

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“ 28 ” 09 2020 року

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

Пясті Віктору Ігоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіовимірювальні перетворювачі інформації на основі операційних підсилювачів»

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

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “25” 09 2020 року №214

2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2020 року

3. Вихідні дані до роботи: напруга живлення від 5 до 15 В; вихідна частота від 1 кГц до 500 кГц; струм споживання від 2 мА до 25 мА; діапазон робочих температур від 0 до 50⁰С; можливість підключення резистивних сенсорів фізичних величин.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану функціональних генераторів; математична модель роботи автогенератора; комп'ютерне моделювання схмотехнічних рішень генераторів на операційних підсилювачах; пристрої для вимірювання частоти; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурна схема вимірювальних генераторів звукової і ультразвукової частоти; схеми задаючих генераторів; схема задаючого генератора інфранизької частоти; структурна схема генератора гармонійних сигналів низької частоти; структурна схема вимірювального генератора радіочастотного діапазону; структурна схема НВЧ генератора; узагальнена структурна схема резонансного частотоміра; схема резонансного хвилеміра з коливальною системою у вигляді контуру з зосередженими параметрами L і C; схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 29 вересня 2020 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020-14.09.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020-21.09.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020-25.09.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09.2020-09.10.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020-25.10.2020	
6.	Розділ моделювання	26.10.2020-04.11.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020-15.11.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2020-19.11.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	19.11.2020-22.11.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2020-29.11.2020	
11.	Нормоконтроль	30.11.2020-01.12.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2020-04.12.2020	
13.	Захист МКР ЕК	11.12.2020-14.12.2020	

Студент

_____ (підпис)

Пяста В. І.

Керівник роботи

_____ (підпис)

Осадчук О. В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.38

Пяста В. І. Радіовимірювальні перетворювачі інформації на основі операційних підсилювачів: магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ 2020 р. –189 стор., рис.38 , табл.27, бібл. 70 – українською мовою.

В магістерській кваліфікаційній роботі в науковому плані досліджено математичні моделі автогенератора на операційному підсилювачі, як основного елемента радіовимірювальних частотних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, які дозволяють визначати конструктивні параметри генераторних перетворювачів фізичних величин в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

В результаті аналізу сучасних генераторних пристроїв для вимірювання фізичних величин виявлено необхідність створення радіовимірювального перетворювача інформації типу «фізична величина – частота», які дозволяють вирішити проблеми узгодження радіовимірювальних перетворювачів з системами цифрової обробки даних.

Удосконалена математична модель генератора, яка на відміну від існуючих, описує процеси в генераторі на основі операційного підсилювача. Проаналізовано роботу генератора, яка відповідає лінійному і нелінійному режимам, що дозволило визначити амплітуду коливань і частоту з врахуванням нелінійних спотворень.

В роботі проведено комп'ютерне моделювання різних схемотехнічних рішень генераторів на операційних підсилювачах в програмному середовищі LTSpice.

Досліджено пристроїв вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірювальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах. Розроблено експериментальний зразок радіовимірювального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

У п'ятому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

В розділу охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях було опрацьовано такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, безпека в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач інформації, операційний підсилювач, частотний перетворювач, радіовимірювальна система, математична модель.

ABSTRACT

Piasta V.I. Radiomeasuring converters of information on the basis of operational amplifiers: master's qualification work. - Vinnytsia: VNTU 2020 -189p., Fig.38 , table.27, bibl.70 - In ukrainian.

In the master's qualification work in the scientific plan mathematical models of the autogenerator on the operational amplifier as the basic element of radio measuring frequency converters of information on the basis of operational amplifiers which allow to define constructive parameters of generator converters of physical sizes depending on the set metrological characteristics are investigated.

As a result of the analysis of modern generator devices for measuring physical quantities, it is necessary to create a radio measuring converter of information type "physical quantity - frequency", which allow to solve problems of coordination of radio measuring converters with digital data processing systems.

An advanced mathematical model of the generator, which, in contrast to the existing ones, describes the processes in the generator based on the operational amplifier. The operation of the generator, which corresponds to the linear and nonlinear modes, was analyzed, which allowed to determine the amplitude of oscillations and frequency taking into account nonlinear distortions.

The computer modeling of various circuit solutions of generators on operational amplifiers in the LTSpice software environment is carried out in the work.

Frequency measuring devices as an output parameter of radio-measuring converters of information on operational amplifiers are investigated. An experimental sample of a radio-measuring information converter on an operational amplifier has been developed.

In fifth section, the cost estimate for the production of the device and the efficiency of the investment is calculated.

The section on labor protection and safety in emergencies covered such issues as technical solutions for occupational health and industrial sanitation, determination of parameters of combined artificial lighting by luminous lines, technical solutions for industrial and fire safety during the study of radio transmitters of information on based on operational amplifiers, emergency safety.

Keywords: radio-measuring information converter, operational amplifier, frequency converter, radio-measuring system, mathematical model.

ЗМІСТ

ВСТУП	9
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ	12
1.1 Вимірювальні генератори сигналів	12
1.2 Низькочастотні генератори сигналів.....	15
1.3 Аналогові інфранизькочастотні генератори.....	23
1.4 Аналогові високочастотні генератори.....	25
1.5 Функціональні генератори на інтегральних мікросхемах.....	34
1.6 Висновки до розділу	40
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОБОТИ АВТОГЕНЕРАТОРА	41
2.1 Генератори гармонійних сигналів на операційних підсилювачах.....	41
2.2 Асимптотичні методи розрахунку нелінійних кіл генераторів.....	50
2.3 Визначення рядів автоколивальної системи	52
2.4 Нелінійна модель автогенератора	54
2.5 Визначення амплітуди коливань і режимів збудження автогенератора.....	58
2.6 Висновки до розділу.....	61
3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ	62
3.1 Генератор синусоїдального сигналу на основі моста Віна.....	62
3.2 Генератор на основі зсуву фаз з одним ОП.....	73
3.3 Буферований генератор на основі зсуву фаз.....	76
3.4 Генератор Бубби.....	78
3.5 Квадратурний генератор на операційних підсилювачах.....	80
3.6 Висновки до розділу.....	83
4 ПРИСТРОЇ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ	84
4.1 Вимірювання частоти та часових інтервалів: загальні відомості.....	84
4.2 Прилади для вимірювання частоти та часових інтервалів на основі методу дискретного підрахунку.....	86
4.3 Прилади для вимірювання частоти на одиницю інтервалів на основі методу порівняння із взірцевою частотою.....	90
4.4 Застосування гетеродинного методу для розширення меж вимірювання ЕСЧ.....	93
4.5 Резонансні частотоміри.....	95
4.6 Мікропроцесорні цифрові частотоміри.....	97
4.7 Частотомір на Arduino.....	98
4.8 Розробка радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача.....	100
4.9 Висновки до розділу.....	101
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	103
5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР.....	103

5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	104
5.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки.....	108
5.1.3 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення.....	113
5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.....	114
5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою.....	120
5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0.....	125
5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення.....	126
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	128
6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія.....	128
6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони.....	128
6.1.2 Виробниче освітлення.....	129
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	135
6.1.4 Виробничі випромінювання.....	136
6.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження.....	136
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	136
6.2.2 Електробезпека.....	137
6.2.3 Пожежна безпека.....	137
6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	138
6.4 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	140
ВИСНОВКИ.....	144
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	146
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	151
Додаток Б (обов'язковий) Структурна схема вимірювальних генераторів звукової і ультразвукової частоти.....	158
Додаток В (обов'язковий) Схеми задаючих генераторів.....	160
Додаток Д (обов'язковий) Схема задаючого генератора інфранизької частоти.....	162
Додаток Е (обов'язковий) Структурна схема генератора гармонійних сигналів низької частоти.....	164
Додаток Ж (обов'язковий) Структурна схема вимірювального генератора радіочастотного діапазону.....	166
Додаток К (обов'язковий) Структурна схема НВЧ генератора.....	168
Додаток Л (обов'язковий) Генератор надвисоких частот.....	170
Додаток М (обов'язковий) Структурна схема електронно-лічильного частотоміра.....	172
Додаток Н (обов'язковий) Структурна схема електронно-лічильного частотоміра для вимірювання відношення частот.....	174
Додаток П (обов'язковий) Узагальнена структурна схема резонансного частотоміра.....	176

Додаток Р (обов'язковий) Схема резонансного хвилеміра з коливальною системою у вигляді контуру з зосередженими параметрами L і C.....	178
Додаток С (обов'язковий) - Структурна схема цифрового частотоміра для мультиметрів.....	180
Додаток Т (обов'язковий) - Схема частотоміра на Arduino.....	182
Додаток У (обов'язковий) - Схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3.....	184
Додаток Ф (обов'язковий) - Друкована плата радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.....	186
Додаток Х (обов'язковий) – 3D модель друкованої плати радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3.....	188

ВСТУП

Актуальність теми. В наші дні радіоелектроніка та комп'ютерна техніка швидко розвивається. Майже кожного дня на ринок виходять новинки радіоелектроніки. Так персональний комп'ютер використовують не тільки, як велику обчислювальну машину а також, як зручний засіб управління в галузях де потрібна точність і стабільність, зручність і незалежність від людського фактору. Характеристики радіовимірювальних перетворювачів інформації визначають точність і надійність систем управління і регулювання, приладів контролю технологічних процесів, характеристик навколишнього середовища, безпеку роботи ядерних теплових, хімічних установок, літальних апаратів, морських об'єктів, транспорту тощо. У зв'язку з цим до радіовимірювальних перетворювачів інформації, які вимірюють різноманітну фізичну інформацію, ставляться жорсткі вимоги. Вони повинні бути економічними, завадостійкими, забезпечувати високу швидкодію, чутливість і точність вимірювання, мати якомога менші габарити і вагу, сумісними з сучасними персональними комп'ютерами і дозволити кодування інформації при передачі її на великі відстані.

В останній час існує стійка тенденція до зменшення вартості мікроелектронних пристроїв переробки інформації, зокрема на основі мікропроцесорних систем, внаслідок чого первинні вимірювальні перетворювачі поступово набувають визначну роль з точки зору вартості інформаційно-вимірювальної системи. У зв'язку з цим основним напрямком розвитку сучасної контрольно-вимірювальної техніки є широке використання напівпровідникових матеріалів, інтегральної технології і розробка на їх основі радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Необхідність у підвищенні чутливості і точності вимірювання фізичних величин приводить до установлення таких технічних вимог до вимірювальних пристроїв та систем, які не можуть бути забезпечені традиційними вимірювальними перетворювачами на відомих фізичних ефектах. Технічні параметри традиційних вимірювальних перетворювачів практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення радіовимірювальних первинних перетворювачів з використанням нових фізичних ефектів. Особливо зросла роль первинних перетворювачів при створенні сучасних інформаційно-вимірювальних і навігаційних комплексів. До вимірювальних перетворювачів та систем висуваються жорсткі умови до зменшення маси і габаритів та розширення динамічного діапазону, що призводить також до значного збільшення об'єму інформації, який необхідно виміряти, обробити та відобразити.

Проведені дослідження можливості розробки нових високочутливих методів та схемо–технічних принципів побудови радіовимірвальних перетворювачів інформації, що системи на їх основі у багатьох випадках мають ряд переваг.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка схемо–технічних принципів побудови високочутливих радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин на основі використання операційних підсилювачів.

Для досягнення поставленої мети в магістерській кваліфікаційній роботі необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1. Проведення теоретичних та експериментальних досліджень з метою обґрунтування фізичних основ використання операційних підсилювачів, для побудови радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2. Розгляд методу побудови радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю на основі використання операційних підсилювачів.

3. Розробка та дослідження математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів для радіовимірвальних перетворювачів інформації, які дозволять визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів фізичних величин.

4. Розробка та комп'ютерне моделювання радіовимірвальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

5. Дослідження пристроїв вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірвальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

6. Розробка експериментального зразка радіовимірвального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

Об'єкт дослідження – радіовимірвальні перетворювачі фізичних величин для радіовимірвальних систем на основі операційних підсилювачів.

Предмет дослідження – методи вимірювання фізичних величин; математичні моделі, параметри та конструкції радіовимірвальних перетворювачів фізичних величин на основі операційних підсилювачів.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач використовувалися: методи математичної фізики; положення теорії коливань та хвиль; фізико–топологічне моделювання і чисельні розрахунки моделей автогенераторів, що використані для побудови математичних моделей радіовимірвальних перетворювачів фізичних величин, дослідження їх характеристик та шляхів удосконалення конструкцій.

Наукова новизна магістерської кваліфікаційної роботи.

1. Досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі операційних підсилювачів, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

2. Розглянуто схемо–технічні принципи побудови та конструкції радіовимірювальних перетворювачів на основі операційних підсилювачів з частотним виходом.

3. Проведено комп'ютерне моделювання конструкції радіовимірювальних перетворювачів на основі операційних підсилювачів з частотним виходом.

4. Розглянуто математичні моделі для визначення величини індуктивності і ємності для коливальних систем автогенераторів.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Результати представлених досліджень дають можливість використання частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання операційних підсилювачів для створення високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин, а моделі таких перетворювачів можуть бути використані для прогнозування електричних параметрів та метрологічних характеристик.

2. Представлено схемо–технічні рішення та конструкції радіовимірювальних частотних перетворювачів фізичних величин на основі операційних підсилювачів для радіовимірювальних систем.

3. Розроблено експериментальний зразок радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача.

Особистий внесок здобувача. Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором практично самостійно в науковій школі д.т.н., проф. Осадчука О.В..

Структура і обсяг роботи. Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків, переліку посилань та додатків.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ

1. 1 Вимірювальні генератори сигналів

Вимірювальні генератори сигналів загальні положення

Вимірювальні генератори сигналів. Вони характеризуються наступними показниками:

- параметри вихідних сигналів. До них відносяться частота гармонійної напруги, форма, полярність, тривалість і частота тривалості імпульсів, рівень напруги (потужності) вихідного сигналу;
- опори зовнішніх навантажень, які допускається підключати до основних і допоміжних виходів генераторів;
- похибки установки і зміни вихідних параметрів.

Прилади для виміру параметрів сигналів. Для них характерні такі основні показники:

- діапазон показів – область значень шкали, обмежена початковим і кінцевим значеннями шкали, тобто найменшим A_{\min} і найбільшим A_{\max} значеннями вимірюваної величини, вказаними на шкалі;
- діапазон вимірів – область значень вимірюваної величини, для якої нормовані допустимі похибки вимірювального приладу (засоби виміру);
- межа вимірів – найбільше або найменше значення діапазону вимірів;
- область робочих частот – смуга частот, в межах якої погрішність приладу, викликана зміною частоти, не перевищує межі, що допускається;
- чутливість по вимірюваному параметру – відношення зміни сигналу на виході вимірювального приладу до зміни вимірюваної величини, що викликала його.

Розрізняють абсолютну чутливість

$$\varepsilon = \Delta l / \Delta A$$

і відносну чутливість

$$\varepsilon_0 = \Delta l (\Delta A / A),$$

де Δl – зміна сигналу на виході; A – вимірювана величина; ΔA – зміна вимірюваної величини.

- гранична чутливість по напрузі (струму або потужності) – мінімальне значення напруги (струму або потужності) досліджуваного сигналу, що подається на вхід приладу, яке необхідно для отримання упевненого відліку;
- роздільна здатність (абсолютна) – мінімальна різниця двох значень вимірюваних однорідних величин, яка може бути помітна за допомогою приладу;
- час виміру – час, що пройшов з моменту зміни вимірюваної величини або початку примусового циклу виміру до моменту отримання нового результату виміру на відліковому пристрої з нормованою похибкою;
- швидкість виміру, швидкодія – максимальне число вимірів за одиницю часу, виконуваних з нормованою похибкою;
- вхідний опір – опір приладу з боку його вхідних клем. Для гармонійного сигналу воно визначається відношенням комплексної амплітуди напруги, що подається на вхід приладу, до комплексної амплітуди струму, що викликається цією напругою у вхідному колі: $Z_{ex} = U_{ex} / I_{ex}$. Від вхідного опору залежить міра впливу приладу на роботу схеми, до якої він підключається.

Найчастіше електронні вимірювальні прилади підключають паралельно ділянці кола, в якій робляться виміри. При не дуже високих частотах вхідне коло приладу, що включається паралельно, зазвичай може бути представлене еквівалентною схемою (на НВЧ в схемі має бути відображений вплив індуктивностей виводів і сполучних провідників).

Прилади зазвичай конструюють так, щоб активний вхідний опір R_{ex} був якомога більший, а вхідна ємність C_{ex} якомога менше. Тому в області низьких частот ω коли ємнісний опір дуже великий в порівнянні з активним опором ($1/\omega C_{ex} \geq R_{ex}$), $Z_{ex} \geq R_{ex}$.

У області високих частот вхідний опір визначається переважно ємністю $Z_{ex} \approx 1/j\omega C_{ex}$ оскільки $1/j\omega C_{ex} \geq R_{ex}$.

Класи точності вимірювальних приладів. Дуже важливою характеристикою приладу (засобу виміру) є його клас точності. Згідно ГОСТ 16263-70 класом точності засобу вимірів називають узагальнену характеристику засобу вимірів, визначену межами основних і додаткових похибок (а також іншими властивостями засобів вимірів, що впливають на точність), що припускаються, значення яких встановлюються в стандартах на окремі види засобів вимірів.

Слід підкреслити, що клас точності приладу характеризує його властивості відносно точності, але не є безпосереднім показником точності вимірів, що проводяться за допомогою цього приладу.

Межа основної похибки, що допускається – це найбільша основна похибка засобу вимірів, при якій засіб вимірів за технічними вимогами може бути допущений до застосування. Способи вираження меж похибок вимірювальних приладів (засобів вимірів), що припускаються, регламентує ГОСТ 8.401-80.

Межа основної абсолютної похибки вимірювального приладу, що припускається, може бути виражена:

одним значенням

$$\Delta_{n.пред} = \pm a,$$

де $\Delta_{n.пред}$ – межа абсолютної похибки приладу, що допускається; a – постійна величина. Це відноситься до приладів, у яких переважає адитивна складова похибка;

залежністю межі похибки, що припускається, від показів приладу A_n представлено двочленною формулою:

$$\Delta_{n.пред} = \pm(a + bA_n),$$

де b – постійна величина. Така формула застосовується для приладів, у яких адитивна і мультиплікативна складові похибки сумірні.

Межа основної відносної похибки вимірювального приладу, що припускається, в загальному вигляді (у відсотках від свідчення A_n приладу):

$$\delta_{n.пред} = 100\Delta_{n.пред} / A_n.$$

Відповідно до верхньої формули можливі два способи вираження похибки $\delta_{n.пред}$: коли $a = 0$ то $\Delta_{n.пред} = \pm bA_n$ і тоді після підстановки $\delta_{n.пред} = \pm 100b$. Позначивши $100b = h$ отримаємо

$$\delta_{n.пред} = \pm h,$$

коли $a \neq 0$ т. е. $\Delta_{n.пред} = \pm(a + bA_n) / A_n$ то

$$\delta_{n.пред} = \pm 100(a + bA_n) / A_n = 100a / A_n + h.$$

Позначимо $100f = d|A_k|$ де A_k – кінцеве значення шкали (встановленої межі вимірів). Тоді

$$\delta_{n.пред} = \pm 100(h + d|A_k / A_n|).$$

Якщо позначити $h + d = c$ то отримаємо остаточний вираз межі основної відносної похибки вимірювального приладу, що припускається :

$$\delta_{n.пред} = \pm [c + d(|A_k / A_n| - 1)].$$

Межу основної відносної похибки, що припускається, згідно ГОСТ можна виразити і в логарифмічних одиницях – децибелах:

$$l = H \lg(1 + \delta_{n.пред}),$$

де $H = 10$ при вимірі потужності, енергії і інших енергетичних величин; $H = 20$ при вимірі напруги, сили струму, напруженості поля і т. п.; $\delta_{n.пред}$ – межа похибки, що припускається, у відносних одиницях.

Межа основної приведенної похибки вимірювального приладу, що припускається, представлена у відсотках від нормуючого значення L :

$$\gamma_{пред} = 100 \Delta_{n.пред} / L.$$

Зв'язок між класами точності і межами похибок засобів вимірів, що припускаються, встановлює ГОСТ 8.401-80.

З викладеного видно, що при вимірах за допомогою приладів, межа відносної похибки, що припускається, визначається, як можливе значення відносної похибки показів приладу тим менше, чим ближче показ A_n до кінцевого значення шкали (встановленої межі вимірів). Найменше значення похибки – коли $A_n = A_k$. При роботі на початковій ділянці шкали відносна похибка показу може вийти великою. Тому слід вибирати вимірювальний прилад з таким кінцевим значенням шкали (так встановлювати межу вимірів), щоб відлік знаходився в останній частині шкали, ближче до відмітки A_k .

У багатьох цифрових вимірювальних приладів необхідна межа вимірів встановлюється автоматично.

1.2 Низькочастотні генератори сигналів

Узагальнена структурна схема генератора сигналів (рис. 1.1) та наведено в додатку Б включає задаючий генератор, підсилювач потужності, вихідний пристрій і електронний вольтметр. Задаючий генератор – первинне джерело гармонійних коливань. Схема задаючого генератора повинна забезпечити широкі ме-

жі і високу точність установки частоти, високу стабільність параметрів гармонійних коливань і малий коефіцієнт нелінійних спотворень.

У задаючих генераторах використовуються три методи генерування:

- 1) прямий;
- 2) метод биття;
- 3) метод електронного моделювання.

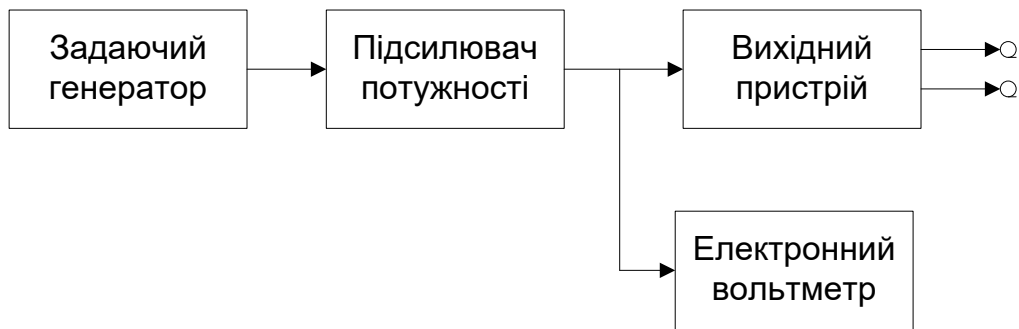


Рисунок 1.1 – Структурна схема вимірювальних генераторів звукової і ультразвукової частоти

Основу генератора (рис. 1.2, а), та наведено в додатку В, що використовує прямий метод складає диференціальний підсилювач постійного струму (ППС) охоплений колом комбінованого зворотного зв'язку. Зворотний зв'язок включає два ділянки напруги: частотно-вибірний і нелінійний. Частотно-вибірний, резистивно-ємнісний подільник утворює коло позитивного зворотного зв'язку.

