано в Міністерстві юстиції України 25 квітня 2018 р. за № 508/31960. Офіційний вісник України від 18.05.2018 — 2018 р., № 38, стор. 121, стаття 1352, код акта 90123/2018.
4. ДСН 3.3.6.042-99 „ Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень” - К.: МОЗ
5. ДБН В. 2. 5. – 28– 2018 «Природне і штучне освітлення».
6. ДСН 3.3.6.037-99. «Державні санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку».— К.: МОЗ України, 2000 – 29с.
7. ДСН 3.3.6.039-99. «Державні санітарні норми виробничої загальної та локальної вібрацій» – К.: МОЗ України, 2000.— 45с.
8. НПАОП 40.1-1.01-97. Правила безпечної експлуатації електроустановок, затверджених наказом Державного комітету України по нагляду за охороною праці від 06 жовтня 1997 року № 257, зареєстрованих у Міністерстві юстиції України 13 січня 1998 року за № 11/2451
9. ПУЕ „Правила улаштування електроустановок”. Розділ 1 Загальні правила. Гл.1.7 Заземлення і захисні заходи електробезпеки. – К.: ОЕП ”ТРИФЕ”, 2006.— 77с.
10. НАПБ А.01.001-2014. Правила пожежної безпеки в Україні.

11. Додаток 1 до наказу від 04.08.2022 № НУ/129/2022
12. <https://teletype.in/@srkpi/shelters>

Додаток А

Лістинг програми

```

 $\alpha := x$ 
 $\beta := y$ 
 $BW3db := r$ 
 $f0 := t$ 
 $Qbp := \frac{f0}{BW3db}$ 
 $C := \alpha^2 + \beta^2$ 
 $D := \frac{2 \cdot \alpha}{Qbp}$ 
 $E := \frac{C}{Qbp^2}$ 
 $G := \sqrt{E^2 - 4 \cdot D^2}$ 
 $Q := \sqrt{\frac{E + G}{2 \cdot D^2}}$ 
 $M := \frac{\alpha \cdot Q}{Qbp}$ 
 $W := M + \sqrt{M^2 - 1}$ 
 $fra := \frac{f0}{W}$ 
 $frb := W \cdot f0$ 
 $\alpha0 :=$ 
 $Qrel := \frac{Qbp}{\alpha0}$ 
 $\left(\frac{A}{3}\right)$ 
 $A0 := 10^{\frac{20}{20}}$ 
 $Ara := A0 \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f0}{fra} - \frac{fra}{f0}\right)^2}$ 
 $Arb := A0 \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f0}{frb} - \frac{frb}{f0}\right)^2}$ 
Section1:  $f0 =, Qrel =, A0$ 
Section2:  $fra =, Q =, Ara$ 
Section3:  $frb =, Q =, Arb$ 
Section1:
 $R2 := \frac{Qrel}{\pi \cdot f0 \cdot C}$ 
 $R1a := \frac{R2}{2 \cdot Arb}$ 
 $\frac{R2}{2}$ 
 $R1b := \frac{2}{2 \cdot Qrel^2 - A0}$ 
Section2:
 $R3 := \frac{Q}{\pi \cdot fra \cdot C}$ 
 $R2a := \frac{R3}{2 \cdot Arb}$ 
 $\frac{R3}{2}$ 
 $R2b := \frac{2}{2 \cdot Q^2 - Ara}$ 
Section3:
 $R4 := \frac{Q}{\pi \cdot frb \cdot C}$ 
 $R3a := \frac{R4}{2 \cdot Arb}$ 
 $\frac{R4}{2}$ 
 $R3b := \frac{2}{2 \cdot Q^2 - Arb}$ 

```

Bibliography: B.Williams, Fred J.Taylor Electronic filter design handbook

Додаток Б

ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Вісник КПІ. Серія ПРИЛАДОБУДУВАННЯ, Вип. 62(2), 2021

УДК 621.317.07.089

Вибірковий підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра з температурною компенсацією АЧХ*Яненко О.П., д.т.н., професор, Вірченко Л. А., магістрант.**Національний технічний університет України**«Київський політехнічний інститут», Київ, Україна***Анотація**

Відмічено, що вимірювання низькоінтенсивних мікрохвильових сигналів різноманітних фізичних тіл і біологічних об'єктів пов'язано з необхідністю забезпечення високої чутливості, яка може сягати 10^{-14} - 10^{-15} Вт. Розглянуті особливості роботи каналу перетворення модуляційного радіометра та визначена роль вибіркового підсилювача частоти комутації в забезпеченні такої чутливості. Отримані та проаналізовані вхідні та вихідні сигнали вибіркового підсилювача, їх взаємозв'язок та вплив на чутливість радіометра. Обґрунтовано необхідність застосування компенсації впливу температури на характеристики фільтру з урахуванням температурних коефіцієнтів елементів схеми. Проведено моделювання вибіркового підсилювача з фільтром третього порядку, отримана амплітудно-частотна характеристика та зона її можливого зміщення за максимальної робочої температури. Розроблена структурна та принципова схема вибіркового підсилювача з автоматичним врахуванням температурних впливів, за рахунок введення зворотного зв'язку та корекцією АЧХ фільтра. Запропоновано в якості елемента корекції АЧХ використання каналу польового транзистора, з'єднаного послідовно з опорами частото формуючих ланцюгів фільтра третього порядку.

Ключові слова: радіометрія, чутливість, вибіркового підсилювач, температурна стабільність, амплітудно-частотна характеристика.

Вимірювання низькоінтенсивних мікрохвильових сигналів різноманітних фізичних тіл і біологічних об'єктів за допомогою радіометрів пов'язано з необхідністю забезпечення високої чутливості радіометричних вимірювальних систем (ВРС), яка може сягати, наприклад, в мікрохвильовому діапазоні 10^{-14} - 10^{-15} Вт [1]. Рівень випромінювання людини при цьому знаходиться в межах 10^{-13} - 10^{-14} Вт. Не менш важливим є підтримка стабільності чутливості радіометра в часі, причому незалежно від виду інформаційного сигналу, який може бути в радіо, оптичному або акустичному діапазоні.

Чутливість є важливим параметром у вимірювальних системах оскільки за низької чутливості рівень слабого вимірюваного сигналу виявляється порівняним з рівнем власних шумів підсилювачів, фільтрів та інших елементів пристроїв через що стає непомітним на їх фоні. Тому стабільність елементів фільтрів також не можна ігнорувати через те, що при зміні їх номінальних значень порушується налаштування і режим роботи пристрою та якість його роботи. На номінальні значення елементів тракту вимірювальних пристроїв найпомітніше впливає значення температури навколишнього середовища.

В таких високочутливих вимірювальних системах як радіометри, зміна параметрів елементів вимірювальних трактів під дією температури навколишнього середовища, може різко приводити до зменшення чутливості та точності вимірювання сигналів об'єктів вимірювання. Зміна коливань температури зовнішнього середовища

Вступ. Постановка задачі

(збільшення) може сягати $25-35^{\circ}\text{C}$, а внутрішня температура екранованих блоків радіометричного каналу $45-50^{\circ}\text{C}$. При чому навіть пасивні елементи вимірювальних схем резистори та конденсатори

змінюють значення в достатньо значних межах. Так, наприклад, ТКС метало плівкових МЛТ, які зазвичай використовуються для побудови схем, за вказаної температури, складає $\pm 1200 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}\text{C}$ [2], а ємність конденсаторів типу SMD Y5V може змінюватись на 80%, X7R може змінюватись на 10% та конденсаторів NP0 практично не змінюється [3,4]. Залежно від вибору конденсатора можна уникнути його впливу і припустити, що на характеристики системи впливають параметри резисторів.