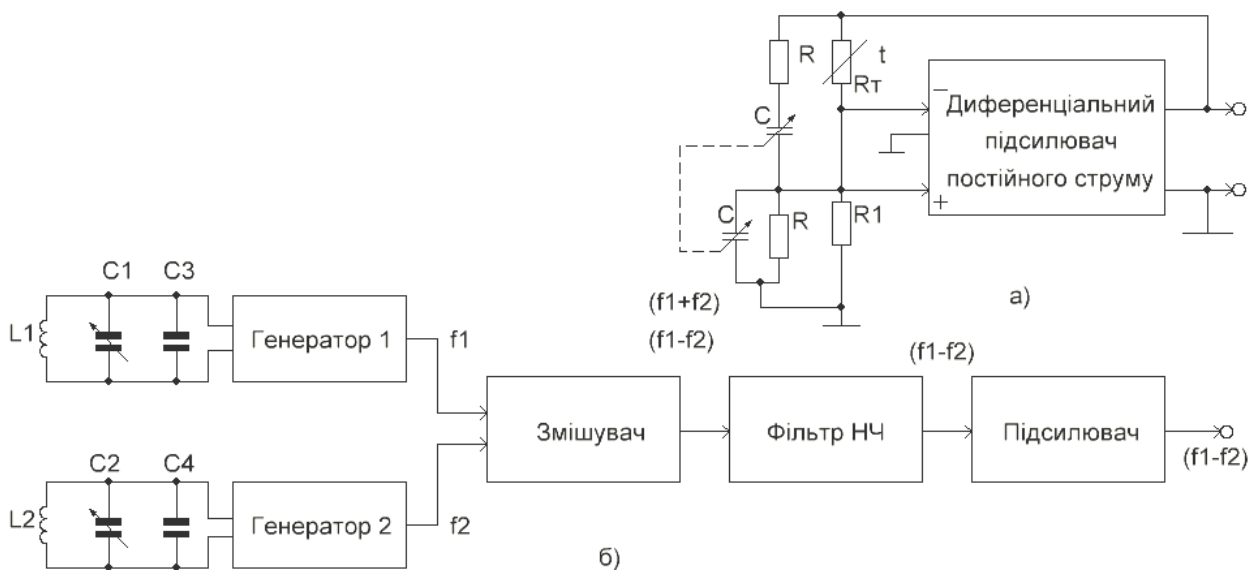


Рисунок 1.2 – Схеми задаючих генераторів:
а - прямий метод; б – метод биття

Генерування коливань. Частота коливань визначається параметрами цього кола

$$f = 1 / (2\pi RC) \quad (1.1)$$

Надлишок підсилення реальних підсилювачів (близько 40-60 дБ) використовують для поліпшення форми генерованих коливань за рахунок введення глибокого негативного зворотного зв'язку. Останню реалізують за допомогою нелінійного подільника напруги, що утворюється лінійним резистором і напівпровідниковим нелінійним терморезистором. Включення в коло зворотного зв'язку нелінійного діляника призводить до появи залежності коефіцієнта підсилення підсилювача від рівня вихідної напруги. Випадкове підвищення вихідної напруги викличе додатковий нагрів терморезистора і пониження його опору. Це спричинить за собою збільшення коефіцієнта передачі кола негативного зворотного зв'язку, зменшення підсилення підсилювача і, як наслідок, зниження рівня вихідної напруги генератора. У свою чергу, випадкове зниження рівня вихідної напруги призводить до послаблення негативного зворотного зв'язку, зростання коефіцієнта підсилення підсилювача і відновлення рівня генеруючих коливань. Недоліком даної схеми стабілізації є залежність коефіцієнта негативного зворотного зв'язку від температури довкілля. Цього можна позбутися, якщо, наприклад, в якості другого опору також скористатися терморезистором, але зі значно більшою тепловою інерційністю.

Метод биття полягає в тому, що коливання звукової частоти утворюються в результаті дії на нелінійний елемент двох близьких по частоті гармонійних коливань. Функціональна схема задаючого генератора містить два високочастотних первинних генератора, змішувач, фільтр і підсилювач (рис. 1.2, б). Коливання первинних генераторів з частотами f_1 і f_2 поступають на змішувач. Вихідна напруга змішувача містить складову різницевої частоти ($f_1 - f_2$), яка після фільтрації і підсилення поступає на вихід генератора. Припустимо, що частота коливань першого генератора має фіксоване значення, наприклад $f_1 - 100$ кГц, а частота f_2 плавно змінюється від 80 до 100 кГц. При цьому частота коливань на виході змішувача може набувати будь-якого значення від 20 кГц до 0 Гц. Шкалу перебудови частоти другого генератора f_2 можна проградувати так, щоб її покази відповідали частоті коливань на виході генератора. Припустимо, що частота f_1 першого генератора також змінюється, але у більш обмежених межах, наприклад від 99 до 101 кГц. Водночас вважаємо, що його шкала фіксує відхилення частоти f_1 від центрального значення, рівного 100 кГц. При цій умові частота вихідних коливань дорівнює сумі шкал первинних генераторів. Введення обмеженої перестройки частоти дозволяє здійснити так зване тонке розлаштування частоти, під яким розуміють точний вимір раніше встановленого значення час-

тоти коливань на величину, що не перевищує в цьому прикладі $\pm 1,0$ кГц. Тонке розлаштування шляхом зміни частоти f_2 практично нереалізується, оскільки шкала частот, цього генератора проградуєрована в межах робочого діапазону перебудови (0-20 кГц). У той же час діапазон перестройки частот, винесених на шкалу першого генератора, складає всього 2 кГц, тому для введення розлаштування в 1 кГц ротор конденсатора C_1 слід повернути на кут рівний половині його робочого сектора. Можливість тонкої перестройки частоти складає важливу перевагу генераторів биття, що використовує метод. В порівнянні з прямим методом биття пред'являє підвищені вимоги до стабільності частоти первинних генераторів. Дійсно, навіть незначне випадкове відхилення частот f_1 або f_2 спричиняє за собою неприпустиму зміну частоти вихідних коливань. Наприклад, якщо $f_1 = 100$ кГц, а нестабільність частоти $\Delta f_1/f_2 = 10^{-2}$, то випадковий відхід частоти коливань на виході задаючого генератора може скласти 1,0 кГц, що практично неприпустимо.

При розробці вимірювальних генераторів, заснованих на методі биття, вживають заходи, спрямовані на забезпечення високої стабільності частоти первинних джерел коливань. Як правило, передбачають можливість періодичної калібровки частоти генератора. Коефіцієнт нелінійних спотворень генерованих коливань зазвичай складає десяті долі відсотка і в основному визначається якістю фільтра і наступного підсилювача.

Метод електронного моделювання використовують для отримання гармонійних коливань інфранизької частоти. У цьому випадку задаючий генератор є електронною моделлю диференціальних рівнянь виду

$$d^2u / dt^2 + \omega_o^2 u = 0 \quad (1.2)$$

Оскільки розв'язок рівняння (1.2) є функція $u(t) = U_{msin}(\omega_o \varphi)$, то вихідна напруга моделі буде змінюватись за гармонійним законом з частотою ω_o .

Переходячи до побудови структурної схеми моделі, початкове диференціальне рівняння другого порядку представимо еквівалентною системою двох диференціальних рівнянь першого порядку:

$$\left. \begin{aligned} du / dt &= \xi \chi \\ d\chi / dt &= \frac{\omega_o^2}{\xi} u \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

де χ – допоміжна змінна; ξ – постійний коефіцієнт.

Вирази (1.1) і (1.3) легко перевірити, підставляючи друге рівняння (1.3) в перше, що продиференційоване. Виконавши інтегрування, приведемо рівняння (1.3) до виду, зручного для моделювання:

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= -\xi \int_0^1 \chi(\tau) d\tau \\ \chi(t) &= \frac{\omega_0^2}{\xi} \int_0^1 u \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

де τ – незалежна змінна.

Електронною моделлю для першого рівняння (1.3 а) може слугувати звичайний інтегруючий підсилювач (рис. 1.3, а), а для другого – поєднання інтегруючого підсилювача і інвертора з коефіцієнтом передачі, рівним одиниці (рис. 1.3, б). Для схем, представлених на рис. 1.3, а, б та наведених в додатку Д вхідна і вихідна напруга пов'язані між собою співвідношеннями

$$\left. \begin{aligned} u_2(t) &= -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^1 u_1(\tau) d\tau \\ \chi(t) &= \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k} \frac{1}{R_2 C_2} \int_0^1 u_3(t) dt \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

де k – коефіцієнт послаблення напруги ділянкою

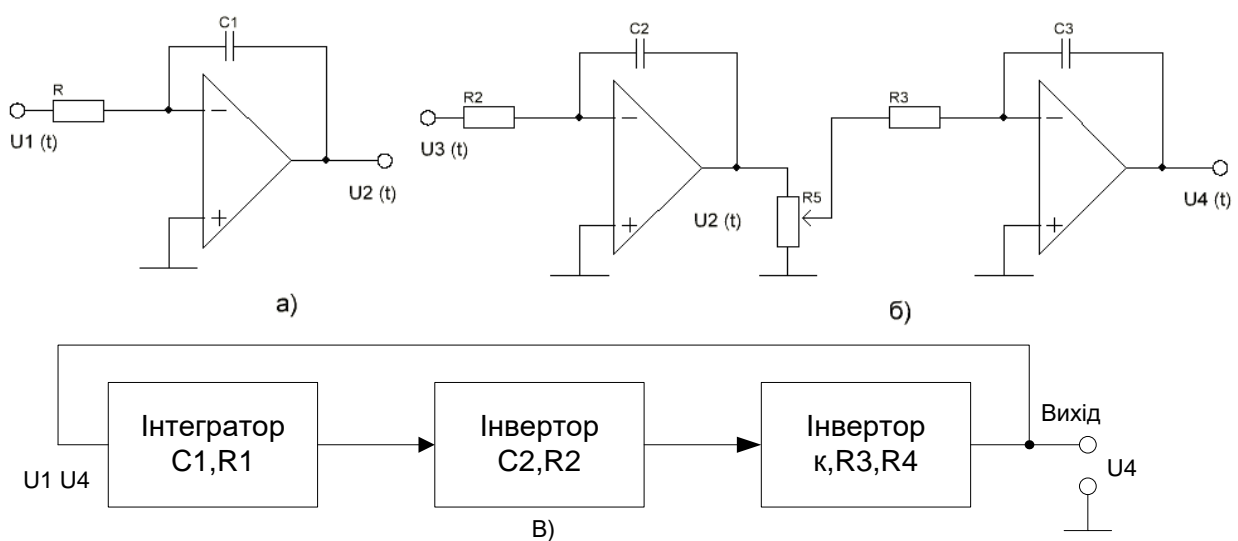


Рисунок 1.3 – Схема задаючого генератора інфранизької частоти:
а – інтегратор; б – інтегратор і інвертор; у – структурна схема генератора

Згідно із співвідношеннями (1.3а), вихідна напруга першого інтегратора має бути вхідною напругою другого, а вихідна напруга другого служить вхідною для першого. Відповідно при об'єднанні елементів (див. рис. 1.3, а, б) в загальну схему необхідно виконати наступні умови: $u_1(t)=u_4(t)$ $u_3(t)=u_2(t)$. У остаточному виді схема задаючого генератора представлена на рис. 1.2, в. Залежність частоти вихідних коливань від параметрів елементів моделі можна встановити з еквівалентності співвідношень (1.3 а) і (1.4). З порівняння коефіцієнтів виходить, що

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{kC_1C_2R_1R_2R_3}}$$

Або, $C_1=C_2=C$; $R_1=R_2=R$; $R_3=R_4$ має

$$\omega_0 = 1/(CR\sqrt{k}) \quad (1.6)$$

Таким чином, змінюючи коефіцієнт послаблення дільника напруги k , можна плавно змінити частоту вихідних коливань. Порівнюючи співвідношення (1.1) і (1.6), бачимо, що при рівних значеннях C і R частота коливань, створюваних електронною моделлю у \sqrt{k} раз менше, ніж частота коливань при прямому методі генерування.

Підсилювач потужності (див. рис. 1.2) є складовою частиною вимірювальних генераторів різного типу і служить для узгодження відповідного високоомного виходу задаючого генератора з низькоомним вхідним опором наступних атенюаторів. Передбачене у схемі підсилювача регулювання коефіцієнта підсилення дозволяє по показам вольтметра встановити на вході атенюаторів потрібний рівень напруги.

Вводиться в схему підсилювача негативний зворотній зв'язок – що підвищує стабільності характеристик підсилювача і зменшує міру нелінійних спотворень підсилення напруги. У ряді випадків підсилювач потужності об'єднаний з схемою задаючого генератора. Вихідний пристрій здійснює контрольоване послаблення напруги, що поступає від підсилювача, а також забезпечує узгодження вимірювального генератора із зовнішнім навантаженням. Вихідний пристрій складається з ступінчастих атенюаторів, проградуїєваних в децибелах, і трансформатора опорів. Напруга, що поступає на атенюатори, контролюється за допомогою вольтметра. Відношення максимального рівня вихідної напруги до мінімальної зазвичай складає 105-106. Вихідну напругу генератора визначають шляхом розрахунку за показами вольтметра і введеного послаблення A (дБ) :

$$u_{вих} = u_m 10^{A(\text{дБ})/20}$$

Як правило, вихідний пристрій містить два ступінчастих атенюатора, включених послідовно. Результуюче ослаблення $A(\text{дБ})$ дорівнює сумі послаблень, що вносяться кожним атенюатором: $A(\text{дБ}) = A_1 + A_2$. Крок дискретної зміни затухання, що створюється першим атенюатором, вибирають рівним другого – 1 дБ. Таке поєднання забезпечує малу дискретність (1 дБ) і широкі межі ступінчастої зміни загасання. В якості атенюаторів використовують спеціальні дільники напруги на резисторах (рис. 1.4, а, б). Зміна згасання досягається виключенням (включенням) частини резисторів. Характерною особливістю атенюаторів є незалежність вхідного і вихідного опорів від частоти і ослаблення, що вводиться. Симетричний атенюатор використовують у вимірювальних генераторах з симетричним виходом.

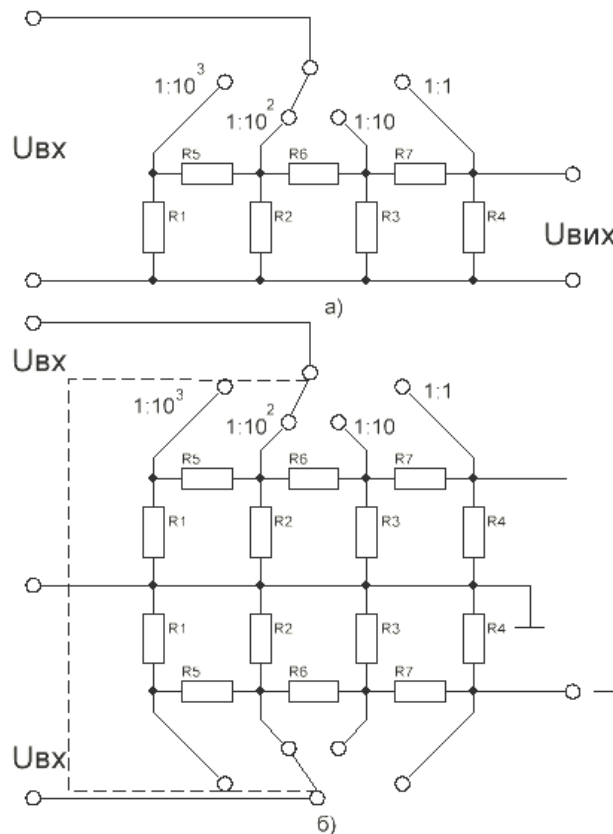


Рисунок 1.4 – Підключення атенюаторів

Градуювання шкали атенюаторів виконують при включенні стандартного навантаження, рівного 600 Ом. Будь-яке відхилення опору реального навантаження від стандартного значення приведе до порушення градуювання шкал атенюаторів і, отже, до появи помилок при установці вихідної напруги. Наведення різних опорів реальних навантажень R_2 стандартному значенню (600 Ом) здійснюють за допомогою трансформатора опорів. З урахуванням, коефіцієнта тран-

сформавції п опір навантаження, приведений до вихідних клем атенюаторів, рівний $R_1=R_2/n^2$ де $n=\omega_2/\omega_1$ - коефіцієнт трансформації (відношення числа витків вторинної обмотки до числа витків первинної).

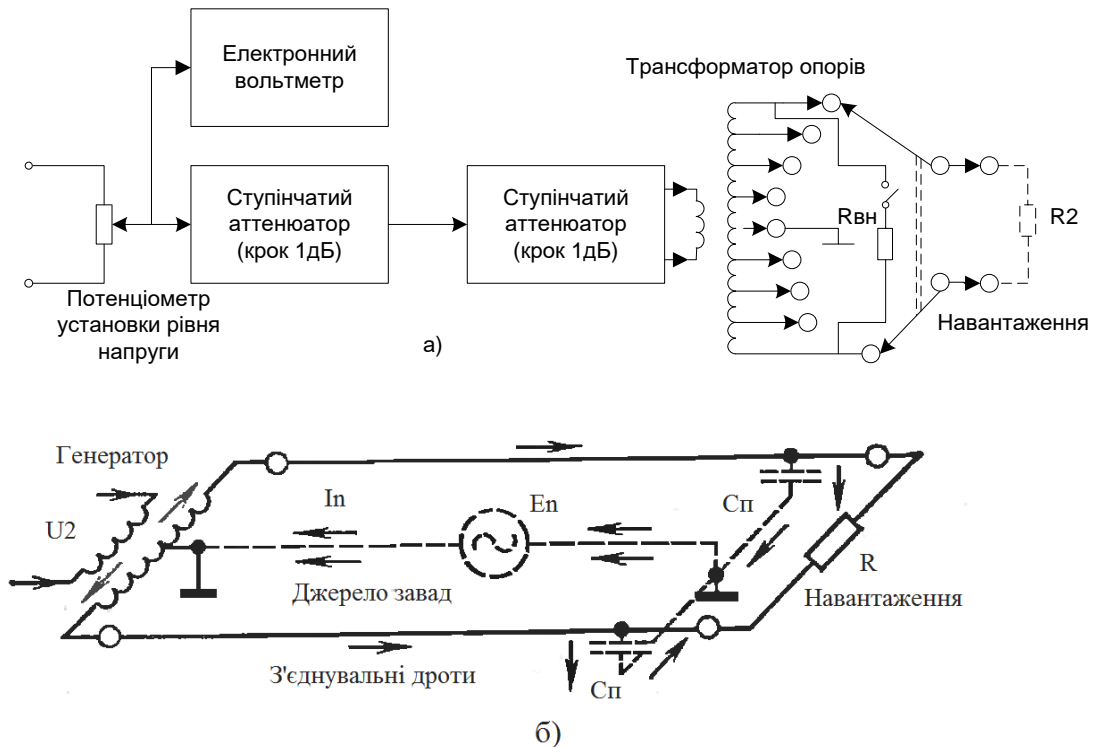


Рисунок 1.5 – Вихідний пристрій звукового генератора:
а – структурна схема; б – послаблення синфазної завади при симетричному виході

Вибравши дискретний ряд опорів типових навантажень можна розрахувати значення коефіцієнтів трансформації, забезпечуючих необхідне узгодження. Розрахункове співвідношення отримаємо з приведеної формули, поклавши в ній $R_1=600 \text{ Ом}$:

$$n_1 = \sqrt{R_2^{(i)} / 600}.$$

Розраховані коефіцієнти трансформації реалізують перемиканням числа витків вторинної обмотки (рис. 1.5). Якщо опір навантаження великий ($R_2 \gg 600 \text{ Ом}$), то з метою виключення помилок в установці рівня вихідної напруги паралельно R_2 включають опір $R_{вп} - 600 \text{ Ом}$, що входить у схему приладу. Типові вимірювальні генератори звукової частоти мають два види виходу: несиметричний і симетричний. Симетричний вихід утворюють шляхом з'єднання середньої точки вторинної обмотки трансформатора з корпусом приладу (рис. 1.5, а). Використання симетричного виходу сприяє пониженню рівня перешкод

на вхідних зажимах зовнішнього навантаження. Дійсно, як видно з схеми рис. 1.5, б, наявність симетрії відносно землі означає взаємну компенсацію струмів перешкод, поточних через навантаження. Порушення симетрії призводить до появи в навантаженні складовій струму перешкод, що не компенсується.

1.3 Аналогові інфранизькочастотні генератори

Вимірювальні інфранизькочастотні генератори зазвичай слугують для генерації напруги синусоїдальних сигналів з частотами 0,001 ... 20 Гц, хоча верхня межа частотного діапазону у багатьох приладах досягає десятків кілогерц і навіть до 1 МГц.

Інфранизькочастотні генератори застосовують для дослідження, налаштування і випробування сервомеханізмів, систем автоматичного регулювання, вузлів аналогових обчислювальних пристроїв, різних вимірювань у вказаному діапазоні частот. Загальні вимоги до інфранизькочастотних генераторів в основному такі ж, як і до генераторів сигналів низької частоти. Структурна схема генератора гармонійних сигналів низької частоти аналогічна схемі, приведеній на рис. 1.6. Проте відповідні вузли генераторів сигналу низьких частот можуть істотно відрізнятися один від одного по своїй будові. Головна відмінність полягає в схемі задаючого генератора.

Часто задаючий генератор є схемою електронної моделі коливального процесу без загасання, що описується диференціальним рівнянням

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0,$$

де $\omega_{\text{про}} = 2\pi f_0$ – кутова частота власних коливань. Вихідний параметр x моделі (напруга на вихідних затискачах) $x = A \sin(\omega_{\text{от}}t + \varphi)$, що є рішенням рівняння, при відповідних параметрах моделі і є гармонійний сигнал інфранизької частоти f_0 .

Схеми електронних моделей виконують з електронних лінійних ланок: підсилювальної, інтегруючої, такої, що підсумовує, інерційної, які побудовані на основі підсилювача постійного струму з глибоким негативним зворотним зв'язком. Схеми також мають обмежувачі амплітуди. У даній моделі застосовують два типи електронних лінійних ланок: підсилювальної і інтегруючої. Функціональну схему моделі можна представити у виді, зображеному на рис. 1.6 та наведено в додатку Е. Введення в схему підсилювального кола викликано необхідністю зміни знаку вихідної величини x першої інтегруючої ланки (на рис. 1.6

– правого) перед поданням її на вхід другої ланки. Підсилювальна ланка має коефіцієнт підсилення 1 і, отже, виконує тільки інвертуючу функцію.

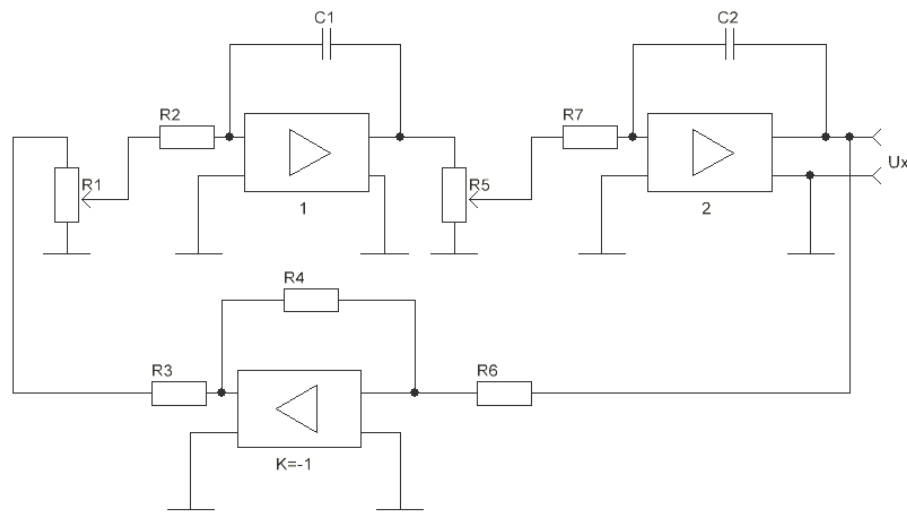


Рисунок 1.6 – Структурна схема генератора гармонійних сигналів низької частоти

Роботу схеми описує диференціальне рівняння другого порядку :

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} + \frac{\tau a_1 a_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} u_x = 0 \quad (1.7)$$

яке і є рівнянням електронної моделі, зображеної на рис. 1.6.

Його розв'язок

$$u_x = U_m \sin(2\pi f_o t + \mathcal{G}) \quad (1.8)$$

визначає зміну напруги на виході схеми.

Порівняння (1.8) з початковим рівнянням (1.7) з урахуванням того, що $u_x = m_1 x$; $u_y = m_2 y$ (m_1 і m_2 – коефіцієнти пропорційності), дозволяє визначити залежність частоти f_o вихідної напруги від параметрів схеми:

$$f_o = \sqrt{a_1 a_2 / R_1 C_1 R_2 C_2} / 2\pi. \quad (1.9)$$

З виразу (1.9) видно, що частоту можна регулювати як зміною значень R і C , так і зміною значень a_1 і a_2 . Перша можливість використовується для ділення усього діапазону частот на декілька піддіапазонів; друга – для плавної перебу-

дови частоти усередині піддіапазону. У разі виконання умов $a_1 = a_2 = a$; $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ частота визначиться як

$$f_o = a / 2nRC. \quad (1.10)$$

Таким чином, при зміні значення a частота змінюється за лінійним законом. Часто при роботі генератора буває необхідно отримати певну початкову фазу вихідної інфранизькочастотної напруги. Це досягається установкою початкових значень напруги U_{x0} і U_{y0} на виходах обох інтегруючих кіл.

1.4 Аналогові високочастотні генератори

Для високочастотних генераторів характерні робота в широкому діапазоні частот і різноманітність видів модуляцій вихідних сигналів. Застосовують ці прилади для регулювання, налаштування, випробувань і дослідження апаратури в радіомовленні, телебаченні, радіозв'язку, радіотелеметрії, радіолокації, радіонавігації, гідроакустиці і інших областях техніки.

Генератори радіочастотного діапазону. Для таких генераторів характерні стабільність частоти і амплітуди напруги вихідного сигналу, малий коефіцієнт гармонік цієї напруги, можливість отримання модульованих і маніпулюючих сигналів, регулювання по амплітуді і частоті в значних межах. Структурна схема вимірювального генератора радіочастотного діапазону представлена на рисунку 1.7 та наведена в додатку Ж.

Задаючий генератор, що робить синусоїдальну напругу в заданому діапазоні частот, виконують за різними схемами: триточковим (індуктивною, ємнісною), з трансформаторним зв'язком, з електронним зв'язком та ін. Його градуують по частоті, розбиваючи увесь частотний діапазон на ряд піддіапазонів. Органи регулювання частоти виводять на передню панель і використовують для установки необхідної частоти вихідного сигналу.

Підсилювач виконує декілька функцій: збільшує амплітуду напруги задаючого генератора; служить буферним каскадом, що практично усуває вплив зовнішнього навантаження на роботу генератора, що сприяє поліпшенню, стабільності частоти; служить модулятором. Іноді модулятор виконаний у вигляді окремого вузла. З підсилювачем пов'язані певні органи регулювання вихідного сигналу, наприклад рівня напруги частоти, що несе коефіцієнт амплітудної модуляції.

Модулятори, вживані у вимірювальних генераторах, мають різні схеми. Можлива робота вимірювального генератора в режимах безперервної генерації (немодульовані сигнали), амплітудної, частотної і імпульсної модуляції. Як пра-

вило, передбачають і внутрішню модуляцію, і модуляцію зовнішньою напругою. Джерелом внутрішньої синусоїдальної модулюючої напруги служить генератор низької частоти. Іноді в приладі є спеціальний каскад, що формує з синусоїдальної напруги симетричні прямокутні імпульси. Для отримання частотно- і імпульсно-модульованих сигналів в схему вводять відповідні модулятори.

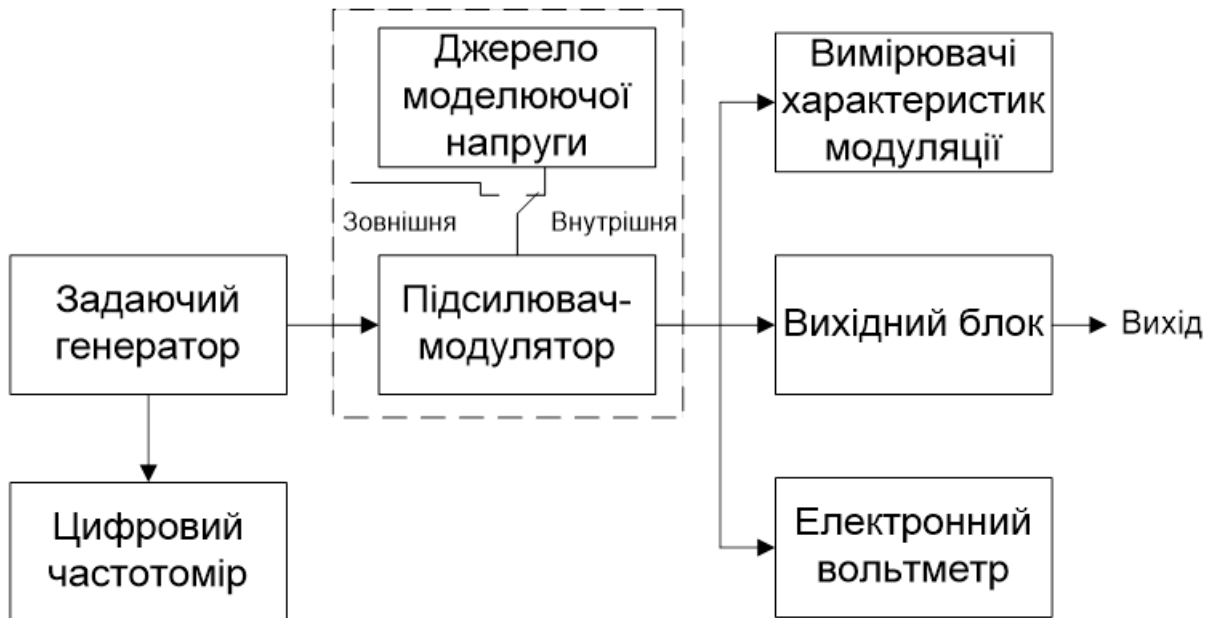


Рисунок 1.7 – Структурна схема вимірювального генератора радіочастотного діапазону

Вихідний блок складається з потенціометра плавного регулювання напруги вихідного сигналу, атенюатора, що калібрується, зменшує напругу в ціле число разів (кратне 10), і вихідних гнізд. Контрольними приладами служать електронний вольтметр, цифровий частотомір і вимірники характеристик модуляції.

Надвисокочастотні генератори. Вимірювальні НВЧ генератори застосовують для виміру чутливості радіоприймачів діапазону НВЧ, живлення високо-частотною енергією антен, вимірювальних ліній, рефлектометрів і інших вимірювальних пристроїв; крім того, вони служать джерелами потужності при випробуванні ламп хвилі, що біжить, при дослідженні характеристик середовищ і речовин і т. д.

Структурна схема подібного генератора представлена на рис.1.8 та наведена в додатку К. Задаючий генератор визначає основні характеристики вихідних сигналів. Від нього залежать не лише вихідна потужність і діапазон робочих частот усього приладу, але і характеристики модульованих сигналів : тривалість і частота дотримання імпульсів при імпульсній модуляції і девіація частоти при частотній. Його виконують на клістронах, лавинно-пролітних діодах, діодах Ганна, твердотілих інтегральних схемах, лампах зворотної хвилі і інших

приладах з широкодіапазонною електричною перебудовою по частоті. Вихідні пристрої складаються з відрізків хвилеводів і коаксіальних ліній, і атенуаторів, вихідних фланців або гнізд. Вимірник потужності і частотомір служать для установки відповідно значень потужності і частоти сигналу, що виробляється вимірювальним генератором. Блок живлення складається з випрямляча, забезпеченого електронним стабілізатором напруги з високим коефіцієнтом стабілізації. Жорсткі вимоги до стабільності живлячої напруги і струмів викликані тим, що від них великою мірою залежить стабільність параметрів сигналів задаючих генераторів.

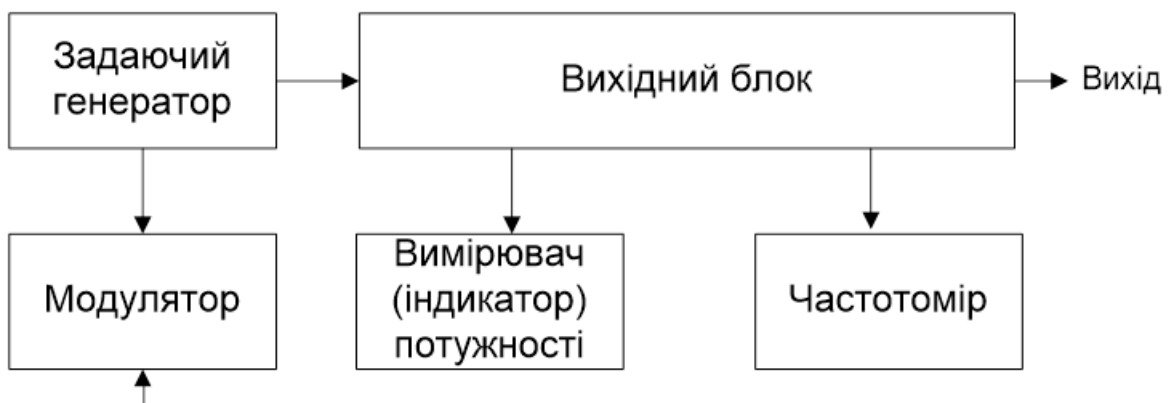


Рисунок 1.8 – Структурна схема НВЧ генератора

Модулятор є схемою, що виробляє або передає від зовнішніх джерел сигнали, за допомогою яких здійснюють амплітудну, імпульсну і частотну модуляцію задаючого генератора. Для амплітудно-імпульсної модуляції задаючих генераторів застосовують послідовності прямокутних імпульсів, а також різнополярні імпульси з однаковими напівперіодами (меандр). Тривалість імпульсів і частоти дотримання, як правило, має ряд фіксованих значень.

Вимірювальні генератори високочастотних сигналів (зверху 30 кГц) є джерелами гармонійних немодульованих чи модульованих електричних коливань, параметри яких змінюються в широких межах і фіксуються з нормованою похибкою.

При подальшому розгляді генератори цього виду доцільно розбити на генератори: 1) високих частот (30 кГц - 50 МГц), 2) ультрависоких частот (50-300 МГц); 3) надвисоких частот (вище 300 МГц). Генератори високих частот в основному використовують для радіомовних приймачів. Їх особливістю є наявність амплітудної модуляції і можливість установки сигналу від 1 В до 1 мкВ. Структурні схеми генераторів представлені на рис. 1.9, а, б. Основними вузлами гене-

ратора (рис. 1.9, а) служать задаючий генератор, ширококуговий підсилювач (модулятор) і вихідний пристрій.

Задаючий LC- генератор визначає основні характеристики пристрою, у тому числі стабільність частоти і амплітуди, а також спектральну «чистоту» вихідного сигналу. Генератор, як правило, будується на базі ширококугового підсилювача, охопеного колом негативного зворотного зв'язку. Увесь частотний діапазон генератора розбитий на ряд піддіапазонів. Перестройка частоти в межах піддіапазону здійснюється конденсатором змінної ємності, перехід до нового піддіапазону за допомогою комутації котушок індуктивності. Підсилювач (модулятор) зі змінним коефіцієнтом підсилення, керованою електричною напругою, буферним каскадом, сприяючим стабільності частоти, і одночасно амплітудним модулятором. Модулюючу напругу створюють або внутрішнім генератором (частота 1 кГц), або підводять ззовні. На виході підсилювача включений фільтр верхніх частот (рис. 1.9, в). Пояснимо ефект амплітудної модуляції (рис. 1.10). Модулююча напруга U_m змінює положення робочої точки на характеристиці підсилювача. Це призводить до зміни коефіцієнта підсилення для високочастотного сигналу. Спочатку зафіксуємо три положення робочої точки (а, б, в). При незмінній вхідній напрузі інтенсивність вихідного сигналу максимальна в точці б і мінімальна в точці а. Вихідна напруга підсилювача після фільтру верхніх частот (рисунок 1.10, в) має вигляд послідовності коливань з різними амплітудами. Відповідно при неперервному зміщенні робочої точки

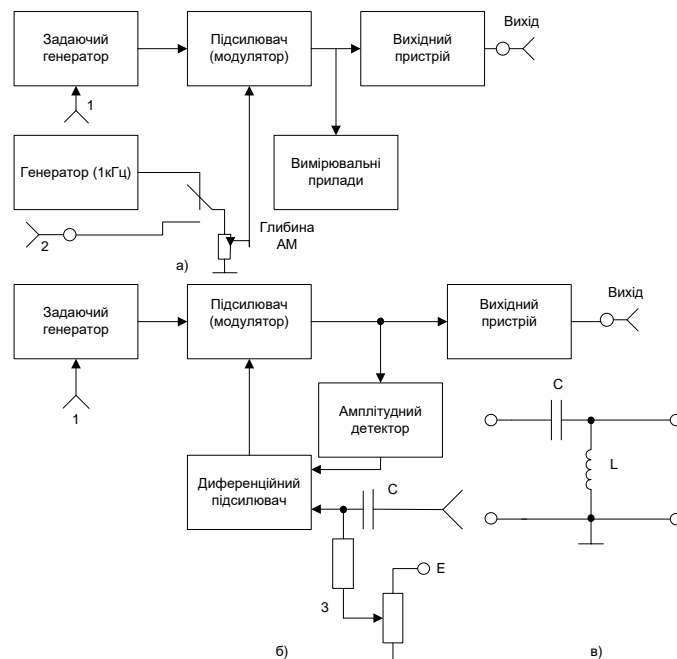


Рисунок 1.9 – Генератор високих частот: а – з ручним регулюванням рівня сигналу; б - з автоматичним регулюванням рівня сигналу. у – фільтр верхніх частот : 1 – вхід ЧМ; 2 – вхід АМ; 3 – установка рівня

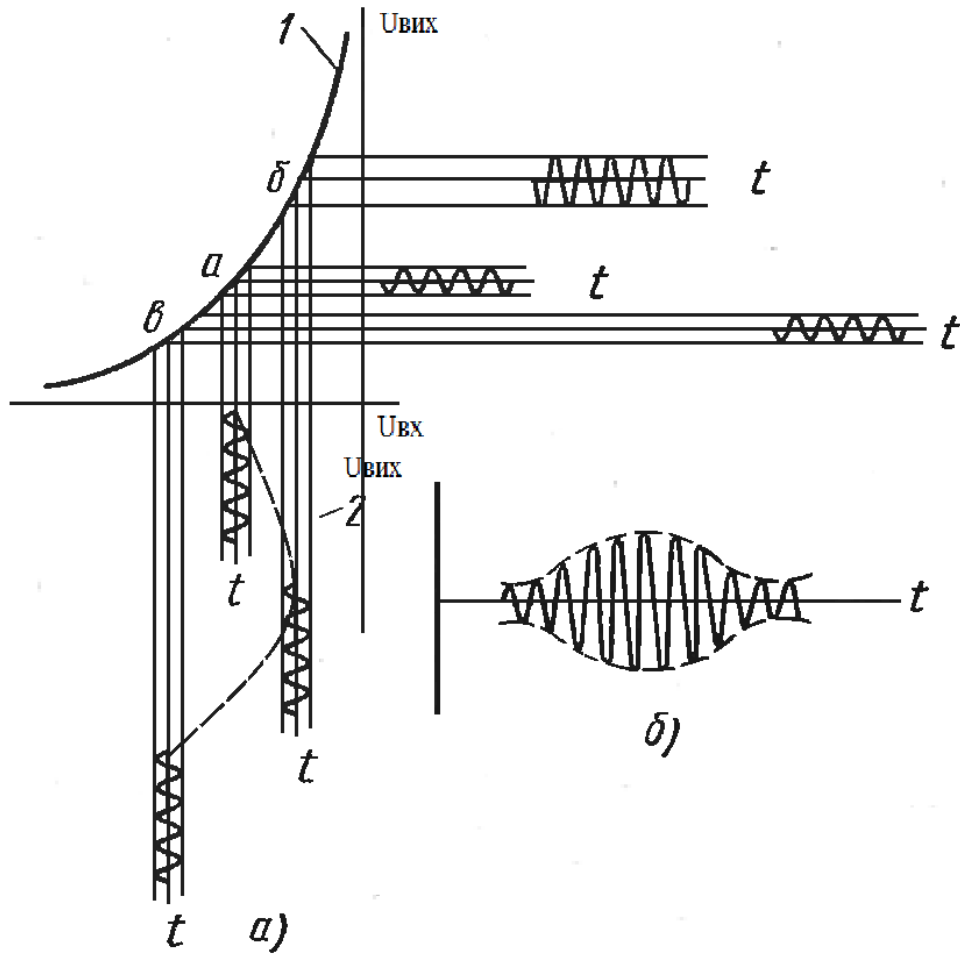


Рисунок 1.10 – Амплітудна модуляція: а – залежність рівня сигналу від вибору робочої точки; б – форма напруги на виході фільтра: 1 - характеристика підсилювача-модулятора; 2 – модулююча напруга

амплітуда високочастотних коливань змінюється, повторюючи форму модулюючої напруги (рис. 1.10, б). Амплітудну модуляцію контролюють вимірником амплітудної модуляції або за шкалою низькочастотного атенюатора прокаліброваного безпосередньо у відсотках глибини модуляції (рис. 1.11). Значення модулюючої напруги на вході низькочастотного атенюатора підтримують незмінним з допомогою потенціометра і відлікового гальванометра. Очевидно, що рівень вихідного сигналу можна регулювати, зміщуючи робочу точку на характеристиці 1 підсилювача за допомогою постійної (опорної) напруги. Розглянута структурна схема приладу (див. рис. 1.9, а) передбачає ручне регулювання для підтримки постійного рівня напруги, що поступає на атенюатор. У сучасних вимірювальних генераторах цей процес автоматизований. Система автоматичного регулювання (див. рис. 1.9, б) складається з амплітудного детектора, постійна напруга якого пропорційна рівню сигналу на вході атенюатора, диференціального підсилювача постійного струму. Останній є приладом порівняння.

Порівнюється реальний рівень сигналу з необхідним, заданим значенням опорної напруги. При їх нерівності виникає напруга розузгодження, яка змінює коефіцієнт підсилення підсилювача (модулятора), відновлює необхідну відповідність. Постійна часу системи регулювання вибрана досить великою, щоб система не реагувала на амплітудну модуляцію високочастотного сигналу. Модулюючу напругу в цій схемі можна подавати безпосередньо на вхід диференціального підсилювача.

Вихідний пристрій є системою каліброваних атенюаторів, що забезпечують широку зміну рівня вихідної напруги. Оскільки вимірювання малих рівнів напруги важке, то про значення вихідного сигналу судять по показу вольтметра, включеного на вході атенюаторів, і відомому коефіцієнту послаблення, що вноситься ними. Для спрощення роботи з приладом шкали атенюаторів градуують таким образом, що якщо покази вольтметра відповідає точці, що калібрується, то вихідна напруга (мкВ) рівна добутку показів шкал окремих атенюаторів : $u_{\text{вих}} = K_p K_c K_r$ (рис. 1.11). Для зменшення впливу навантажень на градуювання шкал атенюаторів вихідний

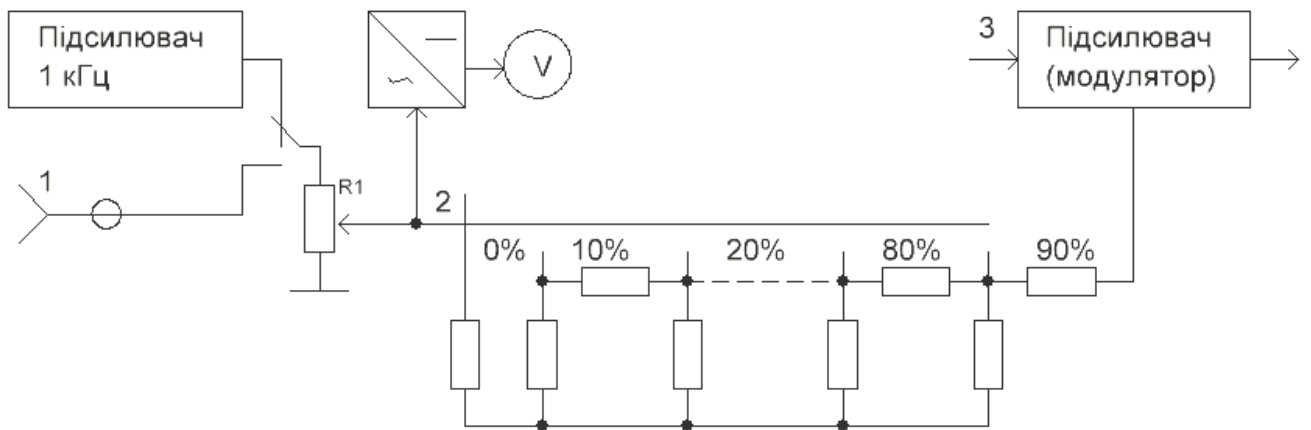


Рисунок 1.11 – Атенюатор для формування калібруючої модулюючої напруги: 1 – зовнішня АМ; 2 – глибина АМ; 3 – коливання від задаючого генератора опір генератора (на клеммах зовнішнього дільника) вибирають досить малим (одиниці ом)

Точність установки вихідної напруги визначається не лише похибкою фіксації вхідної напруги але і похибками атенюаторів.

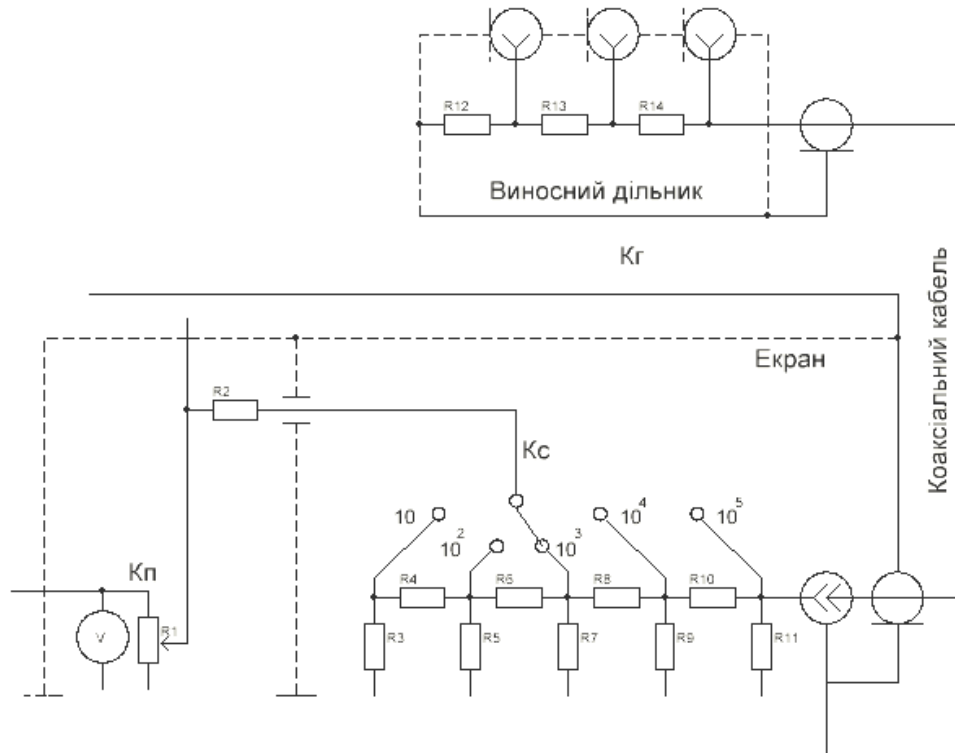


Рисунок 1.12 – Вихідне облаштування генератора високих частот

У вимірювальних генераторах високої частоти, як правило, використовують поєднання потенціометрів для плавного зменшення рівня із ступінчастими резистивними атенюаторами, виконаними за декадною схемою. Для зменшення помилок через вплив параметрів з'єднуваних дротів вихід генераторів зазвичай розрахований на підключення типового до коаксіального кабелю з виносним подільником напруги. Похибка послаблення вихідної напруги в цьому випадку не перевищує одиниць відсотків.