Виходячи з наведеного вище можна констатувати, що зміна температури призводить до відхилення значень параметрів елементів схем від номінальних, а отже й до зміни характеристик пристроїв. Тому проведення дослідження із забезпечення стабільності вихідних параметрів особливо високочутливих радіометричних систем є своєчасним і актуальним. До таких систем можна віднести і високочутливі радіометри.

Авторами статті проведені дослідження вибіркового (селективного) фільтра - підсилювача частоти комутації високочутливого модуляційного радіометра, як одного із елементів, що мають значний вплив на чутливість і точність вимірювання та розроблені рекомендації що до підвищення стабільності його параметрів.

Особливості роботи вибіркового підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра в процесі перетворення сигналів.

Побудова структурних схем високочутливих РС зазвичай виконується з використанням компенсаційного, кореляційного та модуляційного методу перетворення вхідних сигналів. [5,6]. Модуляційні методи найбільш часто використовувані завдяки їх простоті, надійності і можливості забезпечення високої чутливості та точності вимірювання. Високочутливі модуляційні РС будуються за схемою супергетеродинного перетворення вхідних сигналів, в якому підсилення сигналу проводиться у вхідному каскаді, на проміжній частоті та частоті модуляції (комутації). Виконання радіометричного каналу за такою схемою дозволяє отримати високу стабільність і рівень підсилення, однак температурний вплив навколишнього середовища залишається.

Важливим елементом радіометричного каналу є вибіркового (смугового) фільтр - підсилювач, який забезпечує виділення частоти комутації, підсилення напруги модуляції та придушення низькочастотних шумів і завад. Структурна схема високочутливої радіометричної системи модуляційного типу з гетеродинним перетворенням вхідного сигналу представлена на рис.1

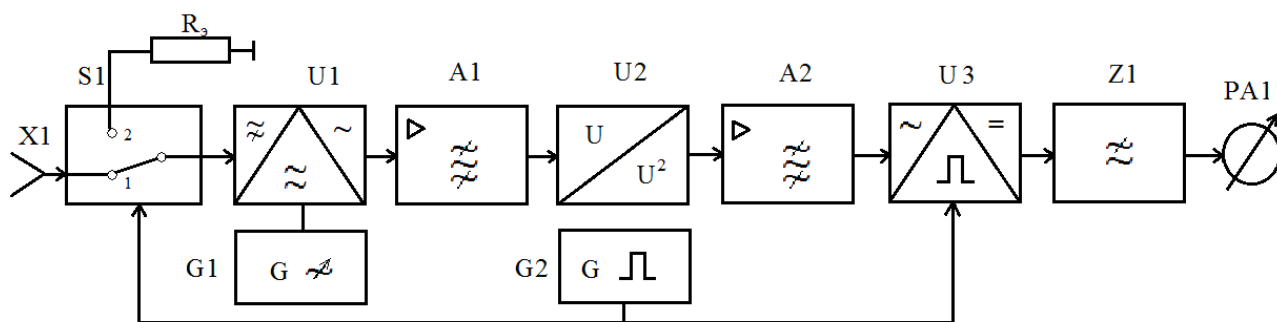


Рис.1 Схема радіометричної системи модуляційного типу

На рисунку 1 позначені основні елементи радіометричного каналу:

X1 - вхідна антена, R_e - еквівалент антени, S1- комутатор (модулятор), U1- змішувач, G1- гетеродин, A1- підсилювач проміжної частоти, U2- квадратичний детектор, A2 - вибіркового фільтра підсилювач частоти комутації, U3 - синхронний детектор, Z1 - фільтр нижніх частот, PA1 - індикатор, G2 - генератор частоти комутації.

Розглянемо процеси перетворення сигналів та взаємозв'язок вибіркового фільтра - підсилювача частоти комутації з іншими елементами радіометричного каналу.

Під час вимірювання на вхідну антену радіометра X1 може поступати шумовий або монохроматичний сигнал типу:

$$u_0(t) = U_0 \sin \omega t, \quad (1)$$

де U_0 , ω - амплітуда і відповідно частота вхідного сигналу

Комутатор S1 по чергово перемикається в положення 1 або 2 і навпаки, імпульсним сигналом (меандром), приєднуючи антену і еквівалент антени до радіометричного каналу.

Процедура проходження вимірювального сигналу радіометричним каналом добре описана авторами [2], а тому, в нашому дослідженні, обмежимося розглядом сигналів починаючи з квадратичного детектора, який приєднаний до входу вибіркового фільтра - підсилювача частоти комутації,

В положенні 1 комутатора S1 на вхід квадратичного детектора U2 знаходить сигнал

$$u_1(t) = S_\Sigma [u_0(t) + u_w(t)], \quad (2)$$

де S_Σ - сумарний коефіцієнт перетворення вхідного сигналу $u_0(t)$ до входу детектора U2;

$u_w(t)$ - напруга власних шумів радіометричного каналу.

Перемикання комутатора S1 в положення 2 приводить до появи на вході детектора U2 тільки напруги власних шумів

$$u_2(t) = S_\Sigma u_w(t) \quad (3)$$

Таким чином, за період комутації імпульсним сигналом прямокутної форми на вході квадратичного детектора присутній сигнал

$$u_3(t) = S_\Sigma \{ [u_0(t) + u_w(t)] F_1 + u_w(t) F_2 \}, \quad (4)$$

де F_1 , F_2 - параметри комутуючої функції (меандру); а

$$F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1},$$

$$F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \quad (5)$$

Таким чином, враховуючи властивості комутуючої функції, описані в [6], характеристику квадратичного детектора та вхідний сигнал (4) на виході детектора отримуємо:

$$u_4(t) = \frac{aU_0^2}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + au_w^2(t), \quad (6)$$

де a - коефіцієнт перетворення радіометричного каналу з урахуванням квадратичного детектора; U_0^2, Ω - амплітуда (потужність) вхідного сигналу і частота комутуючої функції.

Оскільки постійна складова рівняння (6) не проходить на вхід фільтра - підсилювача через роздільну ємність, то на його виході отримуємо сигнал:

$$u_5(t) = aK_1 \left[\frac{U_0^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \Delta u_w^2(t) \right], \quad (7)$$

де K_1 - коефіцієнт передачі селективного підсилювача частоти комутації;

$\Delta u_w^2(t)$ - дисперсія напруги шумів і завад, які потрапляють у смугу пропускання селективного фільтра.

Виділена напруга (7) подається на синхронний детектор, на другий вхід якого надходить опорний сигнал частоти комутації Ω .

$$u_6(t) = U_2 (F_1 - F_2) = \left\{ \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] - \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] \right\} U_2, \quad (8)$$

де U_2 - амплітуда опорної низькочастотної комутуючої напруги.

В результаті перемноження сигналу (7) на опорну комутуючу напругу (8) на виході синхронного детектора U2 фільтром нижніх частот Z1 виділяються постійні складові, які пропорційні потужності вхідного сигналу та потужності низькочастотних шумів і завад, що потрапили в смугу пропускання вибіркового фільтра підсилювача A2

$$u_7(t) = u_5(t)u_6(t) = 2aK_1K_2K_3\left[\frac{U_2U_o^2}{\pi^2} + \frac{U_2}{\pi} \Delta U_w^2(\Delta F) \sum_1^i (\Omega \pm \Omega_i)\right] \quad (9)$$

де K_2 , K_3 – коефіцієнт передачі синхронного детектора та відповідно ФНЧ Z1

ΔU_w^2 – дисперсія шумів та завад, що попадають в смугу пропускання ΔF підсилювача A2 та ФНЧ Z1[7].