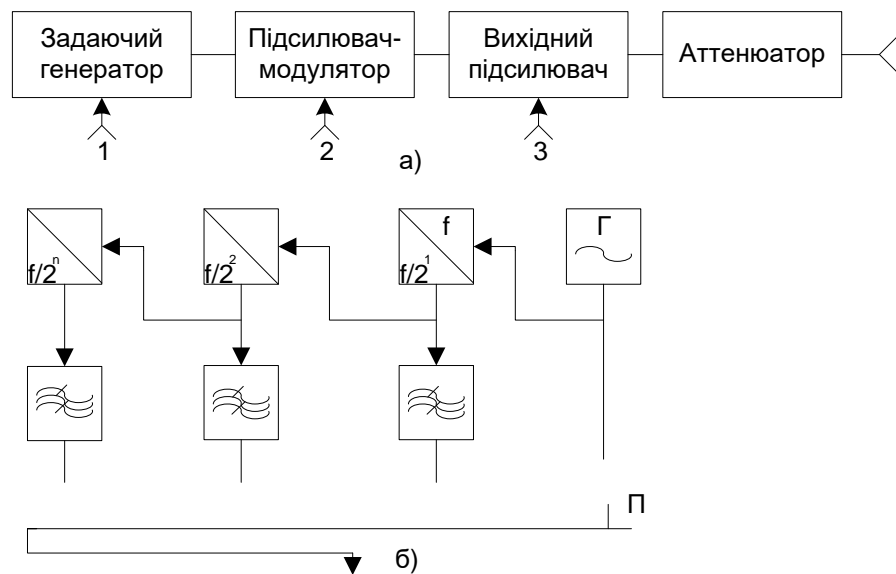


Рисунок 1.13 – Генератор ультрависоких частот:
а – структурна схема; б – генератор на подільниках частоти

Висока чутливість радіоприймальних пристроїв, для дослідження і налаштування яких в основному призначений генератор обумовлює необхідність у малих каліброваних рівнях напруги. У зв'язку з цим в генераторах високої частоти велике значення має екранування як усього приладу, так і його окремих блоків. У ряді випадків найбільш відповідальні блоки (задаючий генератор, аттенюатори) екранують подвійним екраном, а всі кола живлення забезпечують високочастотними фільтрами для оберігання від поширення по них напруги генерованої частоти.

Генератори ультрависоких частот (рис. 1.13, а, б) призначаються для налаштування УКВ приймачів з частотною модуляцією систем радіонавігації, телебачення і т. д. У приладах передбачені амплітудна, частотна та імпульсна модуляції. Частотну модуляцію здійснюють в задаючому генераторі, амплітудну - у підсилювачі-модуляторі, імпульсну - у вихідному підсилювачі. Прийнята побудова приладу дозволяє одночасно і в довільному поєднанні реалізувати усі види модуляції.

Частота задаючого LC - генератора модулюється за рахунок зміни реактивності, що вноситься, керованої електричною напругою. До керованої реактивності пред'являють ряд вимог: висока і стабільна добротність, широкі межі відносної зміни розстройки, що вноситься, великий діапазон і лінійність характеристики керування, мале споживання потужності від джерела напруги, що керує і т. д. Практично в якості реактивності, що вноситься, використовують варикапи, бар'єрна ємність яких змінюється під впливом напруги. Модулююча напруга поступає на варикап зі схеми компенсації спотворень, яка здійснює попереднє спотворення напруги згідно із законом, зворотньої вольт-частотної характеристики варикапа. Це забезпечує лінійну залежність девіації частоти від початкової напруги.

Необхідне число частотних піддіапазонів можна створити і без комутації котушок індуктивності. Первинний генератор (рис.1.13, б) перестроюється в межах верхнього піддіапазону частот за допомогою конденсатора змінної ємності. Перехід до наступного піддіапазону здійснюється подільником частоти що реалізується за допомогою перелічених схем. Подібна побудова пристроїв спрощує конструкцію і підвищує стабільність частоти.

Генератори сигналів надвисоких частот (рис. 1.14) та наведена в додатку Л використовують для налаштування радіоприймальних пристроїв радіолокаційних радіонавігаційних станцій, систем космічного зв'язку, виміри параметрів антен і т. п. Генератори діляться на прилади з коаксіальним виходом (від 300 МГц до 18 ГГц) і з хвильовим виходом (понад 6 ГГц). Некалібрована потужність приладів досягає одиниць ватів, а та, що калібрується зазвичай змінюється від кількох мікроват до 14-10~16 Вт. Особливістю вимірювальних генераторів цьо-

го виду є відносна простота структурної схеми і складність механічної частини пристроїв.

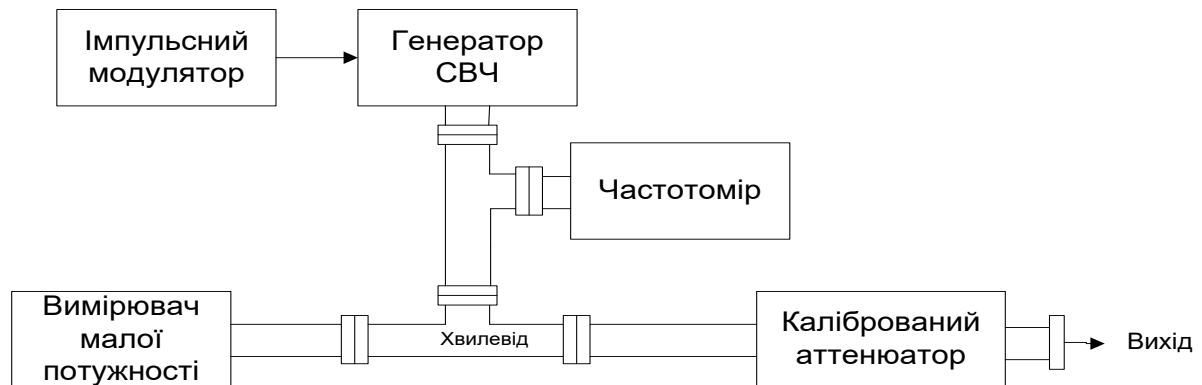


Рисунок 1.14 – Генератор надвисоких частот

Задаючі генератори пристроїв виконують на відбивних клістронах із зовнішнім (Г4-55, Г4-79) або внутрішнім (Г4-90, Г4-91) резонатором, на діодах Ганна із зовнішнім резонатором (Г4-112, Г4-135) або на лампах зворотної хвилі (ЛЗХ). Відлік частоти при використанні клістронів із зовнішнім резонатором здійснюється по шкалах, механічно пов'язаних з приладом перестройки. Потужність НВЧ виводиться з клістронів за допомогою рухливих пристроїв зв'язку. Введення в механізм зв'язку цих пристроїв з органами перестройки частоти залежності, зворотній закономірності зміни генерованої потужності від частоти, забезпечить постійність рівня вихідного сигналу.

Груба установка частоти клістронів з внутрішнім резонатором здійснюється механічною зміною об'єму резонатора а точна – зміною напруги на його відбивачі. У деяких генераторах одночасно з механічною перестройкою резонатора автоматично змінюється і напруга на відбивачі. Це полегшує перестройку і забезпечує роботу клістрона поблизу оптимального режиму. Установка частоти здійснюють по показникам частотоміра з об'ємним резонатором.

Потужність коливань контролюють вимірювачами малої потужності (див.. Якщо опори навантажень, підключених до кінців хвилевода (рис. 1.14), погоджені з його хвилевим опором, то покази вимірювача відповідають потужності НВЧ, що поступає на вхід атенюатора, що калібрується. В якості останнього в генераторах сантиметрового діапазону використовують граничні, поглинаючі або ферритові атенюатори, шкали яких градуують в децибелах. Вихідна потужність може оцінюватися як в абсолютних (ват, мілліватт, мікроват), так і відносних одиницях – числом децибел по відношенню до вибраного рівня потужності (1 Вт, 1 мВт). У першому випадку вихідна потужність

$$P_{\text{вих}} = P_{\text{м}} 10^{-A(\text{дБ})/10}$$

де $P_{\text{м}}$ – покази вимірювача малої потужності; $A(\text{дБ})$ - ослаблення атенюатора.

Для імпульсної модуляції коливань НВЧ імпульсну напругу подають на відбивач клістрона. Значення напруги вибирають так, щоб на час дії імпульсу клістрон знаходився у режимі оптимальної генерації. Напругу на відбивачі, діючу в проміжках між імпульсами, вибрано таким, щоб клістрон не генерував. Модуляція коливань НВЧ може здійснюватися від спеціального генератора імпульсної напруги (модулятора) або від відповідного зовнішнього джерела імпульсів.

У вимірювальних генераторах НВЧ потрібне ретельне екранування, оскільки витік потужності за інших рівних умов з ростом частоти зростає. Дроти живлення для попередження по ним витоку виконують у вигляді коаксіальних кабелів із спеціальним наповненням, що добре поглинає енергію НВЧ. Підвищені вимоги пред'являють також до джерел живлення, так як клістриони чутливі до нестабільності живлячих напруг.

У вимірювальній апаратурі НВЧ окрім клістронів можуть застосовуватись лампи зворотної хвилі (ЛЗХ). Для вимірювальних цілей зазвичай використовують ЛЗХ з прямим електронним потоком і поздовжнім фокусуєчим магнітним полем. Подібні ЛЗХ допускають плавну електронну перебудову частоти в широкому діапазоні.

Останніми роками з'явилися вимірювальні генератори НВЧ працюючі на використанні ефектів, що виникають в деяких напівпровідникових матеріалах (арсенід галію) при наявності сильних електричних полів, – генератори Ганна та ін.

1.5 Функціональні генератори на інтегральних мікросхемах

Функціональні генератори призначені для синхронного формування сигналів синусоїдальної, прямокутної і пилкоподібної форми в області частот, які зазвичай не перевищує одиниць мегагерц.

Розглянемо схему функціонального генератора, який здатний одночасно генерувати сигнали прямокутної і пилкоподібної форми, він складається з двох частин (рисунок 1.15): неінвертуючого тригера Шмітта на мікросхемі DA1 та інтегратора на мікросхемі DA2.

Інтегральна мікросхемі DA2 інтегрує напругу, що знімається з виходу тригера Шмітта на мікросхемі DA1. Напруга на виході інтегратора наростає (прямий хід «пили»). Коли вихідна напруга інтегратора перевищить поріг пере-

микання тригера Шмітта, відбувається його стрибкоподібне перемикавання, напруга на виході тригера змінить знак.

Напруга на виході інтегратора почне змінюватися в зворотну сторону (спадаючий ділянку «пили»). Спад напруги відбувається до тих пір, поки це напругу не зрівняється з другим, нижнім, порогом спрацьовування тригера Шмітта. Відбудеться чергове його перемикавання, і процес буде періодично повторюватися.

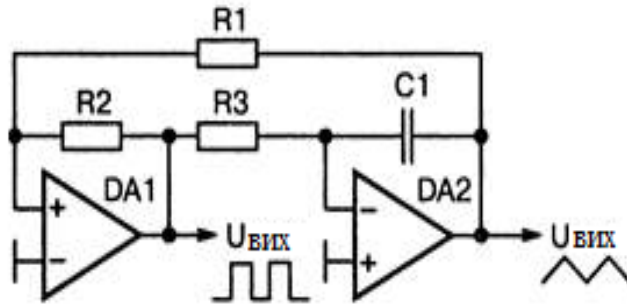


Рисунок 1.15 – Схема функціонального генератора на операційних підсилювачах

Період генеруючих коливань можна обчислити з наближеного виразу

$$T = 4R_3C_1 \frac{R_1}{R_2}.$$

Таким чином, частота генеруючих сигналів прямо пропорційно залежить від вибору RC-елементів інтегруючого ланцюжка R_3C_1 і не залежить від напруги живлення. З виходів генератора можна одночасно знімати сигнали прямокутної і трикутної форми. Якщо ускладнити схему вище наведеного функціонального генератора, можна отримати на його виході сигнал синусоїдальної форми. Зазвичай для отримання синусоїдального сигналу використовують сигнал трикутної форми з його з подальшою обробкою і отримують синусоїдальний сигнал.

Розглянемо функціональний генератор представлений на рис. 1.16, який виконаний на двох операційних підсилювачах в одному корпусі. При $C_1 = 4,7$ нФ частота генерації складає 30 кГц, а при $C_1 = 47$ нФ складає 20 Гц. Напруга живлення генератора може варіюватися в межах від 4,5 до 18 В.

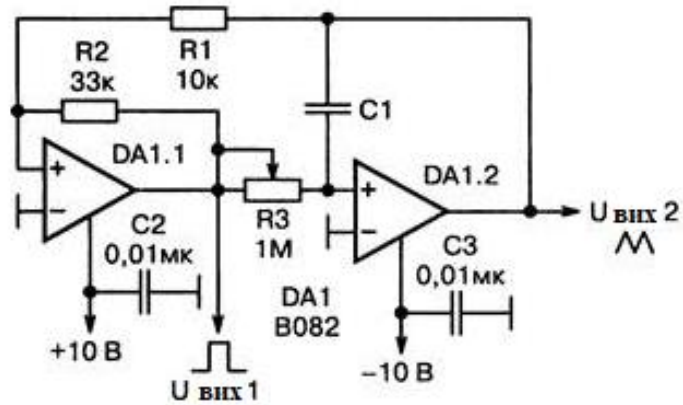


Рисунок 1.16 – Схема функціонального генератора на операційних підсилювачах

Ще один функціональний генератор представлений на рис. 1.17, в якому при зміні величини керуючої напруги в межах від 0,25 до 50 В синхронно змінюється частота вихідного сигналу прямокутної і пилкоподібної форми в межах від 700 Гц до 100 кГц.

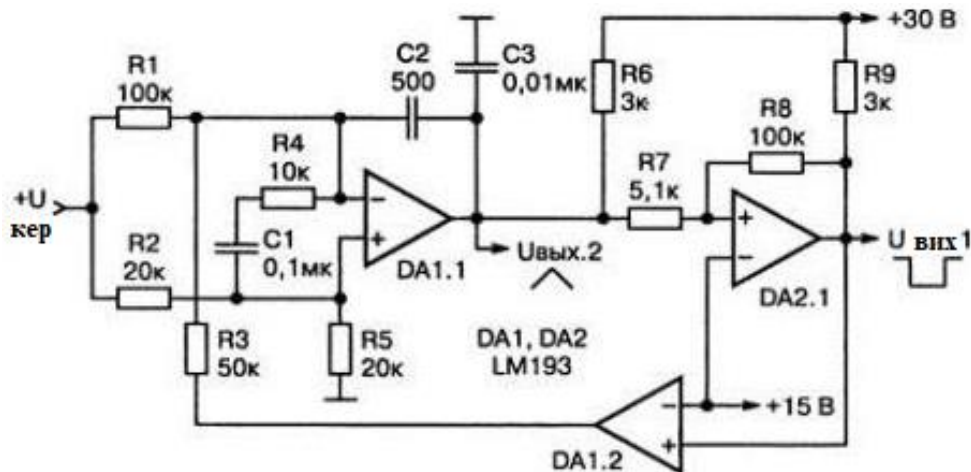


Рисунок 1.17 – Схема широкодіапазонного функціонального генератора на основі компаратора LM793

Регульований функціональний генератор (рис. 1.18) виконаний на трьох однакових операційних підсилювачах, наприклад, типу LM148, зібраних в одному корпусі. Генератор генерує одночасно пилкоподібні і прямокутні імпульси, форму яких можна змінювати, користуючись перемикачем S1. Співвідношення часу T1 і T2 визначається співвідношенням комутованих перемикачем S1 резисторів, наприклад, R: R/100. Періоди часів T1 і T2 визначаються як $T1=2RC$ і $T2=RC/50$.

У зв'язку з високою актуальністю функціональних генераторів, були створені спеціалізовані мікросхеми таких генераторів. Прикладом функціонального генератора є мікросхема ICL8038 фірми Harris Semiconductor.

Наступне схемотехнічне рішення генератора, який виконаний за типовою схемою включення (рис. 1.19), при варіюванні номіналів RC-елементів здатний працювати в діапазоні частота 0,001 Гц - 300 кГц. Спотворення форми синусоїдального сигналу не перевищують 1%. Ширину прямокутного (трикутного) імпульсу можна регулювати в межах від 2 % до 98 %.

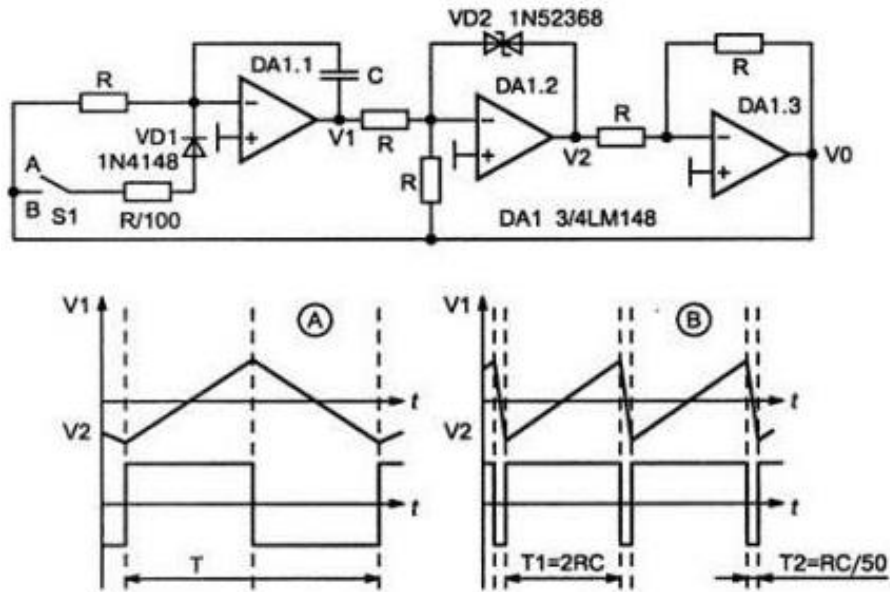


Рисунок 1.18 – Функціональний генератор на LM148

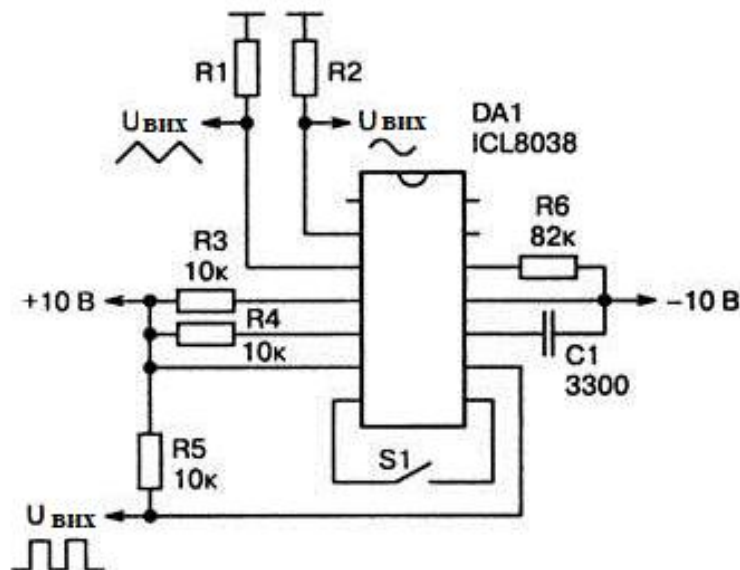


Рисунок 1.19 – Функціональний генератор на мікросхемі ICL8038

Напруга живлення $\pm (5 \dots 15)$ В при двополярного живлення або 10...30 В - при одно полярному живленні. Споживаний мікросхемою струм не перевищує

20 мА (номінальний струм складає 12 мА) при напрузі живлення ± 10 В. Амплітуда вихідної напруги трикутної форми на опорі навантаження 100 кОм досягає $1/3$ від напруги живлення, для сигналу синусоїдальної форми складає до 0,22 від напруги живлення.

При використанні мікросхеми ICL8038 (рис. 1.20) зручно здійснювати частотну модуляцію генеруючих сигналів. Використовуючи цю особливість мікросхеми нескладно створити генератор сигналів прямокутної, трикутної і синусоїдальної форми, одночасно керованих рівнем зовнішньої напруги.

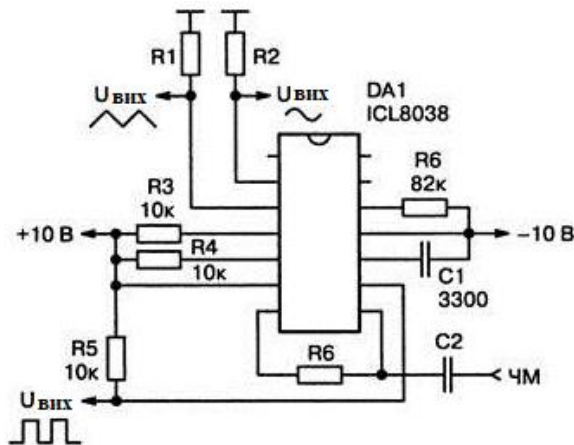


Рисунок 1.20 – Варіант включення мікросхеми ICL8038 з частотною модуляцією генеруються сигналів

Для підвищення навантажувальної здатності функціонального генератора використовують схему, показану на рис. 1.21. В даній схемі використаний буферний каскад, який можна використовувати для кожного з виходів функціонального генератора. Опір навантаження визначається вибором мікросхеми операційного підсилювача; для наведеного випадку опір навантаження не повинен бути меншим 1 кОм.

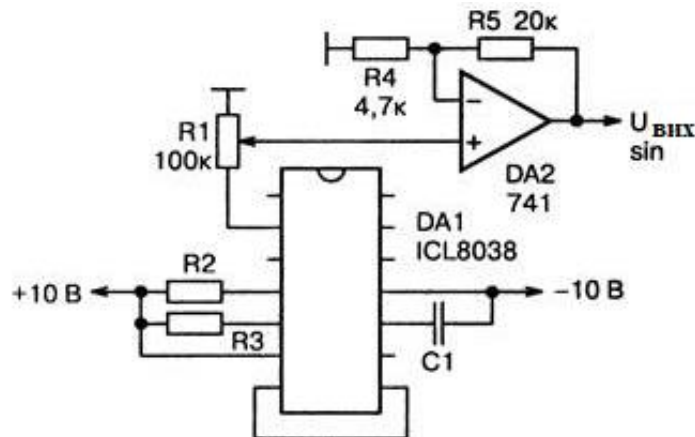


Рисунок 1.21 – Схема функціонального генератора на мікросхемі ICL8038 з підвищеною здатністю навантаження

Розглянемо адитивний формувач сигналів трикутної форми (рис.1.22). Електричні сигнали трикутної форми зазвичай отримують при використанні зарядно-розрядних процесів в RC-ланцюжках. У роботах [4-6] описаний і проаналізований принцип формування сигналів трикутної форми шляхом протифазного складання випрямлених з використанням двохполуперіодних випрямлячів сигналів синусоїдальної форми, зсунутих між собою на кут 90° . На мікросхемах DA1-DA3 зібраний LR-генератор сигналів синусоїдальної форми, з виходів якого знімаються зсунуті по фазі на кут 90° сигнали (точки A і B). Ці сигнали подаються на входи двох прецизійних випрямлячів, виконаних на мікросхемах DA4, DA5 і DA6, DA7. Сигнали з виходів випрямлячів (точки C і D) змішуються на резистивному суматорі-дільнику напруги R13, R15, R16 (точка E). Вихідний сигнал (точка E) має трикутну форму з відхиленням від лінійності до 3%. Робоча частота генератора визначається номіналами частотозадаючих ланцюгів - індуктивностей L1, L2, здвоєного потенціометра R9, R10 і резисторів R7, R8. Для зазначених номіналів діапазон частоти перебудови становить 3300-4000 Гц. Ступінчасто змінити частотний діапазон роботи можна перемиканням котушок індуктивності L1, L2. При розширенні діапазону перебудови шляхом подальшої зміни співвідношення елементів $R7 / R9 = R8 / R10$ стає помітною виражена залежність амплітуди вихідного сигналу від частоти. Для виключення цього недоліку необхідно або звужити діапазон перебудови генератора, або використовувати проміжні підсилювачі з автоматичним регулюванням підсилення.

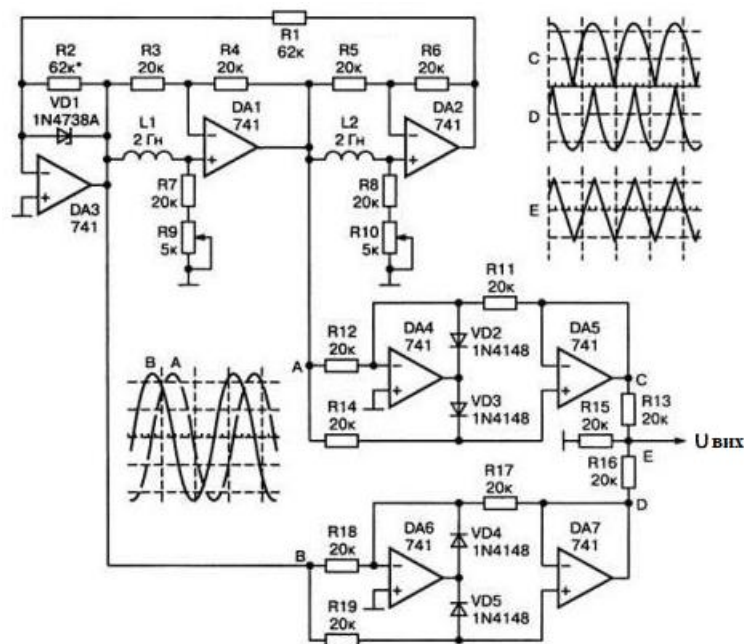


Рисунок 1.22 – Схема беземнісного генератора сигналів трикутної форми

1.6 Висновки до розділу

На підставі аналізу сучасних вимірювальних генераторних пристроїв, доведено перспективність напрямку – розробки схемо–технічних принципів побудови високочутливих радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання операційних підсилювачів.

В результаті аналізу сучасних генераторних пристроїв для вимірювання фізичних величин виявлено необхідність створення радіовимірювального перетворювача інформації, що усував би виявлені недоліки і характеризувався високою точністю і чутливістю. При цьому перетворювачі типу «фізична величина – частота» дозволяють вирішити проблеми узгодження радіовимірювальних перетворювачів з системами цифрової обробки даних.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОБОТИ АВТОГЕНЕРАТОРА

2.1 Генератори гармонійних сигналів на операційних підсилювачах

Автогенератор електричних коливань є основним елементом радіовимірювальних частотних перетворювачів, тому необхідно розробити математичну модель його роботи у широкому плані, що дає можливість оцінити залежність параметрів перетворювачів від дії як зовнішніх, так і внутрішніх факторів.

Генераторами є такі схеми, які виробляють періодичні коливання різних форм, наприклад, прямокутні, трикутні, пилкоподібні і синусоїдальні. В генераторах зазвичай застосовуються різні активні компоненти, лампи або кварцові резонатори, а так само пасивні - резистори, конденсатори, індуктивності.

Існує два основні класи генераторів - релаксаційні і гармонійні. Релаксаційні генератори виробляють трикутні, пилкоподібні і інші несинусоїдальні сигнали. Синусоїдальні генератори складаються з підсилювачів із зовнішніми компонентами, або ж компоненти можуть бути змонтовані на одному кристалі з підсилювачем. У цьому розділі розглядаються генератори гармонійних сигналів, створені на основі операційних підсилювачів.

Генератори гармонійного сигналу застосовуються в якості зразкових або випробувальних генераторів в багатьох схемах. У чистому синусоїдальній сигналі присутній тільки основна частота - в ідеалі в ньому немає ніяких інших гармонік. Таким чином, подаючи синусоїдальний сигнал на вхід якого-небудь пристрою, можна виміряти рівень гармонік на його виході, визначивши таким чином коефіцієнт нелінійних спотворень. В релаксаційних генераторах вихідний сигнал формується з синусоїдального сигналу, який підсумовується для формування коливань спеціальної форми.

Існують два основні класи генераторів: синусоїдальні і релаксаційні. Синусоїдальні складаються з підсилювачів з RC або LC ланцюгами, за допомогою яких можна змінювати частоту генерації, або кварців з фіксованою частотою. Релаксаційні генератори генерують коливання трикутної, пилкоподібної, прямокутної, імпульсної або експоненційної форми.

Генератори синусоїдального сигналу працюють без подачі на них зовнішнього сигналу. Замість цього застосовується комбінація позитивної або негативної зворотного зв'язку, що б перевести підсилювач в нестабільний стан, що призводить до циклічності зміни сигналу на виході від мінімального до максимального напруги живлення з постійним періодом. Частота і амплітуда коливань визначається набором активних і пасивних компонентів, підключених до операційного підсилювача.

Генератори на операційних підсилювачах обмежені низькочастотних діапазоном частотного спектра, так як у них відсутня широка смуга пропускання, необхідна для досягнення низького фазового зсуву на високих частотах. Операційні підсилювачі зі зворотним зв'язком по напрузі обмежені кілогерцовому частотним діапазоном, так як домінуючий полюс при розімкненому ланцюзі зворотного зв'язку може перебувати на досить низькій частоті, наприклад 10 Гц. Нові операційні підсилювачі з струмовим зв'язком мають набагато більшу смугу пропускання, але їх дуже важко використовувати в генераторних схемах бо вони чутливі до ємностей в ланцюгах зворотного зв'язку. Генератори з кварцовими резонаторами використовуються для застосування в високочастотних схемах у діапазоні до сотень МГц.

Умови для виникнення генерації.

Для демонстрації умов виникнення коливань використовується класичне зображення системи з негативним зворотним зв'язком. На рисунку 2.1 зображена блокова схема цієї системи, де V_{IN} - напруга вхідного сигналу, V_{OUT} - напруга на виході блоку підсилювача (A), β - сигнал, званий коефіцієнтом зворотного зв'язку, який подається назад на суматор. E являє помилку, яка дорівнює сумі коефіцієнта зворотного зв'язку і вхідного напруги.

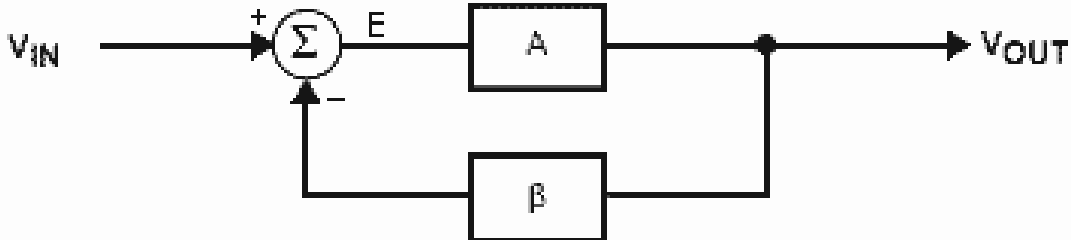


Рисунок 2.1 – Класична форма зображення системи з позитивним або негативним зворотним зв'язком

Генератори не вимагають ніякого зовнішнього сигналу для своєї роботи, замість цього вони використовують деяку частину вихідного сигналу, що подається назад на вхід через ланцюг зворотного зв'язку.

Коливання в генераторах виникають від того, що системі зворотного зв'язку не вдається знайти стабільний стан, тому що умова передавальної функції не може бути виконано. Ключем до створення генератора є виконання умови $A\beta = -1$. Це так званий критерій Баркгаузена. Для задоволення цього критерію необхідно, щоб величина підсилення ланцюга зворотного зв'язку збігалася по фазі з відповідним фазовим зрушенням, рівним 180° , на що вказує знак "мінус". Еквівалентну вираз з використанням символіки комплексної алгебри буде $A\beta = 1 \angle -180^\circ$ для негативної системи зворотного зв'язку. Для позитивної системи звор-

тного зв'язку вираз буде виглядати як $A\beta = 1 \angle -0^\circ$ і знак доданка $A\beta$ буде негативним.

В міру того, як зсув фаз наближається до 180° , і $|A\beta| \rightarrow 1$, вихідна напруга тепер уже нестійкою системи прямує до нескінченності, але воно, звичайно ж, обмежена кінцевими значеннями через обмеження напруги джерела живлення. Коли амплітуда вихідної напруги досягає величини будь-якого з живлячих напруг, то активні пристрої в підсилювачах змінюють коефіцієнт підсилення. Це призводить до того, що величина A змінюється, і так само призводить до видалення $A\beta$ від нескінченності і, таким чином траєкторія зміни напруги в напрямку нескінченності сповільнюється і в кінці кінців зупиняється. На даному етапі може статися одне з трьох подій:

1. Нелінійності в режимі насичення або відсічення призводять систему в стійкий стан і утримують вихідна напруга поблизу напруги джерела живлення. Початкові зміни призводять систему в режим насичення (або в режим відсічення) і система залишається в цьому стані тривалий час, перш ніж вона стає лінійною і вихідна напруга починає змінюватися у напрямку до протилежного джерела живлення. Система залишається лінійною і змінює напрямок зміни вихідної напруги в сторону до протилежного джерела живлення.
2. Другий варіант дає сильно спотворені коливання (як правило, майже прямокутної форми), такі генератори називають релаксаційним.
3. Третій варіант виробляє синусоїдальний сигнал.

Зрушення фаз в генераторах.

У рівнянні $A\beta = 1 \angle -180^\circ$ фазовий зсув, рівний 180° , вносять активні і пасивні компоненти. Як і будь-які правильно сконструйовані схеми зі зворотним зв'язком, генератори залежать від фазового зсуву, що вноситься пасивними компонентами, тому що цей фазовий зсув точний і майже без дрейфу. Фазовий зсув, що вноситься активними компонентами зведений до мінімуму, оскільки він залежить від температури, має широкий початковий допуск, і залежить від типів активних елементів. Підсилювачі підібрані таким чином, що б вони вносили мінімальний фазовий зсув або взагалі не вносили ніякого фазового зсуву на частоті коливань. Ці фактори обмежують робочий діапазон генераторів на операційних підсилювачах відносно низькими частотами.

Одноланкові RL або RC ланцюга вносять фазовий зсув величиною до 90° (але не точно 90° - їх фазовий зсув прагне до 90° , але ніколи їх не досягне) на ланку, і так як для виникнення коливань необхідний фазовий зсув 180° , то потрібно використовувати хоча б дві ланки в конструкції генератора (так як максимальний фазовий зсув буде прагнути до 180° , то необхідне доповнення фазового зсуву до точного значення 180° буде забезпечуватися вхідними ємностями і

опорами активних елементів). LC ланцюг має два полюси, і може вносити фазовий зсув по 180° на полюс. Але LC і LR генератори тут не розглядаються, так як низькочастотні індуктивності дороги, важкі, громіздкі і сильно неідеальні. LC генератори застосовуються в високочастотних схемах, за межами частотного діапазону операційних підсилювачів, там де розмір,

Зрушення по фазі визначає робочу частоту генерації, оскільки схема буде генерувати коливання на будь-якій частоті, на якій накопичується фазовий зсув в 180° . Чутливість фази до частоти, $d\phi / d\omega$, визначає стабільність частоти. Коли буферовані RC ланки (буфер на операційному підсилювачі забезпечує високий вхідний і низький вихідний опір) включені каскадно, то фазовий зсув множитья на кількість ланок, n (див. Рисунок 2.2).

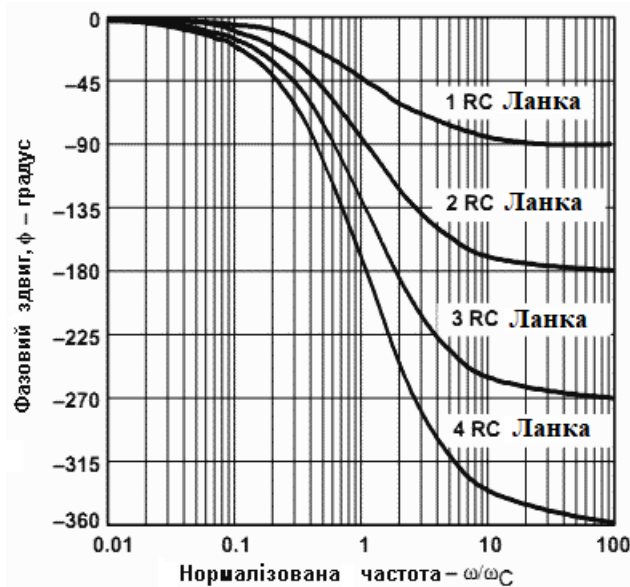


Рисунок 2.2 – Зрушення фаз RC ланками

У тій області, де фазовий зсув дорівнює 180° , частота генерації дуже чутлива до зрушення фази. Таким чином, через жорсткі вимоги до частоті необхідно, щоб фазовий зсув $d\phi$, змінювався в надзвичайно вузьких межах, щоб зміни частоти $d\omega$ були б незначними при фазовому зсуві, що дорівнює 180° . З рисунка 2.2 видно, що хоча два послідовно з'єднаних RC ланки в кінцевому підсумку забезпечують фазовий зсув майже 180° , величина $d\phi / d\omega$ на частоті генерації неприпустимо мала. Отже, генератор на основі двох послідовно з'єднаних RC ланцюгів матиме погану стабільність частоти. Три однакових RC фільтра, включених послідовно, мають набагато більше відношення $d\phi / d\omega$ (див. Рисунок 2.2), що дає в результаті поліпшення стабільності частоти генератора. Додавання четвертого RC ланки дозволяє створити генератор з чудовим ставленням $d\phi / d\omega$ (див. Рисунок 2.2), таким чином, це дає найбільш стабільну по частоті схему RC генератора. Чотирьох ланкові RC ланцюги містять максимальну кіль-

кість ланок, яке використовують, тому що в одному корпусі мікросхеми міститься чотири операційних підсилювача, і чотирьох каскадний генератор дає чотири синусоїди, зсунуті по фазі один відносно одного на 45° . Цей же генератор може бути використаний для отримання синусоїдальних/косинусоїдальних, а так само квадратурних (тобто з різницею 90°) сигналів. і чотирьох каскадний генератор дає чотири синусоїди, зсунуті по фазі один відносно одного на 45° . Цей же генератор може бути використаний для отримання синусоїдальних/косинусоїдальних, а так само квадратурних (тобто з різницею 90°) сигналів. і чотирьох каскадний генератор дає чотири синусоїди, зсунуті по фазі один відносно одного на 45° . Цей же генератор може бути використаний для отримання синусоїдальних/косинусоїдальних, а так само квадратурних (тобто з різницею 90°) сигналів.

Кварцові або керамічні резонатори дозволяють створювати набагато більш стабільні генератори, так як у резонаторів ставлення $d\varphi / d\omega$ набагато вище через їх нелінійних властивостей. Резонатори застосовують в високочастотних схемах, в низькочастотних схемах резонатори не використовують через їх великих розмірів, ваги та вартості. Операційні підсилювачі зазвичай не використовують спільно з кварцовими або керамічними резонаторами, так як операційні підсилювачі мають низьку смугу пропускання. Досвід показує, що замість використання низькочастотних резонаторів для низьких частот є більш економічно ефективним спосіб, коли використовується високочастотний кварцовий генератор, вихідну частоту якого слід поділити в n раз до необхідної робочої частоти, а потім відфільтрувати вихідний сигнал.

Підсилення генератора.

Підсилення генератора має дорівнювати одиниці ($A\beta = 1 \angle -180^\circ$) на робочій частоті. При нормальних умовах схема стає стійкою в разі, коли підсилення перевищує одиницю, і тоді генерація припиняється. Однак якщо підсилення перевищує одиницю і фазовий зсув становить при цьому -180° , то нелінійність активних елементів знижує підсилення до одиниці, і генерація триває. Ця нелінійність стає важливою в разі, якщо вихідна напруга підсилювача наближається за величиною до одного з живлячих напруг, так як в режимі відсічення або насичення знижується підсилення активних елементів (транзисторів). Парадокс тут в тому, що для технологічності про всяк випадок закладають підсилення, що перевищує одиницю, хоча надмірне підсилення призводить до збільшення спотворення синусоїдального сигналу.

Коли підсилення занадто низька, то умови погіршуються і коливання припиняються, а коли підсилення занадто велике, то форма вихідного сигналу стає більше схожа на меандр, ніж на синусоїду. Спотворення є прямим результатом надмірного збільшення підсилення, перевантажувати підсилювач; отже,

підсилення повинно контролюватися дуже ретельно в генераторах з низьким коефіцієнтом спотвореннями. У генераторах на основі фазозсувних ланцюгів теж є спотворення, але вони знижуються на виході з-за того, що послідовно з'єднані RC ланцюга працюють як RC фільтри, що зменшують спотворення. Крім того, буферовані генератори на фазозсувних ланцюгах мають низький рівень спотворень, оскільки підсилення контролюється і розподіляється між буферами.

Більшість схем вимагають допоміжної ланцюга для регулювання підсилення, якщо потрібно отримати сигнал з малими спотвореннями. У допоміжних ланцюгах можуть використовуватися нелінійні компоненти в ланцюгах зворотного зв'язку для автоматичного регулювання підсилення, або обмежувачі на резисторах і діодах. Необхідно також приділити увагу зміні коефіцієнта підсилення в результаті змін температури і допусків компонент, і рівень складності схем визначається виходячи з необхідної стабільності коефіцієнта підсилення. Чим більш стабільний коефіцієнт підсилення, тим чистіше буде синусоїдальний сигнал на виході.

Вплив активного елемента на генератор.

У всіх попередніх міркуваннях передбачалося, що операційний підсилювач має нескінченно велику смугу пропускання і його вихід частотонезалежним. В операційного підсилювача є кілька полюсів на АЧХ, але їх компенсують таким чином, що б над ними домінував один полюс по всій смузі пропускання. Таким чином, $A\beta$ має тепер рахуватися залежною від частоти в залежності від підсилення A операційного підсилювача. На рисунку 2.3 зображено залежність частоти від підсилення і фази. Підсилення при замкнутому ланцюзі 33 $ACL = 1 / \beta$ не має ні полюсів, ні нульових значень, воно постійно при зростанні частоти до точки, де починає діяти підсилення при розімкнутому ланцюзі 33 на частоті ω_{3dB} . Амплітуда сигналу послаблюється на 3 дБ і фазовий зсув, що вноситься операційним підсилювачем становить 45° . Амплітуда і фаза починають змінюватися на одну декаду вниз від цієї точки, $0.1 \times \omega_{3dB}$, і фаза продовжує зсуватися до тих пір, поки не досягне величини 90° в точці $10 \omega_{3dB}$, на декаду нижче точки 3 дБ. Підсилення продовжує падати зі швидкістю -20 dB на декаду до тих пір, поки не досягне інших полюсів або нульового значення. Чим вище підсилення при замкнутої петлі 33 , ACL , тим раніше воно почне падати. поки не досягне інших полюсів або нульового значення. Чим вище підсилення при замкнутої петлі 33 , ACL , тим раніше воно почне падати. поки не досягне інших полюсів або нульового значення. Чим вище підсилення при замкнутої петлі 33 , ACL , тим раніше воно почне падати.

Фазовий зсув, що вноситься ОП, впливає на характеристики схеми генератора, за рахунок зниження частоти коливальних, а також зменшення ACL ACL може привести до $A\beta < 1$, і генерація припиниться.

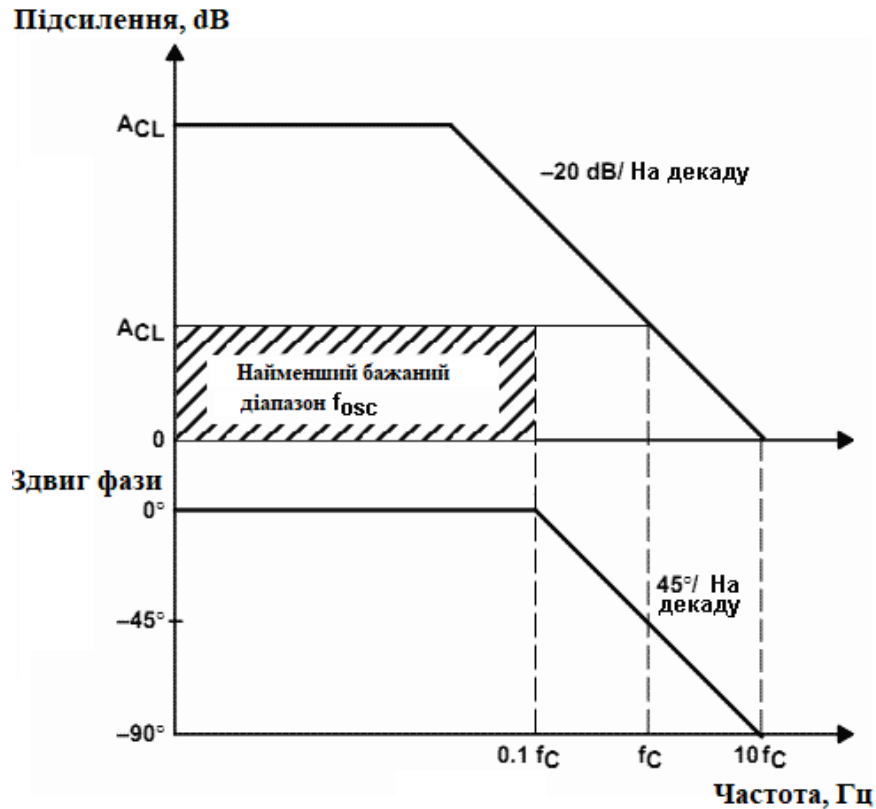


Рисунок 2.3 – Амплітудно-частотна характеристика операційного підсилювача

Більшість операційних підсилювачів мають компенсацію і можуть мати фазовий зсув більше ніж 45° на частоті ω_{3dB} . Таким чином, ОП повинен вибиратись з коефіцієнтом підсилення на смузі пропускання по крайній мірі одну декаду вище частоти генерації, як показано на заштрихованій ділянці на рисунку 2.3. Генератор на мості Віна вимагає підсилення на смузі пропускання більше ніж $43 \omega_{OSC}$, що б підсилення і частота підтримувалася в межах 10% від ідеального значення [12]. На рисунку 2.4 приведені порівняльні характеристики спотворень на різних частотах для операційних підсилювачів LM328, TLV247x, і TLC071, які мають смугу пропускання 0,4 МГц, 2,8 МГц, 10 МГц, які використовуються в генераторі на мості Віна з нелінійним зворотним зв'язком. Частота коливань лежить в діапазоні від 16 Гц до 160 кГц. Графік ілюструє важливість вибору підходящого ОП. Підсилювач LM328 досягає максимальної частоти генерації 72 кГц при ослабленні підсилення більше ніж 75%, а TLV247x досягає 125 кГц при зниженні підсилення на 18%. Широка смуга пропускання TLC071 забезпечує частоту генерації 138 кГц при зниженні підсилення всього на 2%. Операційний підсилювач потрібно вибирати з відповідною пропускну здатністю, інакше частота генерації буде лежати набагато нижче, ніж потрібно.