На рис. 2 представлений розподіл шумів, які проходять через вибіркового підсилювач.

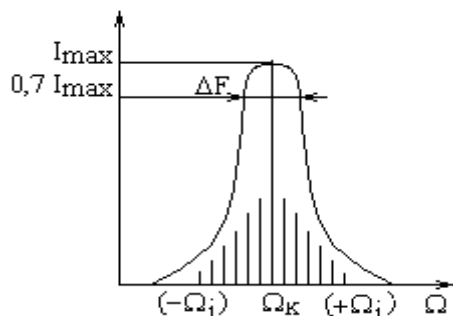


Рис.2 Розподіл інтенсивності складових термодинамічних флуктуацій, наближених до частоти комутації, друга складова рівняння (9)

Перша складова рівняння (9) є постійна напруга, пропорційна потужності вхідного вимірюваного сигналу, а друга - змінна напруга шуму та завад, що пройшла через

Моделювання та синтез схеми вибіркового підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра **Вибір схеми**

Фільтр багаторазового зворотного зв'язку, зазвичай використовує операційний підсилювач як інтегратор. Отже, залежність передавальної функції від параметрів операційного підсилювача більша, ніж у реалізації Саллена-Кея. Складно сформулювати якісні високочастотні секції через обмеження коефіцієнта підсилення розімкнутого контуру операційного підсилювача. Принципове правило полягає в тому, що коефіцієнт підсилення операційного підсилювача у розімкнутому циклі повинен бути принаймні на 20 дБ ($\times 10$) бути вище амплітудної характеристики на резонансній (або граничній) частоті, включаючи пік,

смуговий фільтр системи каналу перетворення РС. Паразитні шумові складові, присутні в рівнянні (9) викликають повільну флуктуацію показника індикатора і погіршують чутливість радіометра. Підвищення чутливості може досягатися декількома шляхами. По-перше, зменшенням рівня термодинамічних флуктуацій за рахунок оптимальних конструкторських і технологічних рішень (екранування, застосування малошумливих елементів і вузлів та ін.), а по-друге за рахунок збільшення кількості відліків та часу вимірювання, що природно знижує швидкість РС. і в третє за рахунок звуження смуги пропускання вибіркового фільтра A2. Найбільш раціональним, на наш погляд, є зниження потужності термодинамічних флуктуацій шляхом зменшення смуги пропускання вибіркового фільтра частоти комутації ΔF в підсилювачі A2 вибираючи його в межах 10-100 Гц. В той же час, як показали дослідження [8,9], великий вплив на чутливість радіотехнічних пристроїв має температура, під дією якої змінюються параметри підсилювачів, фільтрів, частота генераторів тощо. Тому розробка і дослідження схеми вибіркового підсилювача частоти комутації та можливих варіантів стабілізації вихідних параметрів радіометра при зміні температури є актуальною задачею.

спричинений добротністю фільтра. Пік через Q викликає амплітуду A_0 .

$$A_0 = KQ,$$

(10)

де K - коефіцієнт підсилення схеми, Q - добротність фільтра.

Кілька послідовних ланцюгів фільтрів зворотного зв'язку (33) інвертують фазу сигналу. Це еквівалентно додаванню результуючого зсуву фази на 180° до фазового зсуву самого фільтра[10]. На рис.3 представлена схема секція смугового фільтра із множинним ЗЗ.

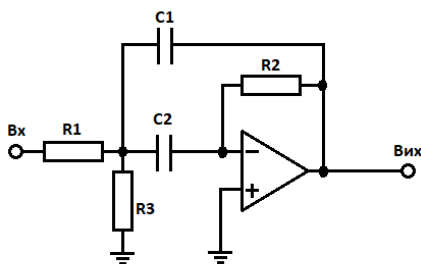


Рис. 3 Смуговий фільтр із зворотними зв'язками (Multiple Feedback Band-Pass Filter) Основні параметри смугового фільтра, побудованого за схемою рис.3, можна розрахувати, за формулами [10,11]:

Центральна частота:

$$f_0 = \frac{1}{\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (11)$$

Коефіцієнт підсилення на центральній частоті:

$$A_0 = R_2 / (2R_1). \quad (12)$$

Добротність:

$$Q = \pi f_0 R_2 C. \quad (13)$$

Смуга пропускання:

$$\Delta F = 1 / (\pi R_2 C). \quad (14)$$

У фільтрах з множинним 33 передбачена можливість незалежного регулювання добротності Q , підсилення A_0 і центральної частоти f_0 . Ширина смуги пропускання і коефіцієнт підсилення не залежать від значення R_3 . З цієї причини резистор R_3 можна використовувати для зміни центральної частоти фільтра без впливу на смугу пропускання або коефіцієнт підсилення. При малих значеннях Q фільтр може працювати і без резистора R_3 , проте в цьому випадку Q виявляється пов'язана з A_0 співвідношенням $-A_0 = 2Q^2$ і при спробах регулювати частоту буде спостерігатись зміна добротності, що є значним недоліком [10]. Зміна спектральної щільності потужності теплового шуму, розрахованого за ф-ю. Найквіста (при 293К) має прямо пропорційну залежність від ΔF , яка на кожні 50 Гц збільшується на $2 \cdot 10^{-19} \text{ Вт}$.

Коефіцієнт перетворення (трансформації) спектра при виділенні корисного сигналу характеризує відношення смуги пропускання вибіркового підсилювача ΔF до смуги частот на його вході Δf , спектр якої описується (7), можна записати як:

$$K_{\text{прс}} = \frac{\Delta F}{\Delta f} < 1. \quad (15)$$

Коефіцієнт перетворення спектра прямо пропорційний до смуги фільтра, збільшення смуги на 50 Гц супроводжується збільшенням коефіцієнта перетворення спектра на 0.1% від смуги.

Особливості програми Multisim для моделювання вибіркового фільтра-підсилювача

Multisim – це емулятор схем розроблений компанією National Instruments, що дозволяє об'єднати етап розробки електронних пристроїв та їх тестування. Завдяки набору віртуальних пристроїв, інтерактивному SPICE-моделюванню, аналізу електричних кіл та моделюванню їх режимів роботи розробник має зручний інструмент здатний на етапі розробки спрогнозувати характеристики роботи пристрою, виявити помилки та значно пришвидшити розробку.

База даних компонентів налічує більше 1200 SPICE-моделей компонентів від відомих виробників: Texas Instruments, Linear Technology та інші. Також є можливість створення та редагування власних SPICE-моделей. Віртуальні прилади представлені: мультиметром, генератором сигналів, осцилографами, вимірювачами частотних характеристик (Бодє Плоттер), спектральним аналізатором, пробником та ватметром.

Наявні три основні режими аналізу даних:

- 1) DC-аналіз кола на постійному струмі (для резистивних схем в яких конденсатори замінюють розривом, котушки індуктивності короткою, нелінійні компоненти замінюють їх опором на постійному струмі в робочій точці).
- 2) AC-аналіз на змінному струмі (базується на побудові частотних характеристик).
- 3) Transient-аналіз перехідних процесів (дозволяє визначити форму вихідного сигналу) [11].

Технічні вимоги щодо моделювання та розробки вибіркового підсилювача:

6. Вхідний сигнал 10-20 мВ.
7. Центральна частота 1кГц.
8. Смуга пропускання 90Гц.
9. Коефіцієнт підсилення 50-100 раз.