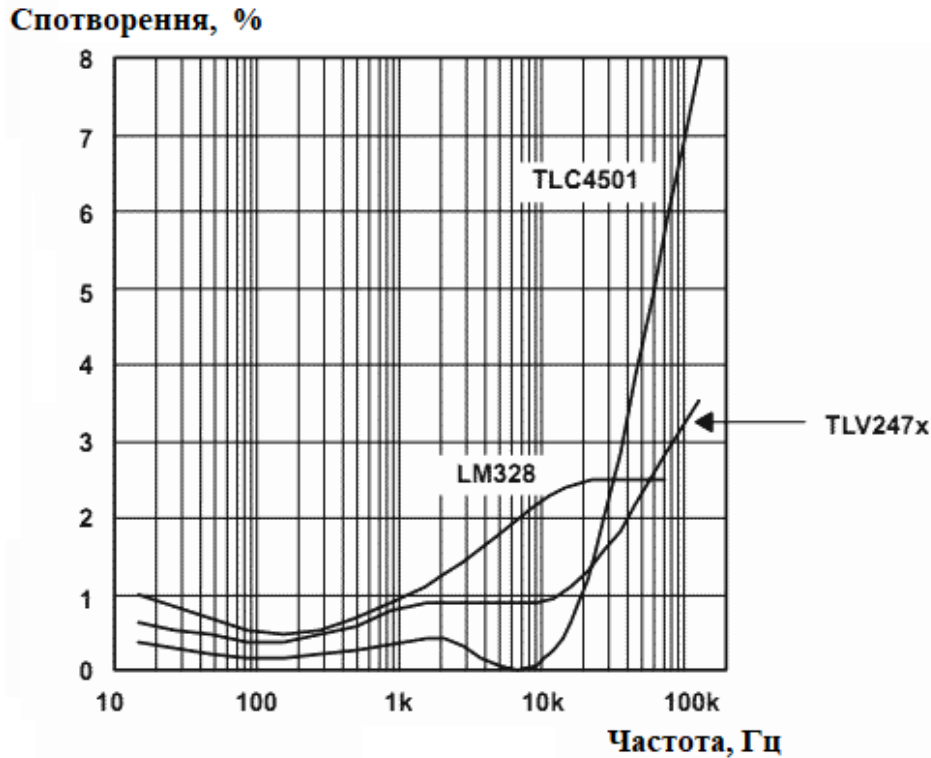


Рисунок 2.4 – Графік спотворення/частота для ОП з різною шириною смуги пропускання

Необхідно дотримуватися обережності при використанні резисторів великих номіналів в колі зворотного зв'язку, тому що вони взаємодіють з вхідною ємністю операційного підсилювача і створюють полюса з негативним зворотним зв'язком, а так само полюса і нулі з позитивним зворотним зв'язком. Резистори великих номіналів можуть зрушувати ці полюси і нулі ближче до частоти генерації і впливати на зрушення фаз [13]. У висновку звернемо увагу на обмеження швидкості наростання сигналу ОП. Швидкість наростання сигналу повинна бути більше ніж $2\pi V_P f_0$, де V_P - це пікова напруга і f_0 - частота генерації; в іншому випадку вихідний сигнал буде спотворений.

Аналіз роботи схеми генератора.

При створенні генераторів різними способами комбінують позитивну і негативну зворотний зв'язок. На рисунку 2.5, а зображена базова схема підсилювача з негативною ЗЗ і з доданою позитивною ЗЗ. Коли застосовуються і позитивна, і негативна ЗЗ, то їх підсилення комбінуються в одну загальну (підсилення замкнутої петлі ЗЗ). Рисунок 2.5, а спрощується до рисунка 2.5, б, ланцюг позитивного ЗЗ представлена $\beta = \beta_2$, і подальший аналіз спрощується. Коли використовується негативна ЗЗ, то петля позитивного ЗЗ ігнорується, так як β_2 дорівнює нулю.

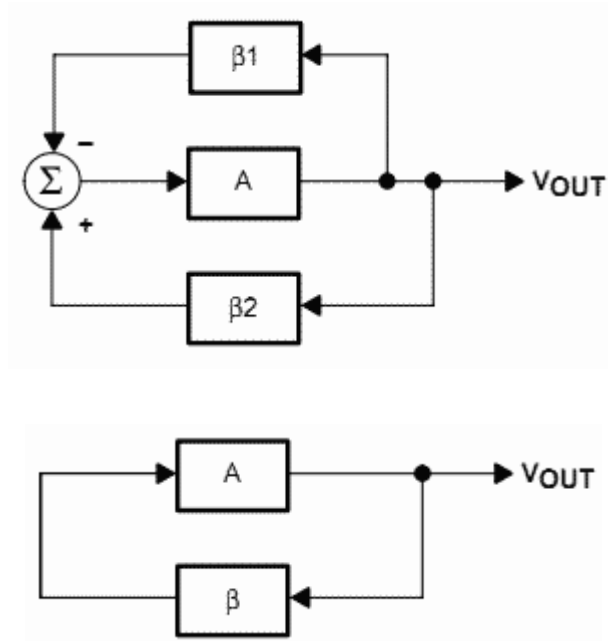
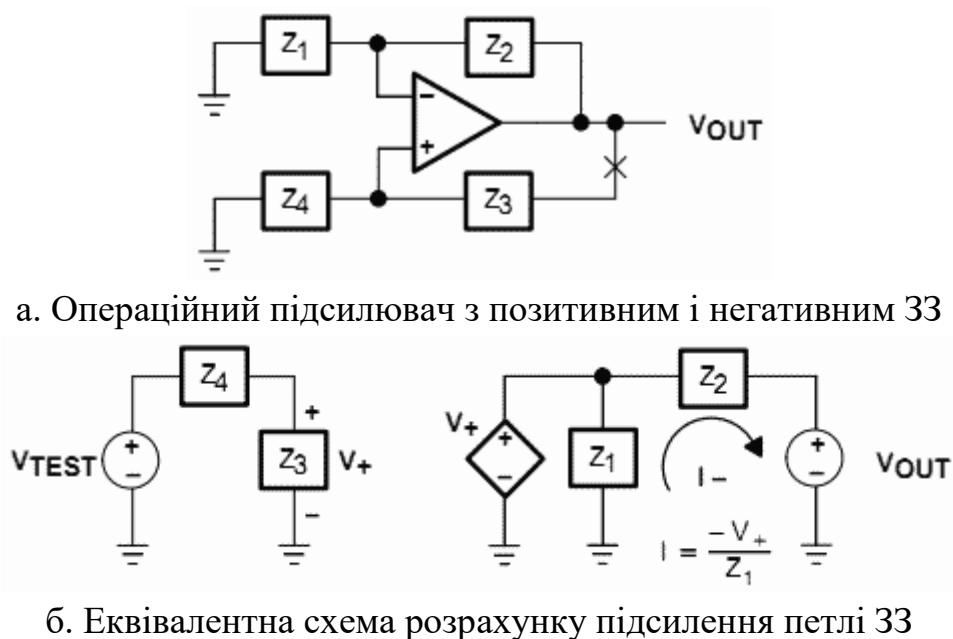
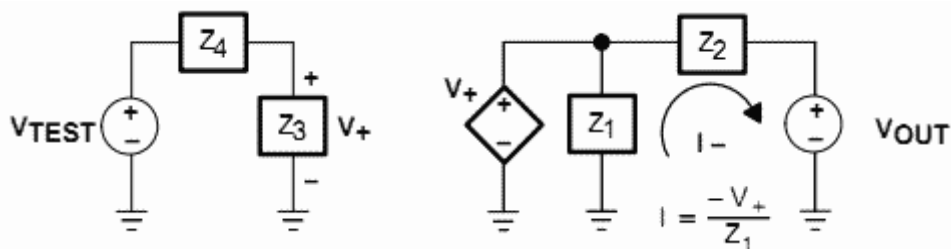


Рисунок 2.5 – Блокова схема генератора

Загальний вигляд операційного підсилювача з позитивним і негативним ЗЗ показаний на рисунку 2.6, а. Першим кроком в аналізі буде розривання петлі в якомусь місці, але так, що б підсилення схеми не змінилося. Позитивний ЗЗ розірвана в точці з позначкою X. Тестовий сигнал V_{TEST} подається в розірвану петлю і вихідна напруга V_{OUT} вимірюється за допомогою еквівалентної схеми, зображеної на рисунку 2.6, б.



а. Операційний підсилювач з позитивним і негативним ЗЗ



б. Еквівалентна схема розрахунку підсилення петлі ЗЗ

Рисунок 2.6 – Підсилювач з позитивною і негативним зворотним зв'язком

На початку розраховується V_+ , використовуючи рівняння (2.1); потім V_+ розглядається як вхідний сигнал, що подається на неінвертуючий підсилювач, що дає V_{OUT} з другого рівняння (2.1). Підставляючи V_+ з першого рівняння (2.1) в друге рівняння (2.1), отримуємо третє рівняння (2.1), що є передавальною функцією. В реальній схемі елементи замінюються для кожного імпедансу, і рівняння спрощується. Ці рівняння є дійсними у випадку, якщо підсилення при розімкнутій петлі 33 величезне і частота генерації менше, ніж $0.1 \omega_{3dB}$.

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_{TEST} \left(\frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) \\
 V_{OUT} &= V_+ \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \right) \\
 \frac{V_{OUT}}{V_{TEST}} &= \left(\frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \right)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

У генераторах на основі зсуву фази зазвичай використовують негативний зворотний зв'язок, так що фактор позитивного зворотного зв'язку (β_2) звертається в нуль. У схемах генераторів на основі моста Віна використовуються і негативна (β_1) і позитивна (β_2) зворотна зв'язку для досягнення режиму генерації. Рівняння (2.1) застосовується для детального аналізу цієї схеми.

2.2 Асимптотичні методи розрахунку нелінійних кіл генераторів

Більшість методів розрахунку нелінійних кіл є наближеними, які відрізняються лише точністю розрахунків. За способом отримання результатів методи аналізу нелінійних кіл розподіляються на аналітичні, числові, графоаналітичні і графічні. Розрізняють кола з малою нелінійністю в протилежність колам суттєво нелінійним, з постійними у часі джерелами енергії і залежними від часу джерелами енергії.

З аналітичних методів найбільш розповсюдженим є метод малого параметру. Математичні методи його закладені в локальній теорії періодичних рішень Ляпунова–Пуанкаре. Метод малого параметра є добре розвиненим і застосовується для аналізу і розрахунку автоколивальних систем, близьких до лінійних, які описуються диференційними рівняннями другого порядку. Тому даний метод покладено в основу розгляду таких систем.

Автоколивальні системи, які широко використовуються в радіотехніці, описуються виразом [25]

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + \omega_0^2 y = \varepsilon f\left(y, \frac{dy}{dt}\right), \quad (2.2)$$

де y – залежна змінна; t – незалежна змінна; ω_0 – константа, ε – малий позитивний параметр.

У випадку коли змінна $\varepsilon = 0$, то вираз (2.2) набуває виду

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + \omega_0^2 y = 0. \quad (2.3)$$

Дане рівняння описує процес генерації коливань в лінійному коливальному контурі генератора. В такому контурі генератора, який складається з ємності C і індуктивності L , можливі незатухаючі коливання з частотою яка описується виразом

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

Дані електричні коливання мають форму косинусоїди $y = a \cos \theta$, де $\theta = \omega_0 t + \varphi$, причому a і φ – сталі величини. Отже, за умови коли $\varepsilon = 0$ існують електричні коливання із сталою амплітудою, а також рівномірно зростаючим фазовим кутом:

$$\frac{da}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_0. \quad (2.4)$$

Якщо змінна $\varepsilon \neq 0$, що відповідає існуванню нелінійності, і $\varepsilon \ll 1$, це означає появу малої нелінійності. В цьому випадку розв'язок рівняння (2.2) буде мало відрізнятися від того, який був для лінійної задачі.

У випадку рішення рівняння (2.2)

$$y = a \cos \theta + \varepsilon u_1(a, \theta) + \varepsilon^2 u_2(a, \theta) + \dots \quad (2.5)$$

На це рішення накладається додаткова умова: у виразах u_1 , u_2 відсутня перша гармоніка, що приводить до наступних виразів:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{2\pi} u_1(a, \theta) \cos \theta d\theta = 0, & \quad \int_0^{2\pi} u_2(a, \theta) \cos \theta d\theta = 0, \\ \int_0^{2\pi} u_1(a, \theta) \sin \theta d\theta = 0, & \quad \int_0^{2\pi} u_2(a, \theta) \sin \theta d\theta = 0, \end{aligned} \right\} . \quad (2.6)$$

Таким чином, величина a повинна представляти собою повну амплітуду першої гармоніки авто генераторного пристрою. В розв'язку виразу (2.5) перша складова рівняння є основною частотою, яка перенесена із лінійного випадку розв'язку. Наступні складові рівняння представляють собою доданки, які обумовлені не лінійністю коливальної системи, що розкладені в ряд по ступенях малого параметру. Існування навіть малої нелінійності приводить до того, що амплітуда і фаза першої складової будуть змінюватись в залежності від часу. Аналітичні вирази цих виразів, можна розкласти в ряд по ступенях малого параметра, як і основне рівняння [28]

$$\frac{da}{dt} = \varepsilon A_1(a) + \varepsilon^2 A_2(a) + \varepsilon^3 A_3(a) + \dots \quad , \quad (2.7)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \varepsilon B_1(a) + \varepsilon^2 B_2(a) + \varepsilon^3 B_3(a) + \dots \quad . \quad (2.8)$$

В практичній реалізації даного методу необхідно визначити перехідні процеси, тобто розв'язати задачу швидкості встановлення амплітуди і фази коливань. Ця задача рішається інтегруванням або аналізом виразу (2.7) і виразу (2.8), що значно простіше з математичної точки зору, ніж інтегрування або аналіз вихідних виразів (2.2). Повний опис процесу коливань у автогенераторній системі можливий, якщо визначені функції

$$u_1(a, \theta), \quad u_2(a, \theta) \dots; \quad A_1(a), \quad A_2(a) \dots; \quad B_1(a), \quad B_2(a) \dots \quad . \quad (2.9)$$

2.3 Визначення рядів автоколивальної системи

Рішення для змінних y , $\frac{dy}{dt}$, $\frac{d^2y}{dt^2}$ підставляються у вихідний вираз (2.2), причому разом замінюються величини $\frac{da}{dt}$, $\frac{d^2a}{dt^2}$, $\frac{d\theta}{dt}$, $\frac{d^2\theta}{dt^2}$ їх виразами з фо-

рмул (2.7) і (2.8). Крім того, ще до підстановки розв'язку у праву частину виразу (2.2), дана частина розкладається у ряд Тейлора в околі нульового рішення $y = y_0 = a \cos \theta$, $dy/dt = -a\omega_0 \sin \theta$. Після розкриття дужок у вихідному виразі отримуються поліноми, які розміщуються по ступенях малого параметру ε . Малий параметр ε може мати будь-який порядок малості, і відповідно можна окремо прирівняти коефіцієнти, які містять малий параметр, за однакових степенів праворуч і ліворуч. Дана математична операція приводить до наступних виразів [28]

$$\left. \begin{aligned} \omega_0^2 \left(\frac{\partial^2 u_1}{\partial \theta^2} + u_1 \right) &= f_0(a, \theta) + 2\omega_0 A_1 \sin \theta + 2\omega_0 a B_1 \cos \theta \quad , \\ \omega_0^2 \left(\frac{\partial^2 u_2}{\partial \theta^2} + u_2 \right) &= f_1(a, \theta) + 2\omega_0 A_2 \sin \theta + 2\omega_0 a B_2 \cos \theta \quad , \\ \omega_0^2 \left(\frac{\partial^2 u_3}{\partial \theta^2} + u_3 \right) &= f_2(a, \theta) + 2\omega_0 A_3 \sin \theta + 2\omega_0 a B_3 \cos \theta \quad , \\ \dots\dots\dots \end{aligned} \right\} . \quad (2.10)$$

Кількість рівнянь у системі (2.10) залежить від необхідної точності розв'язку. З ростом точності розрахунків зростають і степені малого параметра і коефіцієнти при яких потім прирівнюються. Аналіз системи рівнянь (2.10) дозволяє встановити, що змінні f_0 , f_1 , f_2 є періодичними функціями з періодом в 2π . Задача визначення функцій u_k , A_k , B_k може бути розв'язана, якщо розкласти в тригонометричні ряди вирази для змінних f_0 , f_1 , $f_2 \dots$, а також для змінних u_1 , $u_2 \dots$. Підставивши тригонометричні ряди у систему рівнянь (2.10) і порівнявши коефіцієнти за однакових гармонік, отримуємо формули для визначення величин A_k , B_k і коефіцієнтів гармонічних рядів u_1 , $u_2 \dots$.

Після математичних розрахунків, для першого наближення, отримуємо наступні вирази [29]:

$$\begin{aligned} A_1(a) &= -\frac{h_1}{2\omega_0} \quad , & B_1(a) &= -\frac{g_1(a)}{2\omega_0 a} \quad , & v_0(a) &= \frac{g_0(a)}{\omega_0^2} \quad , \\ v_n(a) &= \frac{g_n(a)}{\omega_0^2(1-n^2)} \quad , & w_n(a) &= \frac{h_n(a)}{\omega_0^2(1-n^2)} \quad , & (n \geq 2) \quad , \end{aligned} \quad (2.11)$$

причому функції $g_0, g_n, h_n, v_0, v_n, w_n$ визначаються із системи рівнянь [27]

$$\left. \begin{aligned} f_0(a, \theta) &= g_0(a) + \sum_{n=1}^{\infty} (g_n(a) \cos n\theta + h_n(a) \sin n\theta) \quad , \\ u_1(a, \theta) &= v_0(a) + \sum_{n=1}^{\infty} (v_n(a) \cos n\theta + w_n(a) \sin \theta) \quad . \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Визначені функції $A_1(a)$, $B_1(a)$, а також всі гармонічні компоненти функції $u_1(a, \theta)$, крім перших компонент – $v_1(a)$ і $w_1(a)$. Відповідно до вище сказаного, про перші гармоніки було зроблено припущення, вираз (2.6), що вони враховуються тільки першою складовою розв'язку рівняння (2.5). Відповідно

$$v_1(a) = 0 \quad , \quad w_1(a) = 0 \quad ,$$

$$u_1(a, \theta) = \frac{g_0(a)}{\omega_0^2} + \frac{1}{\omega_0^2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{g_n(a) \cos n\theta + h_n(a) \sin \theta}{1 - n^2} \quad . \quad (2.13)$$

З перетворень Фур'є визначаємо величини g_n , h_n :

$$\begin{aligned} g_n(a) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(a \cos \theta, -a\omega_0 \sin \theta) \cos n\theta d\theta \quad , \\ h_n(a) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(a \cos \theta, -a\omega_0 \sin \theta) \sin n\theta d\theta \quad . \end{aligned} \quad (2.14)$$

Також можна отримати формули для визначення наступних членів ряду Тейлора, які відображають рішення рівнянь. Дані вирази є досить складними з математичної точки зору, так як записуються у загальному виді. Для конкретних випадків аналізу коливальної системи автогенератора рішення можна отримати в більш простому вигляді.

2.4 Нелінійна модель автогенератора

Рішення задачі нелінійного рівняння автогенератора можна провести за методом, розглянутим у попередньому підрозділі. Структурна схема генератора представлена на рисунку 2.1. Коливальний контур утворено зовнішньою індуктивністю L і ємністю C .

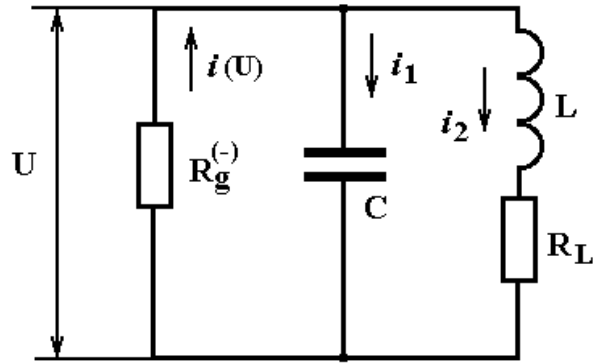


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема генератора за змінним струмом

Еквівалентна схема генератора за змінним струмом представлена на рисунку 2.7. Будемо вважати, що ємність C коливального контуру не залежить від напруги живлення. Позначення на рисунку 2.7 такі: C – ємність коливального контуру, R_g – диференційний опір, R_L – активний опір індуктивності L , L – зовнішня індуктивність коливального контуру, $R = R_L + \rho^2 / R_H$ – опір втрат коливального контуру, $\rho = (L/C)^{1/2}$ – характеристичний опір коливального контуру. Рівняння Кірхгофа які описують поведінку схеми генератора мають вид:

$$\left. \begin{aligned} i(u) &= i_1 + i_2, \\ \frac{1}{C} \int i_1 dt &= -u, \\ Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} &= -u. \end{aligned} \right\} . \quad (2.15)$$

Визначимо перший струм i_1 з другого рівняння системи (2.15) і підставимо його в перше рівняння системи

$$i_2 = i(u) + C \frac{du}{dt} . \quad (2.16)$$

Рівняння (2.16) підставимо в третє рівняння системи (2.15) і зробимо необхідні математичні перетворення:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{C} \cdot \frac{di(u)}{dt} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{R}{LC} i(u) + \frac{u}{LC} = 0 . \quad (2.17)$$

Якщо ввести наступні позначення: $G(u) = \frac{di(u)}{du}$ – диференційна провідність структури, $\omega_0^2 = 1/LC$, $\delta = \frac{R}{\omega_0^2 L}$ – затування в коливальному контурі. З врахуванням даних позначень вираз (2.17) набуває виду

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0^2 u = -\omega_0 [\delta + \omega_0 LG(a)] \frac{du}{dt} - \omega_0^2 Ri(u) . \quad (2.17)$$

Тепер перейдемо до безрозмірних величин по напрузі: $y = u/U_{\min}$, по часу: $\tau = \omega_0 t$; по струму: $I = i/I_{\max}$; U_{\min} , I_{\max} – відповідно напруга в точці мінімуму і струм в точці максимуму характеристики автогенератора. В даному випадку вираз (2.17) перепишемо у вигляді

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + y = - \left[\delta + \frac{\omega_0 LG(y)}{R'_g} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{RI_-(y)}{R'_g} , \quad (2.18)$$

де $R'_g = U_{\min} / I_{\max}$, $I_-(y)$ – змінна складова нормованого струму автогенератора. При підстановці у вираз (2.18) значення апроксимуючих функцій, отримаємо

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + y = - \left[\delta + \frac{\omega_0 La_1}{R'_g} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{\omega_0 La_1}{R'_g} \cdot \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 \frac{na_n}{a_1} y^{n-1} - \frac{Ra_1}{R'_g} \sum_{n=1}^6 \frac{a_n}{a_1} y^n . \quad (2.19)$$

У якості малого параметра приймаємо величину $\varepsilon = \omega_0 La_1 / R'_g$. Оскільки $a_1 < 0$ і в загальному випадку затування коливального контуру величина δ значна, то вираз (2.19) описує коливальний процес з малою нелінійністю, якщо величина ε в незначній мірі відрізняється від δ . У даному випадку отримаємо вираз

$$\frac{\delta + \frac{\omega_0 La_1}{R'_g}}{\frac{\omega_0 La_1}{R'_g}} = Q , \quad (2.20)$$

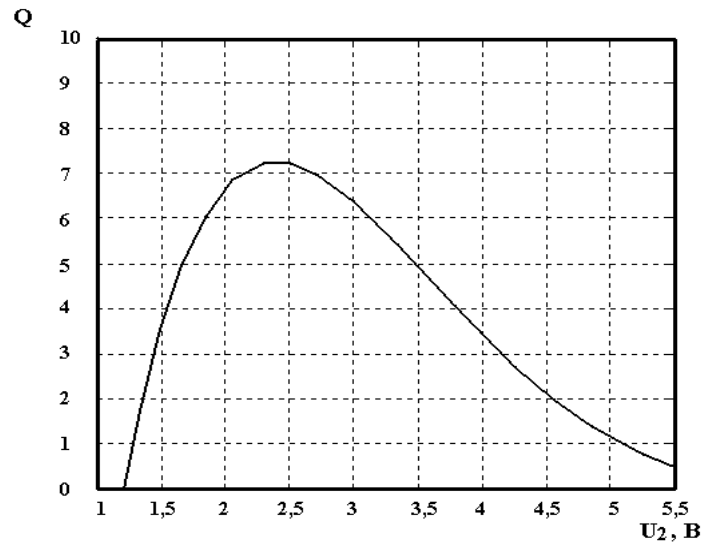


Рисунок 2.8 – Залежність величини Q від напруги живлення

при цьому значення Q дорівнює кільком одиницям. З іншої сторони, якщо

$$\frac{Ra_1}{R_g'} \cdot \frac{R_g'}{\omega_0 La_1} = \frac{R}{\omega_0 L} = \delta, \quad (2.21)$$

то складові другої суми у правій частині рівняння (2.19) мають порядок малості δ^2 і ними при визначенні амплітуд гармонік в першому наближенні можна знехтувати. З врахуванням вище сказаного вираз (2.19) запишемо у виді

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + y = \varepsilon \left(-Q \frac{dy}{d\tau} - \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 n b_n y^{n-1} \right) = \varepsilon f \left(y, \frac{dy}{d\tau} \right), \quad (2.22)$$

де $b_n = a_n / a_1$, $n = 2 \dots 6$. Ступінь наближення коливальної системи, яку описує вираз (2.22), до лінійної залежить від величини складових у правої частини системи рівнянь, тому похибка у визначенні гармонік залежить від малості величин ε, δ .