10. Амплітуда вихідного сигналу до 1В.

Розрахунок параметрів та моделювання вибіркового фільтра 3-го порядку

В результаті моделювання та проведеного розрахунку за табличними значеннями полюсів з характеристикою Бесселя для 3-го порядку за формулами наведеними у [12] отримали принципову схему смугового фільтра рис.4:

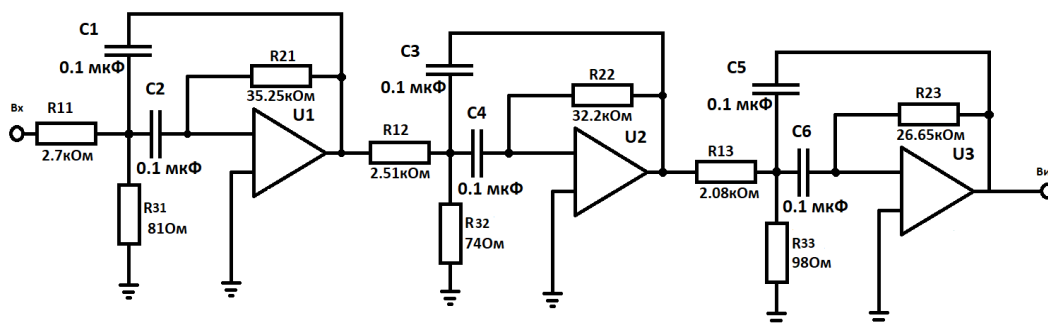


Рис. 4 Схема принципова вибіркового фільтра із множинним зворотним зв'язком (Multiple Feedback Band-Pass Filter) 3-го порядку.

Амплітудна - частотна характеристика розробленого фільтра, за температури 20⁰ С наведена на рис.5 (графік1)

Найбільш важливі параметри, отримані при моделюванні вибіркового фільтра-підсилювача (рис.4) відповідають заданим технічним вимогам і складають :

1. Центральна (резонансна) частота 1 кГц
- 2.Підсилення у смузі пропускання: 42.8дБ.
- 3.Смуга пропускання: 91Гц.

Оскільки важливою вимогою для високочутливого радіометра є температурна стабільність параметру чутливості, то наступним етапом розробки вибіркового фільтра-підсилювача було проведено моделювання зміщення АЧХ фільтра за максимальної робочої температури 50⁰ С (рис5, графік2). При цьому враховувались зміни температурних відхилень тільки резисторів схеми фільтра. Отримана температурна зміна значень опорів схеми одиначної ланки фільтра, з урахуванням їх ТКО склала 4-5 Ом, а зміщення АЧХ при цьому отримали на 17 Гц (графік 2). Враховуючи складність схеми фільтра 3-ого порядку (рис.4) сумарна втрата чутливості радіометричного каналу за рахунок зміщення АЧХ вибіркового підсилювача частоти комутації складає більше 10дБ, що може стати причиною непрацездатності РС, наприклад при вимірюванні випромінювання біооб'єктів.

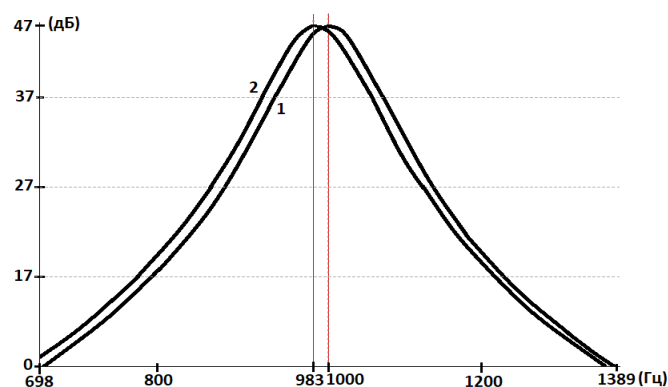


Рис.5 АЧХ фільтра 3-порядку за різних значень робочої температури

Вибірковий підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра з температурною компенсацією АЧХ

В результаті проведеного моделювання, розрахунків та досліджень авторами запропонована схема вибіркового фільтра-підсилювача з компенсацією температурних впливів на чутливість радіометричної системи. Структурна схема розробленого фільтра-підсилювача представлена на рис. 6

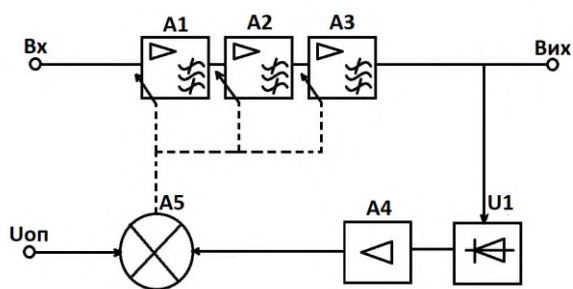


Рис. 6 . Блок-схема фільтра - підсилювача з температурною компенсацією АЧХ

В состав схеми входять трьох каскадний фільтр-підсилювач A1, A2, A3 і ланцюг

зворотного зв'язку в складі детектора U1, підсилювача A4 та схеми спів падіння A5. Вихід схеми A5 підключений до входів регулюючих елементів трьох каскадного фільтра – підсилювача. На другий вхід схеми спів падіння подається напруга порівняння (опорна), яка зазвичай відповідає максимальному значенню на виході схеми вибіркового фільтра-підсилювача, в нашому випадку 1В.

Принципова схема реалізації автоматичним налаштуванням центральної частоти для усунення впливу температурної нестабільності представлена на рис 7.

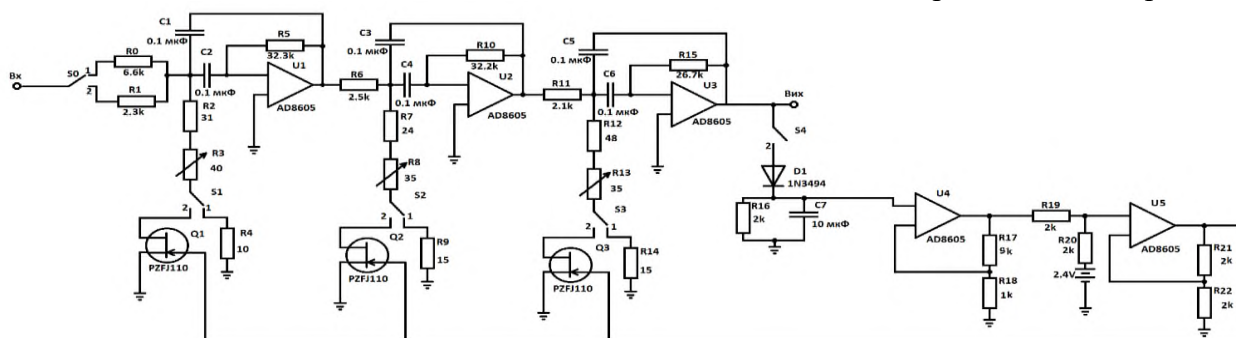


Рис. 7 Принципова схема температуро незалежного активного смугового фільтра з автоматичним під налаштуванням АЧХ.

Процес температурної компенсації та впливу на чутливість вимірювання проводиться наступним чином. Керуюча напруга знімається з вихідного тракту активного фільтра, випрямляється детектором U1, після чого підсилюється в A4, порівнюється з опорною напругою та подається на затвор польового транзистора. Польові транзистори увімкнено послідовно з резисторами, що регулюють центральну частоту. Схема може працювати як у звичайному режимі (без компенсації, перемикачі в положенні 1) та в режимі автокомпенсації зміни центральної частоти під впливом підвищення температури (перемикачі в положенні 2). Налаштування схеми проводиться за нормальної температури 20⁰ С. Зміна температури в ту чи іншу сторону приводить до зміни вихідної напруги і порушення рівноваги в колі зворотного зв'язку. Виділене різницеве значення напруги подається на затвори польових транзисторів до встановлення втраченої рівноваги та забезпечення необхідної чутливості.