Рішення виразу (2.22) в нульовому наближенні до амплітуди першої гармоніки і в першому наближенні до амплітуд вищих гармонік має вид [35, 38]

$$y(\tau) = A \cos \tau + \varepsilon Y_2(\tau), \quad (2.23)$$

де

$$Y_2(\tau) = \int_0^\pi f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha) \sin(\tau - \alpha) d\alpha. \quad (2.24)$$

При підстановці у праву частину виразу (2.22) замість величини y і величини $dy/d\tau$ отримаємо відповідно вирази

$$\varphi(\alpha) = A \cos \alpha \quad , \quad (2.25)$$

$$\frac{d\varphi}{d\alpha} = -A \sin \alpha \quad , \quad (2.26)$$

тоді

$$\begin{aligned} f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha) = & \frac{A}{8} (5A^4 b_5 + 6A^2 b_3 + 8Q) \sin \alpha + \\ & + \frac{A^2}{16} (15A^4 b_6 + 16A^2 b_4 + 16b_2) \sin 2\alpha + \frac{3A^2}{16} (5A^2 b_5 + 4b_3) \sin 3\alpha + \dots \quad (2.27) \\ & + \frac{A^4}{4} (3A^2 b_5 + 2b_4) \sin 4\alpha + \frac{5}{16} A^5 b_5 \sin 5\alpha + \frac{3}{16} A^6 b_6 \sin 6\alpha \end{aligned}$$

2.5 Визначення амплітуди коливань і режимів збудження автогенератора

Амплітуда коливань автогенератора визначається із виразу $Y_2(2\pi) = 0$ або із виразу (2.24)

$$\int_0^{2\pi} f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha) \sin \alpha d\alpha = 0 \quad , \quad (2.28)$$

А також може бути визначена, коли до нуля прирівнюється коефіцієнт при $\sin \alpha$ в розкладі функції $f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha)$ у ряд Фур'є. З врахуванням вище сказаного можна записати вираз [37]

$$\frac{A}{8} (5A^4 b_5 + 6A^2 b_3 + 8Q) = \Phi(A) = 0 \quad . \quad (2.29)$$

Рішення виразу (2.29) має вид [37]

$$A_{01} = 0 \quad , \quad A_{02} = \sqrt{\frac{-3b_3 \pm \sqrt{9b_3^2 - 40Qb_5}}{5b_5}} \quad . \quad (2.30)$$

Для визначення режимів збудження автогенератора, розглянемо випадки $Qb_5 < 0$ і $Qb_5 > 0$.

Перший випадок коли $Qb_5 < 0$. При умові $b_5 < 0$ на всій спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики, крім стаціонарного стану $A_{01} = 0$, можливий стан з амплітудою яку описує вираз [38]

$$A_{02}' = \sqrt{\frac{-3b_3 - \sqrt{9b_3^2 - 40Qb_5}}{5b_5}} . \quad (2.31)$$

Знак похідної $d\Phi(A_0)/dA$ визначає стійкість стаціонарних станів автогенераторного пристрою. При умові коли $d\Phi(A_0)/dA > 0$ і $Qb_5 < 0$, то стан $A_{01} = 0$ є нестійким, а при умові $d\Phi(A_0)/dA < 0$ і $Qb_5 < 0$ стан з амплітудою A_{02}' є стійким. Нерівність $Qb_5 < 0$ можна привести до виду з врахуванням того, що на всій спадаючій ділянці характеристики $a_5 > 0$ і $a_1^2 > 0$, тоді

$$G_0 > \frac{\delta}{\omega_0 L} \quad \text{або} \quad R_{екв}' > \frac{1}{G_0} , \quad (2.32)$$

де $G_0 = |a_1|/R_g'$ – провідність авто генераторного пристрою в робочій точці.

$$R_{екв}' = R_{екв} R_H / (R_{екв} + R_H) \quad \text{і} \quad R_{екв} = \rho^2 / R_L .$$

Другий випадок коли $Qb_5 > 0$. При виконанні умови $d\Phi(A_{01})/dA < 0$ і стаціонарний стан $A_{01} = 0$ є стійким для коливальної системи. При умові $9b_3^2 < 40Qb_5$, інших стаціонарних станів не існує в генераторному пристрої. Дана нерівність буде мати виді

$$R_{екв}' < \frac{1}{G_0 + \frac{9a_3^2}{40R_g' a_5}} . \quad (2.33)$$

При умові коли $9b_3^2 > 40Qb_5$, відповідно знак нерівності (2.33) зміниться на протилежний знак і в системі крім $A_{01} = 0$ виникають ще два стаціонарних стани коливальної системи з амплітудами [38]

$$A_{02}' = \sqrt{\frac{-3b_3 - \sqrt{9b_3^2 - 40Qb_5}}{5b_5}} , \quad (2.34)$$

$$A_{02}'' = \sqrt{\frac{-3b_3 + \sqrt{9b_3 - 40Qb_5}}{5b_5}}, \quad (2.35)$$

стан з амплітудою A_{02}'' є нестійким, а стан з A_{02}' буде стійким.

Таким чином в автогенераторі виникає режим м'якого збудження, коли резонансний опір навантаженого коливального контуру $R_{екв}'$ буде задовольняти виразу (2.32), з амплітудою коливань автогенератора, яка визначається виразом (2.31). Якщо, автогенераторний пристрій працює при великих напругах зміщення ($b_3 > 0$) і виконується умова

$$\frac{1}{G_0 + \frac{9a_3}{40R_g'a_5}} < R_{екв}' < \frac{1}{G_0}, \quad (2.36)$$

то в коливальній системі виникає жорсткий режим збудження автогенераторного пристрою. За умови (2.33) в коливальній системі не виникає коливань.

Рівняння для відносного значення амплітуди коливань автогенераторного пристрою в нульовому наближенні з врахуванням значень величин b_3, b_5, Q описується виразом [51]

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R_g'/R_H + R_L R_g'/\rho^2)}}{5a_5}}. \quad (2.37)$$

При високому значенні добротності навантажувального контуру (R_L мале) складовою $R_L R_g'/\rho^2$ можна знехтувати і вважати $R_{екв}' \approx R_H$, де

$$R_{екв}' = \frac{R_H}{1 + \frac{R_L R_H}{\rho^2}}. \quad (2.38)$$

На рисунку 2.9 представлена залежність відносного значення амплітуди коливань автогенераторного пристрою від напруги зміщення для різних значень відношення R_g'/R_H . Таким чином, оптимальним навантаженням буде

$R'_g / R_H = 0,5$, при максимальній потужності виходу авто генераторного пристрою, причому R'_g близьке до значення $R_g = (U_{\min} - U_{\max}) / (I_{\max} - I_{\min})$. Як бачимо на графіку, із зростанням R_H збільшується амплітуда коливань автогенераторного пристрою і область напруг зміщення, при яких можливо збудження коливань.

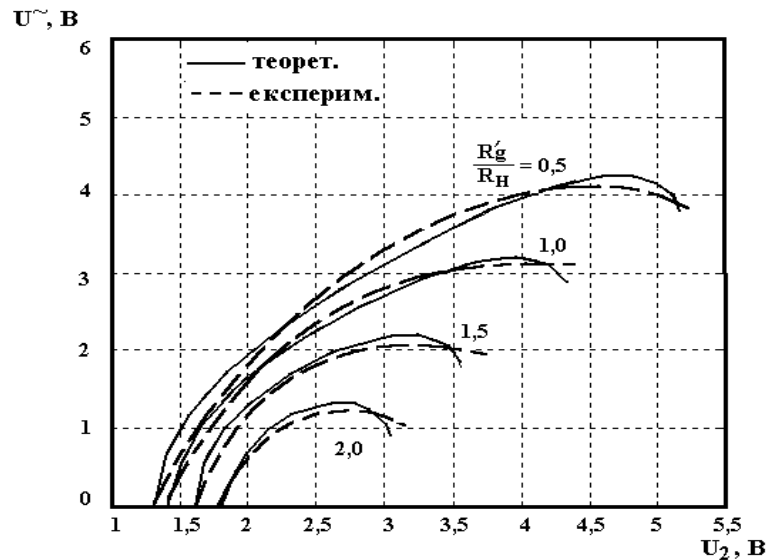


Рисунок 2.9 – Залежність вихідної напруги авто генераторного пристрою від напруги живлення

2.6 Висновки до розділу

Удосконалена математична модель генератора, яка на відміну від існуючих, описує процеси в генераторі на основі операційного підсилювача. Проаналізовано роботу генератора, яка відповідає лінійному і нелінійному режимам, що дозволило визначити амплітуду коливань і частоту з врахуванням нелінійних спотворень.

Частотна чутливість вимірювального генератора визначається співвідношенням внутрішнього опору активних елементів і опору втрат: чим менше по величині відрізняються ці опори, тим менша частотна чутливість, а з другого боку, величина внутрішнього опору активних елементів повинна бути вибрана такою, щоб забезпечувався режим самозбудження, тому вимогам малої частотної чутливості задовольняє конструкція генератора, який працює поблизу межі стійкості.

3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Існує велика кількість схемотехнічних рішень генераторів гармонійних сигналів і їх модифікацій, при практичній реалізації вибір залежить від частоти і бажаної лінійності зміни вихідного сигналу. Основна увага в цьому розділі буде приділено відомим схемотехнічним рішенням генераторів: на мосту Віна, на фазовому зсуві, і квадратурних. Передавальні функції виводяться в кожному конкретному випадку за допомогою методів, описаних в розділі 2.

3.1 Генератор синусоїдального сигналу на основі моста Віна

Генератор на основі моста Віна є одним з найбільш простих і відомих, він широко використовується в аудіо схемах. На рисунку 3.1 представлена основна схема генератора. Перевагою цієї схеми є мала кількість застосованих радіоелектронних елементів, а також хороша стабільність частоти. Основним же її недоліком є те, що амплітуда вихідного сигналу наближається до величини напруги живлення, що призводить до насичення вихідних транзисторів операційного підсилювача, і як наслідок, є причиною спотворень вихідного сигналу. Зменшити ці спотворення досить складно. Існує кілька способів, щоб мінімізувати цей ефект. Проаналізуємо схему для отримання передавальної функції.

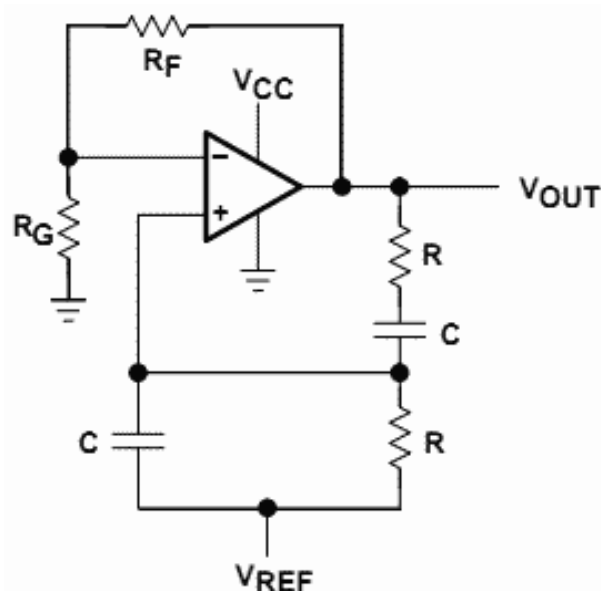


Рисунок 3.1 – Схема генератора на основі моста Віна

Передавальна функція для цієї схеми виводиться за допомогою математичних викладок розглянутих в розділі 2. Очевидно, що $Z_1=R_G$, $Z_2=R_F$,

$Z_3=(R_1+1/sC_1)$ і $Z_4=(R_2- 1/sC_2)$. Петля розривається між виходом і Z_1 , напруга V_{TEST} подається на Z_1 , і відповідно розраховується V_{OUT} . Напруга позитивного ЗЗ V_+ , розраховується першою, за допомогою рівнянь (3.1, 3.2). Рівняння (3.1) показує простий дільник напруги з неінвертуючого входу. Кожен член множиться на $(R_2C_2s + 1)$ і ділиться на R_2 , що дає в результаті рівняння

$$V_+ = V_{TEST} \left(\frac{Z_2}{Z_3 + Z_4} \right) = V_{TEST} \left[\frac{\left(\frac{R_2}{R_2C_2s+1} \right)}{\left(\frac{R_2}{R_2C_2s+1} \right) + \left(R_1 + \frac{1}{C_1s} \right)} \right] \quad (3.1)$$

$$\frac{V_+}{V_{TEST}} = \frac{1}{1 + R_1C_2s + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{R_2C_1s} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (3.2)$$

Підставляючи $s = j\omega$, де $j\omega$ є частотою генерації, $j\omega_1 = 1/R_1C_2$, і $j\omega_2=1/R_2C_1$, отримуємо рівняння

$$\frac{V_+}{V_{TEST}} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_2}{\omega_0} \right)} \quad (3.3)$$

Конденсатор біля нуля, представлений ω_1 , і конденсатор на полюсі, представлений ω_2 , повинні вносити фазовий зсув по 90° кожний, що необхідно для генерації на частоті ω_0 . Це вимагає що б $C_1=C_2$ і $R_1=R_2$. Вибравши ω_1 і ω_2 рівними ω_0 , всі складові з частотами ω в рівнянні скоротяться, що ідеально нейтралізує будь-яку зміну амплітуди з частотою, так як полюса і нулі нейтралізують один одного. Це приводить до загального коефіцієнту зворотного зв'язку $\beta = 1/3$ (вираз 3.3)

$$\frac{V_+}{V_{TEST}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R} + \frac{C}{C} + j \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} = \frac{1}{3} \quad (3.4)$$

Підсилення A частини негативного зворотного зв'язку має бути встановлено таким, що б $|A\beta| = 1$, що вимагає $A = 3$. Що б ця умова виконувалася, R_F має бути в два рази більше, ніж R_G . Операційний підсилювач на рисунку 3.1 використовує однополярне живлення, так що необхідно використовувати опорну напругу V_{REF} для зміщення постійної складової вихідного сигналу, що б його

амплітуда була в діапазоні від нуля до напруги живлення і спотворення були б мінімальні. Подача V_{REF} на позитивний вхід операційного підсилювача через резистор R_2 обмежує протікання постійного струму через негативний ЗЗ. Напруга V_{REF} було встановлено рівним 0.833 вольт для зміщення рівня вихідного сигналу до половини напруги живлення, що дає на виході амплітуду вихідного сигналу $\pm 2,5$ В від середнього значення. При використанні двополярного живлення V_{REF} заземлюється.

Остаточна схема представлена на рисунку 3.2, з параметрами компонентів, обраними для частоти генерації $\omega_0 = 2\pi f_0$, де $f_0 = 1/(2\pi RC) = 1.59$ кГц. Схема генерує на частоті 1.57 кГц, через розкид параметрів компонент, і з коефіцієнтом спотворень, рівним 2.8 %. Більш високе значення робочої частоти є результатом обрізання вихідного сигналу поблизу плюса і мінуса джерела живлення, що призводить до появи декількох потужних парних і непарних гармонік. При цьому резистор зворотного зв'язку був відрегульований з точністю ± 1 %. На рисунку 3.3 зображені осцилограми вихідного сигналу. Спотворення ростуть зі збільшенням насичення, яке зростає із збільшенням опору R_F , і генерація припиняється при зменшенні опору R_F всього на 0.8%.

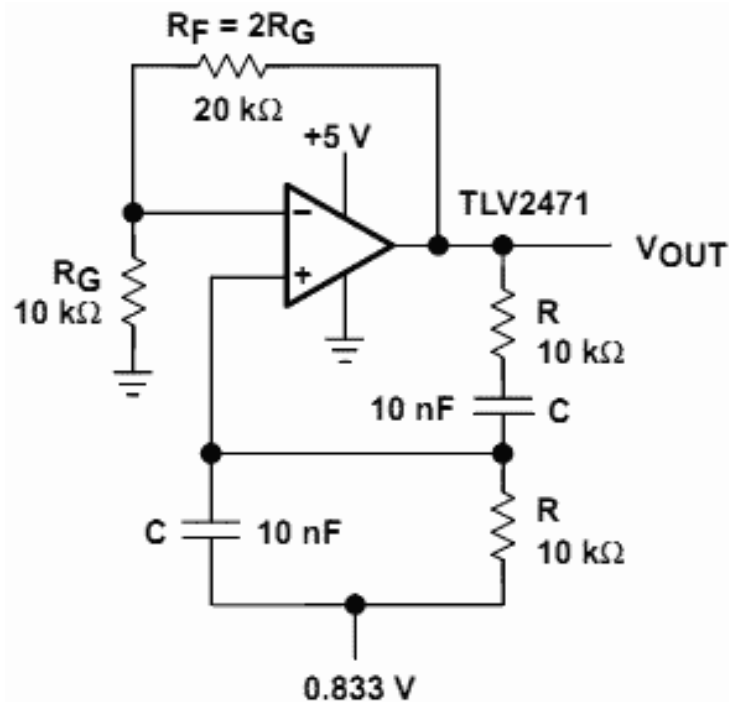


Рисунок 3.2 – Доопрацьована схема генератора на мості Віна

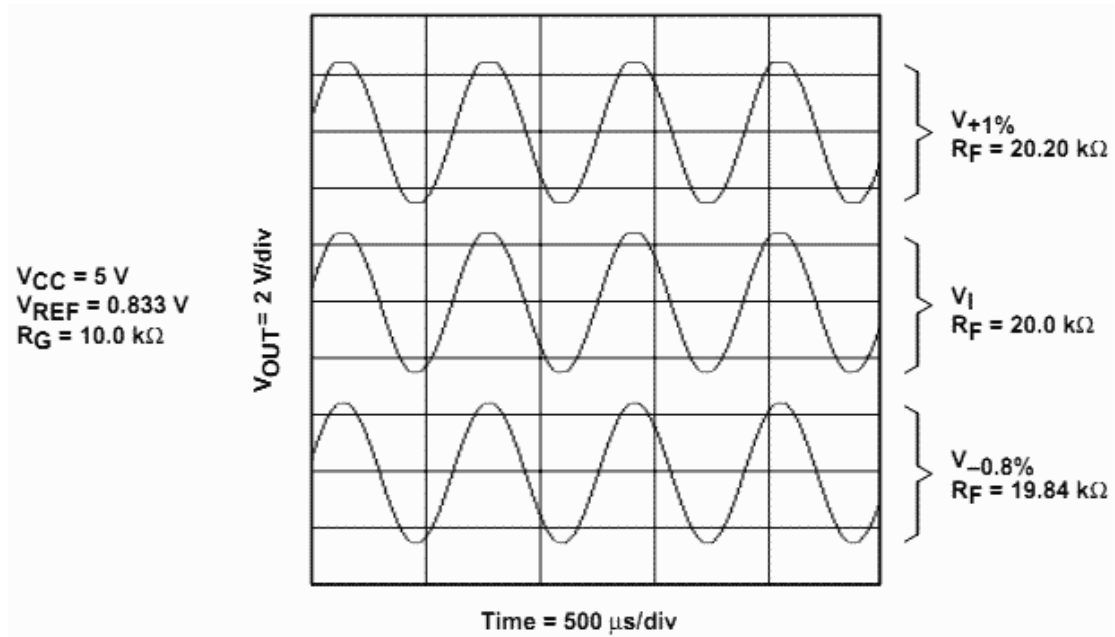


Рисунок 3.3 – Осцилограми вихідного сигналу: вплив R_F на спотворення

Проведемо комп'ютерне моделювання розглянутої вище схеми автогенератора на операційному підсилювачі в програмі LTspice.

LTspice представляє собою універсальне середовище для проектування і створення електричних схем з інтегрованим симулятором змішаного моделювання. Програма дозволяє швидко міняти компоненти і параметри електронних схем, перевіряти працездатність нових варіантів, знаходити оптимальні рішення. Можливе завантаження списку з'єднань, згенерованого іншими інструментами для рисування схем або створеного вручну (розширення * .sp, * .cir, * .net або * .but). Від аналогічних програм (Microcap, OrCAD) LTspice відрізняється малим об'ємом необхідного дискового простору і більш високою швидкістю моделювання процесів.

LTspice містить повну бібліотеку компонентів компанії Linear Technology Corporation. Програма використовує стандартні SPICE-моделі електронних компонентів, до наявної бази можна додавати бібліотеки сторонніх виробників, а також створювати свої власні моделі. Редактор має ієрархічну структуру, малювання електронних схем середньої і великої складності виконується за допомогою створення підсхем. Глибина ієрархії і розмір схеми обмежуються тільки ресурсами комп'ютера. Даний симулятор дозволяє проводити:

- амплітудно-частотний аналіз;
- аналіз перехідних процесів;
- спектральний аналіз, який можливий лише після дослідження перехідних процесів;

- аналіз гармонік, що включає обчислення рівнів і загального коефіцієнта гармонійних спотворень в процентах;
- спектральний аналіз шумових характеристик в потрібній точці схеми, а також шумові характеристики, наведені до входу.

На рисунку 3.4 представлено схему генератора на мості Віна в графічному редакторі LTSpice, а на рисунку 3.5 промодельований вид вихідного сигналу генератора на операційному підсилювачі.