Висновки

1. Розглянуті особливості роботи каналу перетворення модуляційного радіометра та визначена роль вибіркового підсилювач частоти комутації в забезпеченні високої чутливості.
2. Розроблена схема вибіркового фільтра третього порядку на частоту комутації 1 кГц і досліджена його амплітудо - частотна характеристика.
3. Проведено дослідження температурної стабільності вибіркового фільтра-підсилювача високочутливого радіометра. Шляхом моделювання з використанням програми Multisim показано, що за максимальної робочої температури і допустимих значень ТКО тільки резисторів можливе зміщення АЧХ фільтра на 17 Гц і втрата чутливості до 10 дБ.
4. Запропонована структурна та принципова схема вибіркового підсилювача з автоматичним врахуванням і нейтралізацією температурних впливів, шляхом введення зворотного зв'язку, елементів порівняння та корекції АЧХ фільтра.
5. Побудовані порівняльні АЧХ вибіркового фільтра за нормальної та підвищеної температури.
6. Запропоновано в якості елемента корекції АЧХ використання каналу польового транзистора, з'єднаного послідовно з опорами частото - формуючих ланцюгів фільтра третього порядку.

7. Проведені дослідження можуть бути використані для побудови високочутливої радіометричної системи для вимірювання низькоінтенсивних сигналів в біології і медицині.

Перелік літератури

1. Скрипник Ю.А. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов/ Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф., Гимпилевич Ю.Б. – Житомир. : Изд.Волин-2003-406с.
2. Молодечкина, Т. В. Физические основы проектирования радиоэлектронных средств : учеб.-метод. комплекс для студентов специальности 1-39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование РЭС». В 2 ч. Ч. 2 / Т. В. Молодечкина, В. Ф. Алексеев, М. О. Молодечкин. – Новополюк : ПГУ, 2013. – 224 с.
3. Бондаренко И.Б. Электрорадиоэлементы. Часть 1. Резисторы. – СПб: СПб НИУ ИТМО, 2012. – 108 с..
4. Евгений Звонарев (КОМПЭЛ). ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ КОМПАНИИ YAGEO//НОВОСТИ ЭЛЕКТРОНИКИ. - 2009. - №16. – 15-21 с.
5. Есепкина Н.А., Радиотелескопы и радиометры / Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.В. -М.: Изд. Наука-1972-416 с.
6. Куценко В. П. Методы и средства сверхвысокочастотной радиометрии / В. П. Куценко, Ю. О. Скрипник, М. Ф. Трегубов, К. Л. Шевченко, О. П. Яненко — Донецьк: ПІІШ «Наука і освіта», 2011. — 324 с.
7. Скрипник Ю.О. Измерительные устройства с комутационно- модуляционными преобразователями//Изд-во «Вища школа», Киев 1975-256 с.
8. А.Ван дер Зил Шум. Источники, описание,измерение//Изд-во «Сов. Радио 1973-228с.
9. Безруков А.В. Измерение шумов радиоприемных устройств / Москва . Связь.1971-45с.
10. Картер, Брюс.Операционные усилители для всех / Брюс Картер и Рон Манчини; пер.с англ. А. Н. Рабодзея. —М.: Додэка-XX1, 2011. —544 с.:
11. Docplayer [Электронный ресурс] : [Интернет-портал]. – Електронні дані. – [Кирина М., Фомина К. «Программа схемотехнического моделирования Multisim», 2010. –33 с.]. – Режим доступа <https://docplayer.com/19166-Opisanie-programmy-multisim-kirina-m-fomina-k-str-1-iz-33-programma-shemotehnicheskogo-modelirovaniya-multisim.html> (дата звернення 01.10.2021).
12. MT-220 Mini Tutorial Analog Devices-Multiple Feedback Filters - One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A

УДК 621.317.07.089

Yanenko O.P., Virchenko L. A

National Igor Sikorsky Technical University of Ukraine «KPI», Kyiv, Ukraine

Selective high-sensitivity radiometer switching frequency amplifier with frequency response temperature compensation

Problems. It is noted that the measurement of low-intensity microwave signals of various physical bodies and biological objects is associated with the need to provide high sensitivity, which can reach 10^{-14} - 10^{-15} watts.

The purpose of the research The peculiarities of the modulation radiometer conversion channel operation are considered and the role of the selective switching frequency amplifier in providing such sensitivity is determined. The input and output signals of the selective amplifier, their relationship and the effect on the sensitivity of the radiometer were obtained and analyzed. The necessity of application of compensation of influence of temperature on characteristics of the filter taking into account temperature coefficients of elements of the scheme is proved.

Conclusions. Modeling of a selective amplifier with a third-order filter was performed, the amplitude-frequency characteristic and the zone of its possible displacement at the maximum operating temperature were obtained. The structural and schematic diagram of the selective amplifier with automatic consideration of temperature influences, due to the introduction of feedback and correction of the frequency response of the filter has been developed. The use of a field-effect transistor channel connected in series with the resistors of the frequency-forming circuits of the third-order filter is proposed as an element of frequency response correction.

Key words: radiometry, sensitivity, selective amplifier, temperature stability, amplitude-frequency characteristic.

XXI Міжнародної науково-технічної конференції

“ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”, ПБФ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 17 – 18 травня 2022 р., Київ, Україна, 2022, 281 с.»

УДК 621.317.07.089

ВПЛИВ ШУМІВ НА ЧУТЛИВІСТЬ МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА ТА МОЖЛИВІ ШЛЯХИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ

Яненко О.П., op291@meta.ua, Вірченко Л. А. lvircenko713@gmail.com

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Сучасне приладобудування об'єднує організації і підприємства, які займаються створенням та виробництвом приладів для визначення структури, вмісту, стану і властивостей речовин за допомогою різних хімічних та фізико-хімічних методів. Автоматизація виробничих процесів, розвиток наукових досліджень у галузі технології та розширення дослідної бази природознавчих наук тісно пов'язані з використанням сучасних приладів різного профілю [1]. Яскравим прикладом подібних приладів є радіометри для вимірювання інтенсивності слабких сигналів: магнітних, оптичних, радіотехнічних. Високочутливі радіометричні системи використовуються в радіоастрономії, фізиці і фізиці плазми, біології і медицині, матеріалознавстві у військових справах. Прикладом успішного використання радіометрії в медицині є, наприклад, проведення діагностики внутрішніх органів тіла людини для визначення наявності новоутворень.

Проте для вимірювання слабких сигналів НВЧ-випромінювання необхідна досить велика чутливість порядку 10^{-21} - 10^{-23} Вт/Гц [2]. Поріг чутливості обмежується потужністю шумів, різної природи як то: флікер - шум, дробовий та тепловий, який характеризується широким діапазоном, а інтенсивність описується формулою Найквіста:

$$P = kT\Delta f$$

де: k – стала Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – термодинамічна температура об'єкту; Δf – смуга частот, аналізу (виміру).

Зазвичай для побудови подібних радіометричних вимірювачів використовується модуляційна схема, наведена на рис. 1.

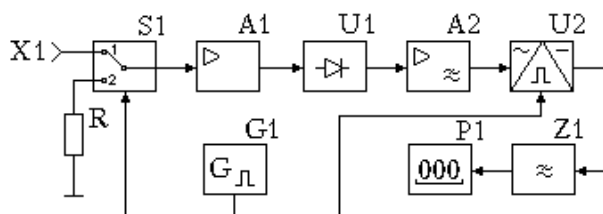


Рис. 1 Структурна схема радіометра прямого перетворення.

Позначення на рис.1: антена X1, підсилювач A1, комутатор S1, квадратичний детектор U1, вибіркового підсилювач A2, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1[3].

Важливим елементом схеми, який впливає на чутливість радіометра є вузько смуговий і високо добротний вибіркового підсилювач А2, налаштований на частоту перемикачів комутатора S1. Призначення його полягає у виділенні сигналу частоти комутації та максимальному придушенні шумових компонентів.

На рис.2 приведено реальний сигнал на вході підсилювача А2, із наявними шумами радіометричного каналу, а на рис.3 вихідний сигнал підсилювача. Амплітуда виділеного сигналу частоти комутації на рис.3 пропорційна потужності вхідного сигналу радіометра.

Із рис.3 видно, що не зважаючи на використання вибіркового підсилювача на його вихід проникають шумові складові наближені до частоти комутації, які призводять до зниження чутливості радіометра.

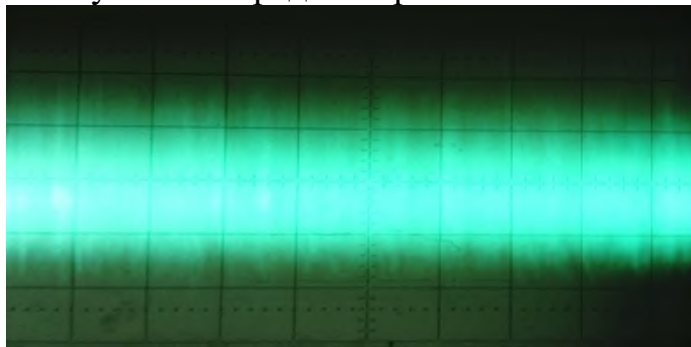


Рис. 2 Зашумлений сигнал на вході смугового фільтра.

Напруги від частот, наближених до нульової вільно проходять на індикатор, спричиняючи повільну флуктуацію показника індикатора, що є одним з основних недоліків модуляційних радіометричних приймачів.

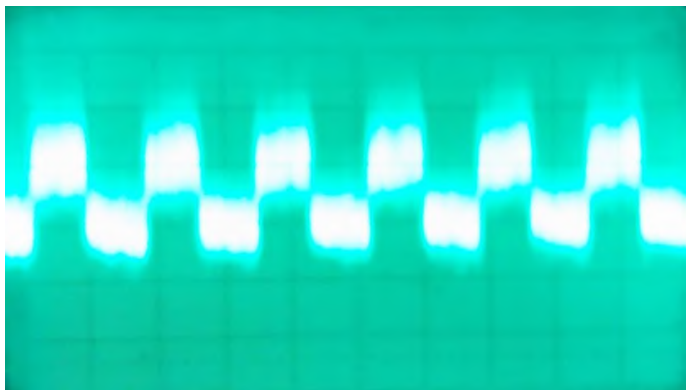


Рис. 3 Виділений сигнал на виході смугового фільтра підсилювача.

Існує декілька способів зменшення впливу шумів на результат вимірювання проте кожен із способів має свої особливості застосування та обмеження, що накладаються специфікою вимірювання чи конструкційними параметрами радіометра. До основних слід віднести:

1. За рахунок конструкторських, технологічних та функціонально-структурних рішень.
2. Збільшенням числа усереднених окремих відліків n але при цьому зменшується швидкодія вимірювачів, що не бажано при дослідженні швидкоплинних процесів.

3. За рахунок зменшення смуги пропускання вибіркового фільтра.

В той же час використання вузько смугового високо добротного вибіркового підсилювач може приводити до температурної нестабільності та зниження чутливості радіометра. Авторами [3] запропонована методика та алгоритм корекції температурних змін елементів схеми вибіркового підсилювача, яка полягає в наступному.

В схему вибіркового підсилювача введено джерело опорного сигналу, еквівалентного вихідному сигналу за максимальної чутливості радіометра. В якості частото залежних елементів фільтра вибрані опори каналу витік - стік польових транзисторів (ПТ), а значення опору регулюється подачею на затвор ПТ відповідної напруги. Польові транзистори увімкнені послідовно з резисторами, які регулюють центральну частоту та охоплені зворотнім зв'язком. Налаштування схеми проводиться за нормальної температури 20⁰ С. Зміна температурив в ту чи іншу сторону приводить до зміни вихідної напруги і порушення рівноваги в колі зворотного зв'язку. Виділене різницеве значення напруги подається на затвори польових транзисторів і проводиться корекція АЧХ фільтра та коефіцієнта підсилення до встановлення втраченої рівноваги та забезпечення необхідної чутливості.

Ключові слова: модуляційний радіометр, шум, вибіркового підсилювач.

Література:

1. Дашковський, О. А. (1970, січня 1). Аналітичне приладобудування. Енциклопедія Сучасної України. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://esu.com.ua/search_articles.php?id=44042 Дата звернення: Квіт. 15, 2022.
2. Куценко В.П. Методы и средства сверх высокочастотной радиометрии /В.П. Куценко, Ю.А. Скрипник, Н.Ф. Трегубов, К.Л. Шевченко, А.Ф. Яненко // Моногр. Вид. ППШ «Наука і освіта» МОН України і НАН України, Донецьк, 2011.—342с.
3. О. Яненко і Л. Вірченко, «Вибірковий підсилювач частоти комутації високочутливого радіометра з температурною компенсацією АЧХ», Bull. Kyiv Polytech. Inst. Ser. Instrum. Mak., вип. 62(2), с. 88–95, Груд 2021.

«IX Міжнародній науково-технічній конференції "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи"-2020. РТПСАС-2020»

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ШУМОВИХ ПАРАМЕТРІВ МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА

Яненко О.П. д.т.н., проф., Вірченко Л.А. магістр, Перегудов С.М. к.т.н., доц.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна

Однією із основних вимог, що ставляться до радіометричних систем, є забезпечення необхідної чутливості, у багатьох випадках недостатньої для реалізації дослідницьких цілей в фізиці, біології, медицині та інших галузях науки і техніки, яка для шумового сигналу може сягати $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц.

Водночас, як відомо з основ інформаційно-енергетичної теорії вимірювальних пристроїв [1] поріг чутливості обмежується потужністю термодинамічних флуктуацій (шумів), яка описується формулою Найквіста

$$P_u = 4kT\Delta f, \quad (1)$$

де k – постійна Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T – температура навколишнього середовища (зазвичай 293 К); Δf – смуга частот аналізу радіометричного приймача (в межах $10^6 \dots 10^8$ Гц).

Зменшення впливу шумів на результат вимірювання можна досягти двома шляхами. По-перше зменшувати загальний рівень власних шумів радіометричного приймача (флікер-шуму, дробового, теплового) максимально наближаючись до граничного значення термодинамічних флуктуацій за рахунок конструкторських, технологічних та функціонально-структурних рішень, а по-друге, збільшувати час спостереження і число усереднених окремих відліків n . В останньому випадку сумарна потужність термодинамічних флуктуацій зменшується в n раз [2]

$$P_\Sigma = \frac{P_u}{n} = \frac{4kT\Delta f}{n}. \quad (2)$$

Тому дослідження можливих шляхів зменшення рівня шумів та збільшення чутливості модуляційного радіометра є актуальною задачею.

В модуляційному радіометрі значний вплив на шумові характеристики має вибіркоковий підсилювач низької частоти модуляції. Розглянемо структурну схему модуляційного радіометра прямого перетворення, наведену на рис.1.

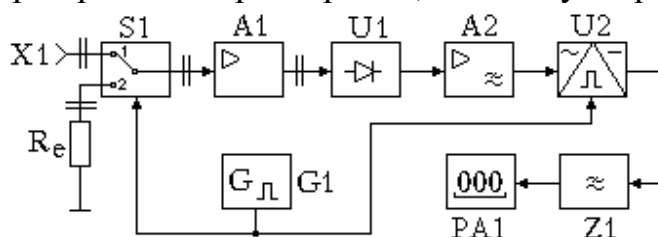


Рис.1 Структурна схема радіометра прямого перетворення

Радіометр має в своєму складі наступні елементи: антену X1, підсилювач приймача A1, комутатор S1, квадратичний детектор U1, вибіркоковий підсилювач низької частоти модуляції A2, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1.

Амплітуда НЧ сигналу, виділеного синхронним детектором U2, пропорційна потужності сигналу на фоні шумів, що приймається антеною X1.

Джерелом власних шумів радіометричних вимірювачів є дробові та теплові шуми, з рівномірним розподілом потужності у широкому діапазоні частот (типу “білий шум”), а також низькочастотні шуми, інтенсивність яких змінюється за законом $1/f$ (флікер-шум). Зазвичай частота, на якій інтенсивність флікер-шуму відповідає інтенсивності теплового шуму, розташована у діапазоні сотень герц. Спектральна щільність потужності (СЩПШ) теплового шуму за температури $T = 293$ К визначається значенням

$$I_T = kT = 4,04 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц.}$$

Водночас флікер-шум в основному виникає в зоні частот від 10^{-4} до 10^2 - 10^3 Гц. Максимальну інтенсивність флікер-шуму можна записати у вигляді [1]

$$I_\Phi = I_T \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) = kT \left(1 + \frac{f_0}{f} \right), \quad (3)$$

де f_0 – частота, на якій інтенсивність флікер-шуму та теплового співпадають ($f_0 \approx 1$ кГц); f – найнижча частота, що виділяється фільтром Z1 (наприклад, 1 Гц).

З урахуванням наведених значень частот та СЩП теплового шуму СЩП флікер-шуму на частоті 1 Гц становить $I_\Phi \approx 4,04 \cdot 10^{-17}$ Вт/Гц.

На рис. 2а показано розподіл потужності шуму $1/f$ у частотному діапазоні до 1 кГц з урахуванням проведених розрахунків, а також частотний спектр теплового шуму, що проходить на вихід вибіркового підсилювача частоти комутації A2.

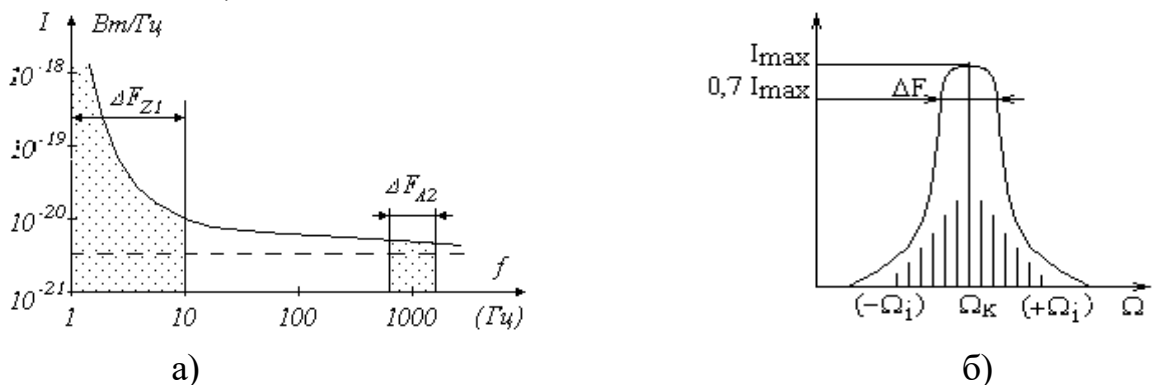


Рис. 2. Розподіл інтенсивності флікер-шуму (а) та складових термодинамічних флуктуацій, наближених до частоти комутації (б)

Як видно із рис.2а, рівень потужності флікер-шуму значно перевищує потужність теплового шуму, що обумовлює його виділення фільтром нижніх частот Z1 (зона ΔF_{Z1} від 1 до 10 Гц) у радіометрах компенсаційного та кореляційного типу та зменшенню чутливості пристроїв за рахунок збільшення рівня флуктуацій показника індикатора.

Аналітичний опис спектру сигналу на виході вибіркового підсилювача A2, представлений на рис.2б має вигляд [3] :

$$u_{A2}(t) = a \frac{U_o^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + a \Delta u_w^2(t), \quad (4)$$

де U_o^2 – амплітуда вхідного сигналу, $\Delta u_w^2(t)$ – напруга шумів, що потрапляють у смугу

пропускання селективного фільтра А2, Ω – частота комутації

Частота комутації та смуга ΔF_{A2} фільтра підсилювача А2 вибираються таким чином, щоб забезпечити значне пригнічення низькочастотних складових флікер-шуму. Саме останнє надає перевагу та обумовлює більш широке застосування модуляційних радіометрів.

В той же час потужність теплових шумів (друга складова рівняння 4), що проходять через підсилювач А2 радіометра описується виразом :

$$P_M = I'_T \Delta F_{A2}, \quad (5)$$

де I'_T – середнє значення інтенсивності теплового шуму у смузі фільтра А2.

Варто зауважити, що повністю реалізувати перевагу модуляційної схеми технічно складно, оскільки через фільтр підсилювача А2 частково проходять складові шуму ($\Omega \pm \Delta\Omega_i$), наближені до частоти комутації, які на виході синхронного детектора U2 формують шум низької частоти.

Тому вихідний спектр квадратичного детектора та смугового підсилювача містить як низькочастотні так і більш високочастотні складові.

Зменшення впливу цих складових можна досягнути збільшуючи постійну часу фільтра нижніх частот на виході синхронного детектора, однак при цьому зменшується швидкодія вимірювачів, що не бажано при дослідженні швидкоплинних процесів. Одним із можливих шляхів зниження впливу шумів, наближених до частоти комутації є зменшення смуги пропускання фільтра, що виділяє цю частоту.

Якщо обмежитися тільки впливом теплових шумів (за частоти комутації $> 0,5$ кГц), то за різних смугах фільтра частоти комутації потужність завади буде також різною. Теоретичний вииграш у чутливості за діапазону смуг фільтра 10-100 Гц може складати $\gamma = 1-10$ раз.

Перелік посилань

1. Безруков А.В. Измерение шумов радиоприемных устройств - М.: Изд. Связь-1971- 45с.
2. Новицкий Н.В. Основы информационной теории измерительных устройств- Л-д.: Изд. Энергия-1968-248с.
3. Куценко В.П. Скрипник Ю.А., Трегубов Н.Ф., Шевченко Яненко А.Ф. Методы и средства сверх высокочастотной радиометрии - Монография Вид. ППШ «Наука і освіта» МОН України і НАН України, Донецьк, 2011-342с.

Анотація

Авторами розглянуті особливості формування шумових параметрів радіометричного приймача та можливості їх покращення за рахунок вибору параметрів відповідних елементів його структурної схеми.

Ключові слова: радіометр, чутливість, шумові характеристики

Abstract

The authors consider the peculiarities of the formation of noise parameters of the radiometric receiver and the possibility of their improvement by choosing the parameters of the corresponding elements of its block diagram.

Key words: radiometer, sensitivity, noise characteristics

ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИБІРКОВОГО ПІДСИЛЮВАЧА ТА СМУГОВОГО ФІЛЬТРА
МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА

Одним із важливих вузлів високочутливого модуляційного радіометра є вибіркового підсилювач частоти комутації, виконання якого та температурна стабільність параметрів основних елементів підсилювача впливають на флуктаційну чутливість та стабільність показань індикатора вимірювача. Тому розробка та дослідження основних параметрів смугового фільтра вибіркового підсилювача є актуальною задачею.

До основних параметрів смугового фільтра та підсилювача, які впливають також на технічні можливості модуляційного радіометра, в цілому слід віднести:

- амплітудно- частотну характеристику та смугу пропускання на рівні 0,708 від максимальної амплітуди;
- крутизну фронтів АЧХ та смугу пропускання на рівні 20дБ, яка є «воротами» для проходження теплових шумів вхідних каскадів радіометра ;
- межі температурного зміщення АЧХ та зміни при цьому коефіцієнта передачі вибіркового підсилювача.
- добротність еквівалентним конструктивним параметром для фільтрів вищого порядку.
- порядок фільтру n значення якого визначає крутизну спаду АЧХ за межами смуги пропускання для смугових фільтрів або після частоти зрізу для фільтрів верхніх/нижніх частот.

Авторами проведено вибір структурної принципової схеми вибіркового підсилювача та здійснено його аналіз. В результаті було обрано фільтр Бесселя з топологією Саллена-Кея та 6-м порядком. Фільтри Бесселя мають малі коливання перехідних процесів і частото незалежний груповий час затримки(фазовий зсув пропорційний частоті). Такий фільтр ідеально підходить для обробки прямокутних сигналів. Порядок фільтру обирався з оптимального співвідношення кількості ОУ та добротності системи. Далі фільтр розраховувався за методиками наведеними у [2] та з використанням коефіцієнтів з таблиці коефіцієнтів для фільтрів Бесселя [2].

Параметри вибіркового фільтра, як то частоту ланки та її добротність з отриманих характеристик, розраховувались за формулами [2,3]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}; Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

де f_m - резонансна частота фільтра,

RC - розрахункові елементи фільтра,

f_0 -центральна частота; f_1, f_2 -граничні частоти смуги пропускання по рівню -3дБ.

З використанням програми NI Multisim проведено моделювання та отримана АЧХ смугового фільтра рис.2.

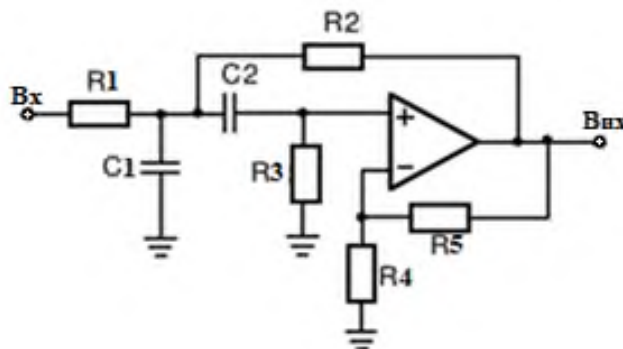


Рис. 1. Ланка фільтра за топологією Саленна-Кея.

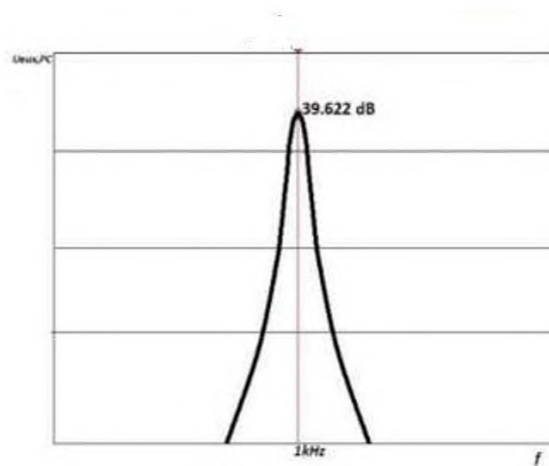


Рис.2. Амплітудно- частотна характеристика смугового фільтра в програмі Multisim.

Розрахована крутизна АЧХ розробленого смугового фільтра складає $S=0.22\text{dB/Гц}$. Смуга пропускання на рівні 0,708 $U_{\text{вх}}$ в межах 90 Гц.

Проведено моделювання та досліджені можливі зміни вихідної напруги радіометра, які можуть виникнути за температурних впливів та зміщенні меж АЧХ смугового фільтра. Результати моделювання представлені на рис.3. На рис.3 по горизонталі показано зміщення по частоті, а по вертикалі зміна вихідного сигналу на виході радіометра залежно від цього зміщення, що виникає у результаті можливої зміни температури.

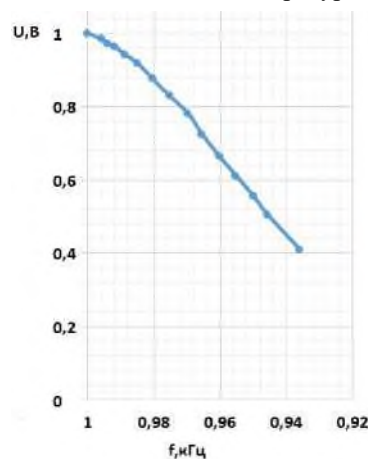


Рис.3. Моделювання можливої зміни вихідного сигналу за температурного зміщення АЧХ

Як видно із рис. 3 залежність сигналу на виході смугового фільтра від розладу має майже рівномірний спадний характер.

Проте, якщо збільшити смугу пропускання фільтра, можна буде спостерігати з початку графіку плоску ділянку, яка обумовлена шириною полоси пропускання та формою АЧХ і поки нова полоса пропускання буде в межах старої рівень сигналу не змінюється, а потім він буде зменшуватись.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 . Куценко В.П. Методы и средства сверхвысокочастотной радиометрии/ В.П. Куценко, Ю.О. Скрипник, Н.Ф. Трегубов, К.Л. Шевченко, О.П. Яненко - Донецьк.: ІПШ «Наука і освіта, 2011. - 324с.
- 2 .Картер, Брюс. Операционные усилители для всех / Брюс Картер и Рон Манчини; пер. с англ. А. Н. Рабодзея. -М.: Додэка-XXI, 2011
- 3 .Дж.Грэм,Дж.Тоби,Л.Хьюлсман Проектирование и применение ОУ-Москва.:Изд. «Мир» ,1974.

Додаток В

TABLE 11-41 Bessel Pole Locations

Order n	Real Part $-\alpha$	Imaginary Part $\pm j\beta$
2	1.1030	0.6368
3	1.0509 1.3270	1.0025
4	1.3596 0.9877	0.4071 1.2476
5	1.3851 0.9606 1.5069	0.7201 1.4756
6	1.5735 1.3836 0.9318	0.3213 0.9727 1.6640
7	1.6130 1.3797 0.9104 1.6853	0.5896 1.1923 1.8375
8	1.7627 0.8955 1.3780 1.6419	0.2737 2.0044 1.3926 0.8253
9	1.8081 1.6532 1.3683 0.8788 1.8575	0.5126 1.0319 1.5685 2.1509