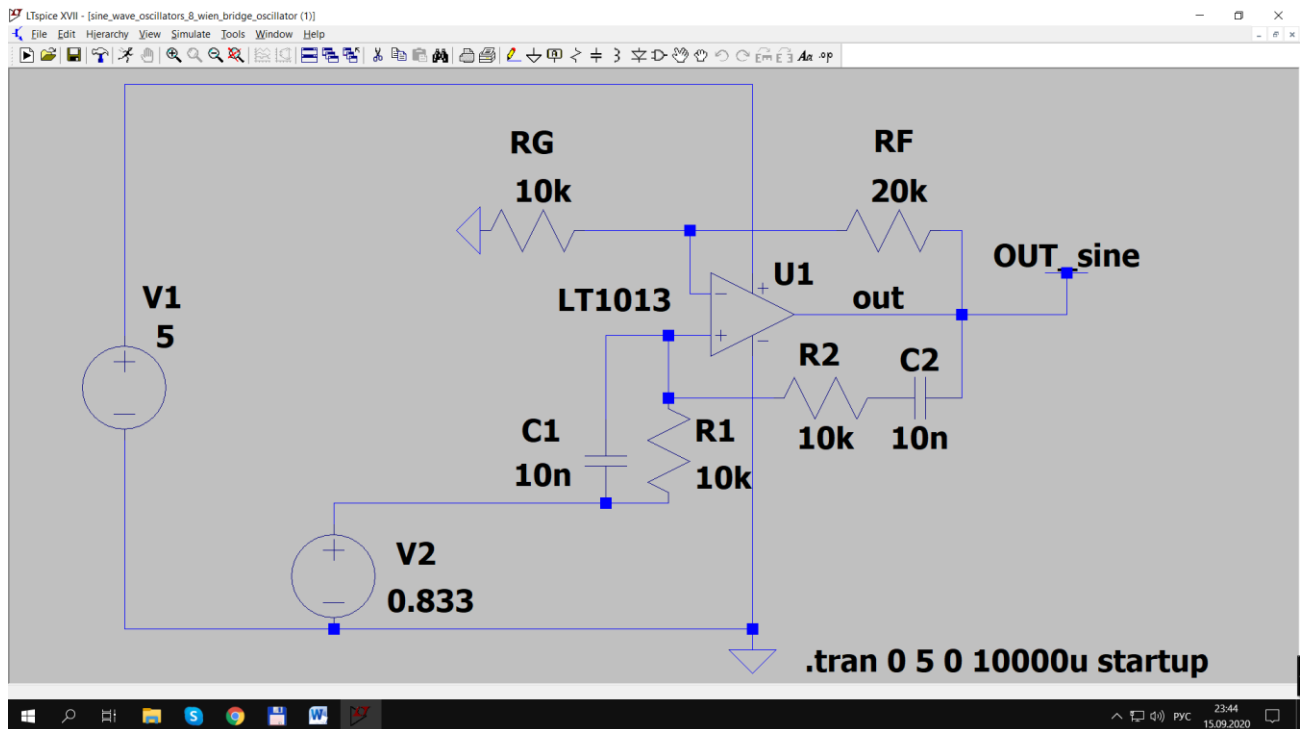


Рисунок 3.4 – Схема генератора на мості Віна в графічному редакторі LTSpice

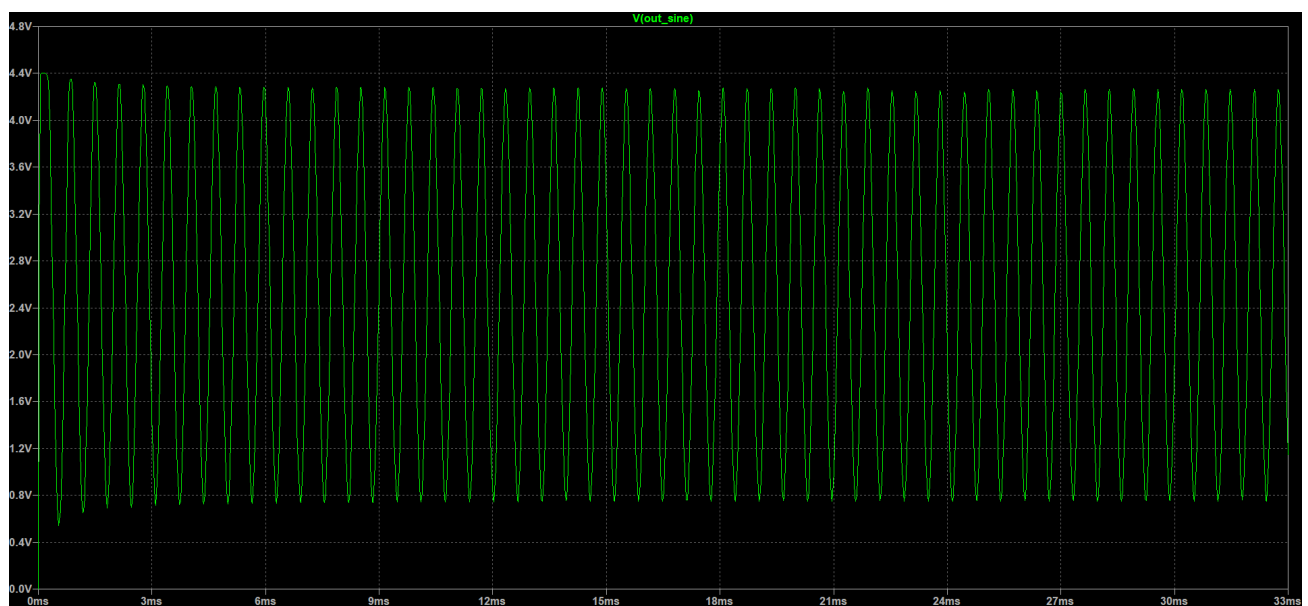


Рисунок 3.5 – Осцилограми вихідного сигналу

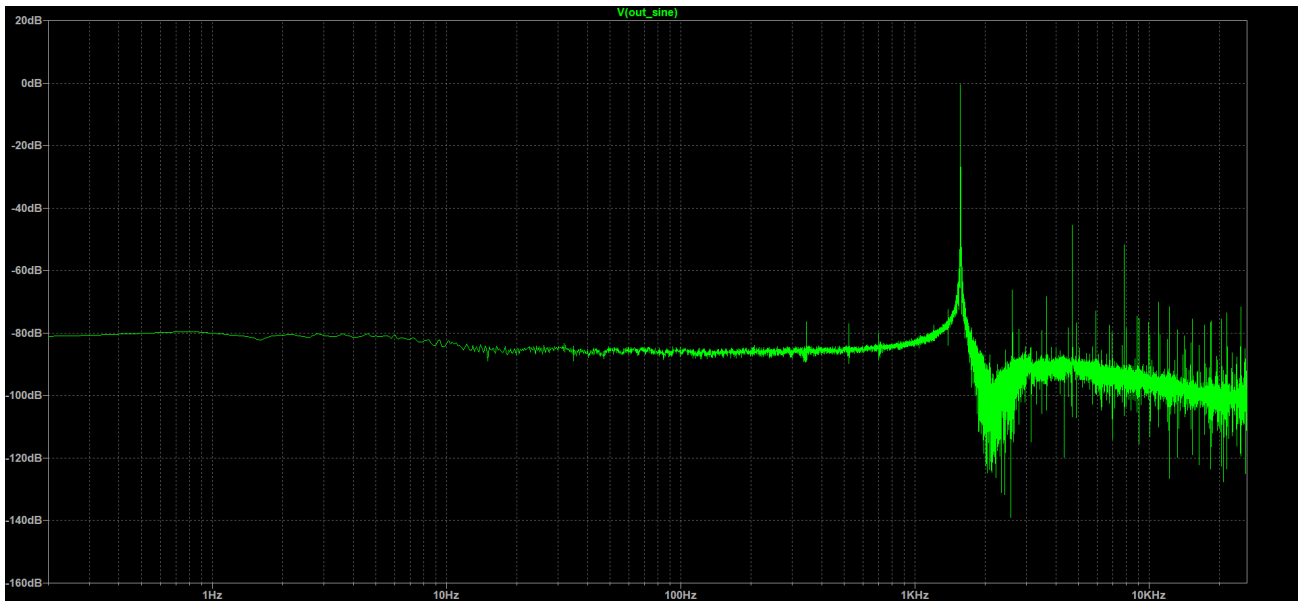


Рисунок 3.6 – Спектральний аналіз генератора на мості Віна

Застосування нелінійного зворотного зв'язку може мінімізувати спотворення, властиві базовій схемі генератора на основі моста Віна. Нелінійний компонент, такий як терморезистор, можна підставити в схему на місце резистора R_G , як показано на рисунку 3.7. Для моделювання, як заміну терморезистора використано модель зміни опору резистора від 25 Ом до 100 Ом, що відповідає платиновому терморезистору Pt50. Опір терморезистора, R_2 вибрано рівним половині опору зворотного зв'язку, R_F , при струмі, що протікає через терморезистор, що залежать від R_F і R_2 . У момент подачі напруги живлення на схему терморезистор і його опір низький (тобто на терморезистор не діє температура), так що підсилення буде велике (більше трьох). У міру протікання струму через терморезистор (тобто підвищення температури яка діє на терморезистор), опір збільшується, що приводить до зниження підсилення. Нелінійне відношення між протікає через лампу струмом і її опором зберігає зміна вихідної напруги невеликим - невелика зміна напруги означає велика зміна опору. На рисунку 3.8 зображено вихідний сигнал цього генератора з спотвореннями менше ніж 0.1% для $f_{osc} = 1.57$ кГц. Спотворення при таких змінах значно знижуються у порівнянні з базовою схемою генератора, так як вихідний каскад операційного підсилювача не буде входити в сильне насичення.

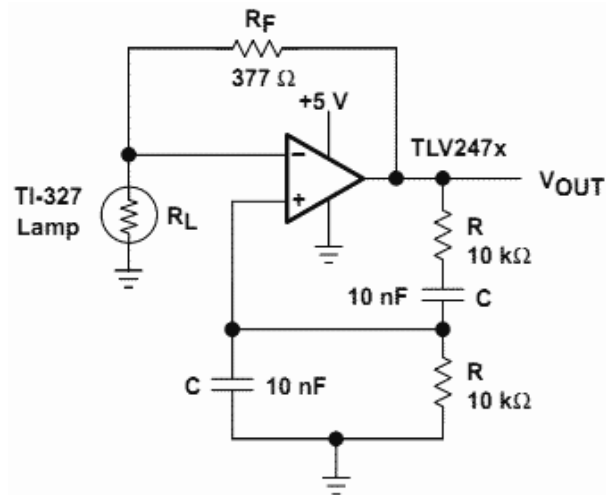


Рисунок 3.7 – Генератор на мості Віна з нелінійним зворотним зв'язком та терморезистором

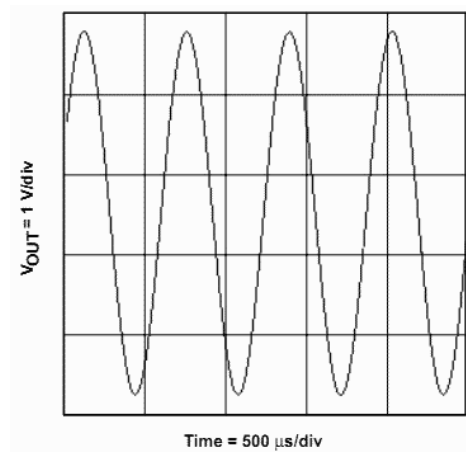


Рисунок 3.8 – Вихідний сигнал схеми

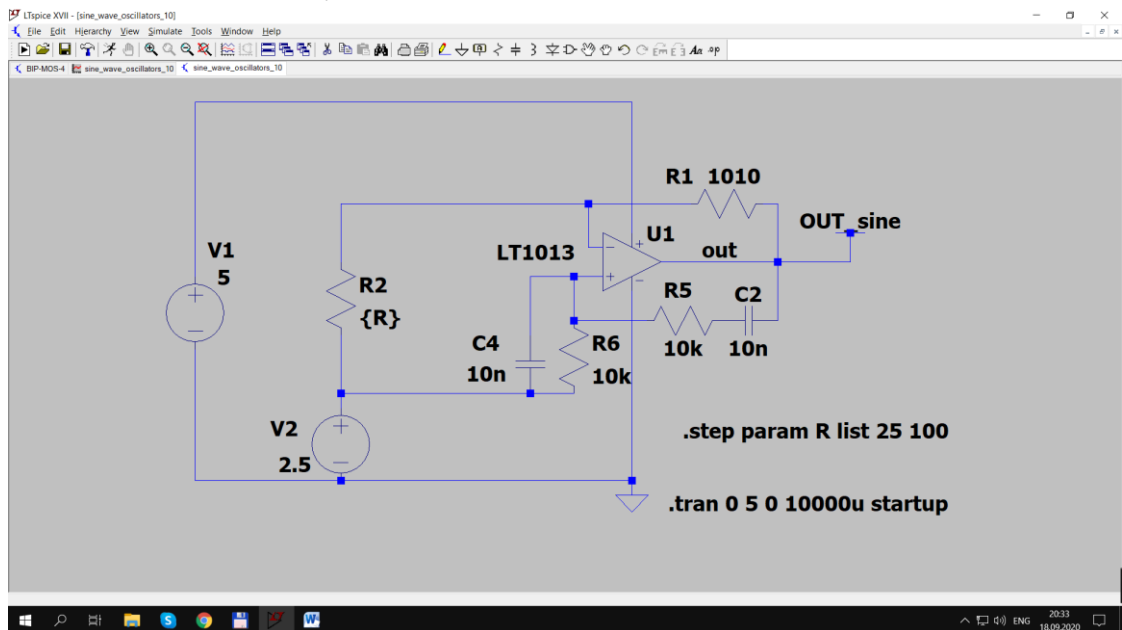


Рисунок 3.9 – Схема генератора на мості Віна з нелінійним зворотним зв'язком в графічному редакторі LTspice

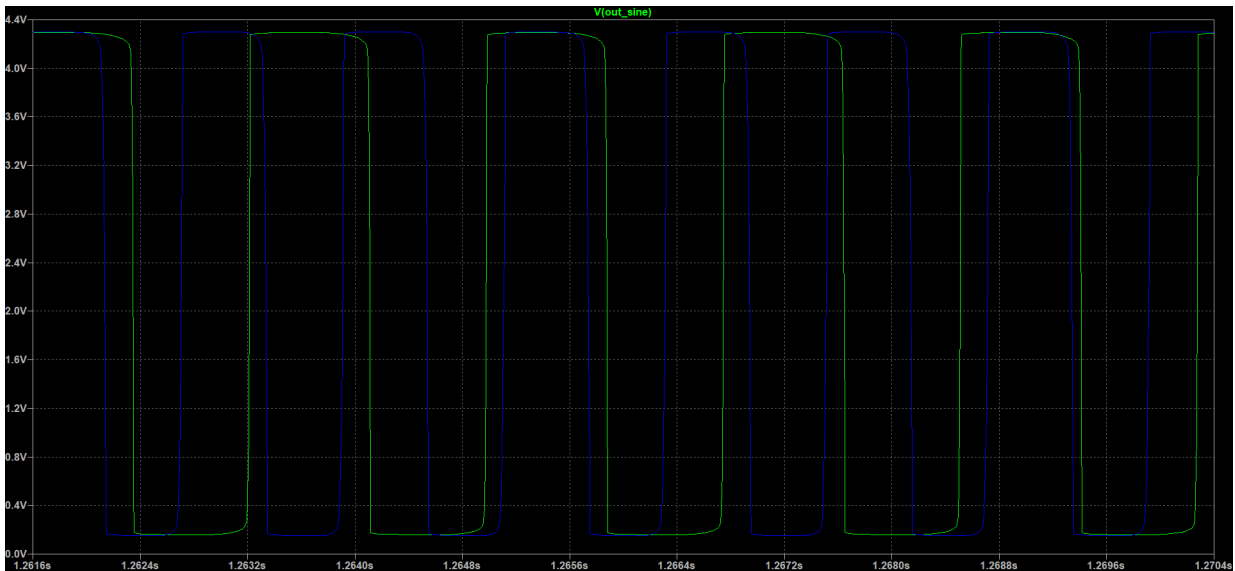


Рисунок 3.10 – Осцилограми вихідного сигналу в залежності від зміни опору терморезистора

Опір терморезистора в основному залежить від температури. Амплітуда вихідного сигналу дуже чутлива до температури і має тенденцію до дрейфу. Тому коефіцієнт підсилення повинен бути більше трьох, щоб компенсувати будь-які температурні варіації, що призводить до збільшення спотворень. Такий тип схеми корисний у разі, якщо температура змінюється не сильно, або при використанні спільно з зі схемою обмеження по амплітуді, а також як радіовимірний перетворювач температури. Перелаштування вихідної частоти такого перетворювача температури від зміни температури на терморезисторі складає 5 кГц на 50 °С.

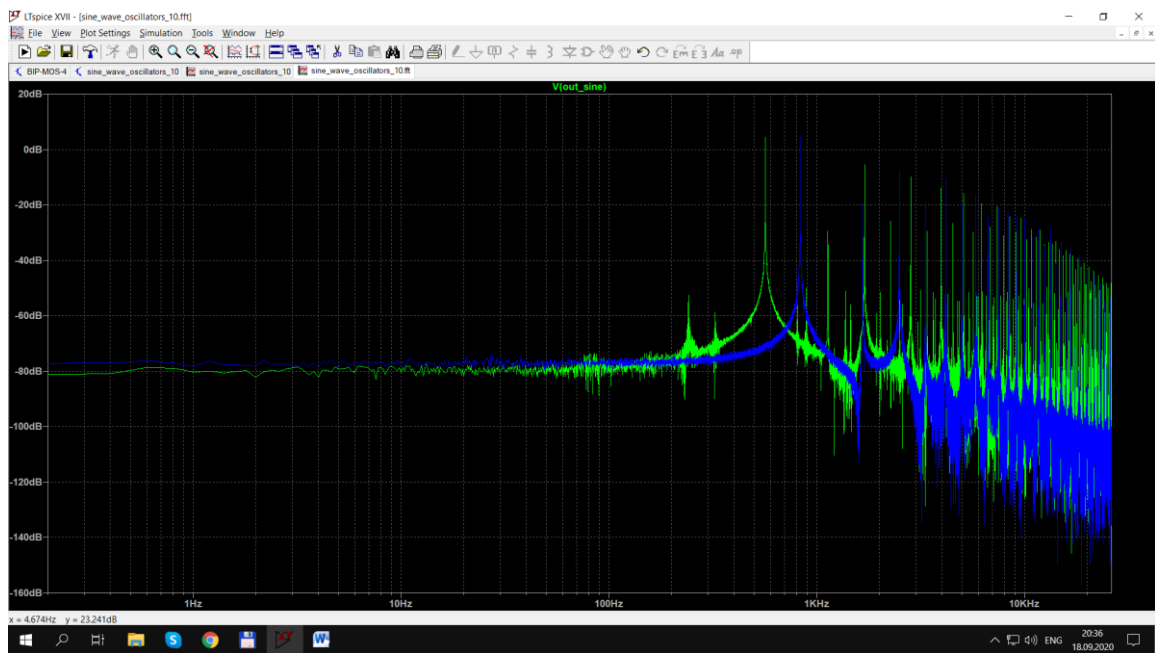


Рисунок 3.11 – Спектральний аналіз генератора з термочутливим резистором

Терморезистор має ефективну низкочастотну теплову постійну часу, $t_{thermal}$. При підході частоти генерації f_{OSC} до $t_{thermal}$ спотворення вихідного сигналу сильно зростають. Для зменшення спотворень можна застосувати послідовне з'єднання декількох резисторів, що збільшить $t_{thermal}$. Недоліки цього способу в тому, що час, необхідний для стабілізації коливань збільшується і амплітуда вихідного сигналу зменшується.

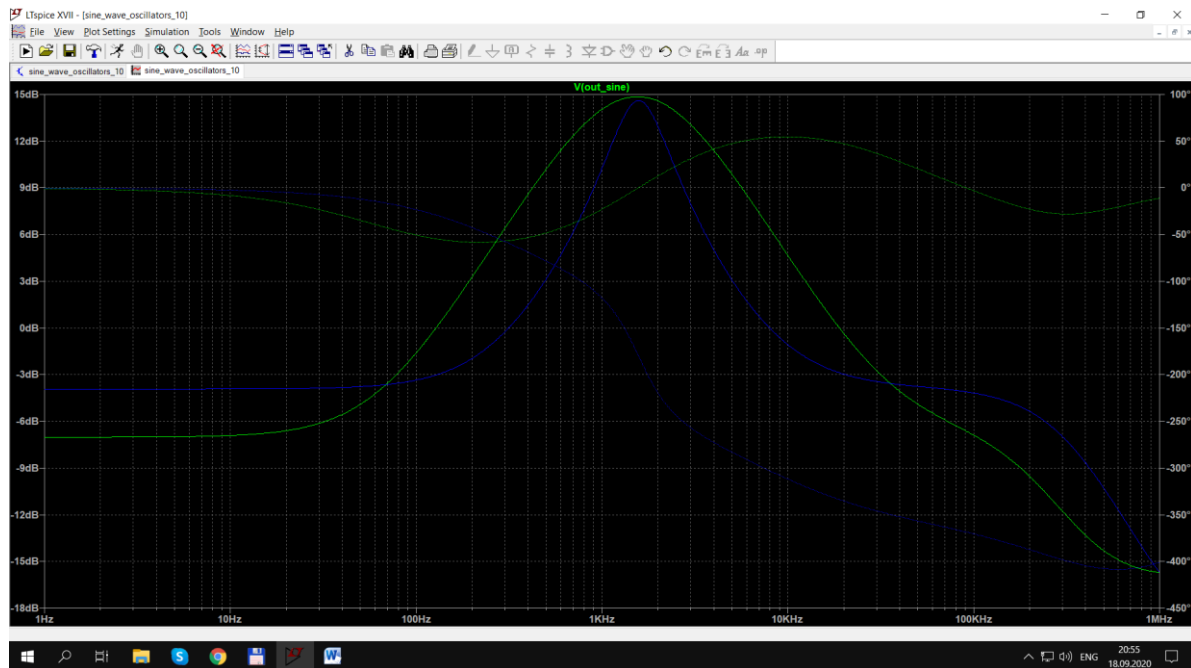


Рисунок 3.12 – АЧХ та ФЧХ генератора з термочутливим резистором при зміні температури яка діє на чутливий елемент

На рис.3.12 представлено АЧХ та ФЧХ генератора з термочутливим резистором при зміні температури яка діє на чутливий елемент.

Схема з автоматичним регулюванням підсилення (APУ) повинна застосовуватися в разі, якщо жодна з попередніх схем не забезпечує досить низький рівень спотворень. Схема типового генератора з АРУ на мості Віна зображена на рисунку 3.13; на рисунку 3.14 показані осцилограми цієї схеми. АРУ використовується для стабілізації амплітуди вихідного сигналу до оптимальної величини. Польовий транзистор застосований як регулюючий елемент АРУ, що забезпечує управління через широкий діапазон опору стік-витік, який залежить від напруги на затворі. Напруга на затворі транзистора дорівнює нулю, коли подається напруга живлення, і відповідно опір стік-витік (R_{DS}) буде низьким. При цьому опори $R_{G2} + R_S + R_{DS}$ з'єднуються паралельно з R_{G1} , що підвищує коефіцієнт підсилення до 3,05, і схема починає генерувати коливання, які поступово збільшуються за амплітудою. У міру зростання вихідної напруги негативна напівхвиля сигналу відкриває діод, і конденсатор C_1 починає заряджатися, що забез-

печує постійну напругу на затворі транзистора Q1. Резистор R1 обмежує струм і встановлює постійну часу заряду конденсатора C1 (яка повинна бути набагато більше періоду частоти f_{OSC}). Коли коефіцієнт підсилення досягне трьох, то вихідний сигнал стабілізується. Спотворення АРУ складають менше 0,2%. Резистор R1 обмежує струм і встановлює постійну часу заряду конденсатора C1 (яка повинна бути набагато більше періоду частоти f_{OSC}). Коли коефіцієнт підсилення досягне трьох, то вихідний сигнал стабілізується. Спотворення АРУ складають менше 0,2%. Резистор R1 обмежує струм і встановлює постійну часу заряду конденсатора C1 (яка повинна бути набагато більше періоду частоти f_{OSC}). Коли коефіцієнт підсилення досягне трьох, то вихідний сигнал стабілізується. Спотворення АРУ складають менше 0,2%.

Схема на рисунку 3.13 має зміщення V_{REF} для однополярного живлення. Послідовно з діодом можна включити стабілітрон, що б зменшити амплітуду вихідного сигналу і знизити спотворення. Можна застосувати двохполярне живлення, для цього треба з'єднати з загальним проводом всі провідники, що ведуть до V_{REF} . Існує велика різноманітність схем генераторів на основі моста Віна з більш точним управлінням рівнем вихідного сигналу, що дозволяють поступово перемикаати частоту генерації або плавно її регулювати. Деякі схеми використовують обмежувачі на діодах, встановлених в якості нелінійних компонентів зворотного зв'язку. Діоди зменшують спотворення вихідного сигналу шляхом м'якого обмеження його напруги.

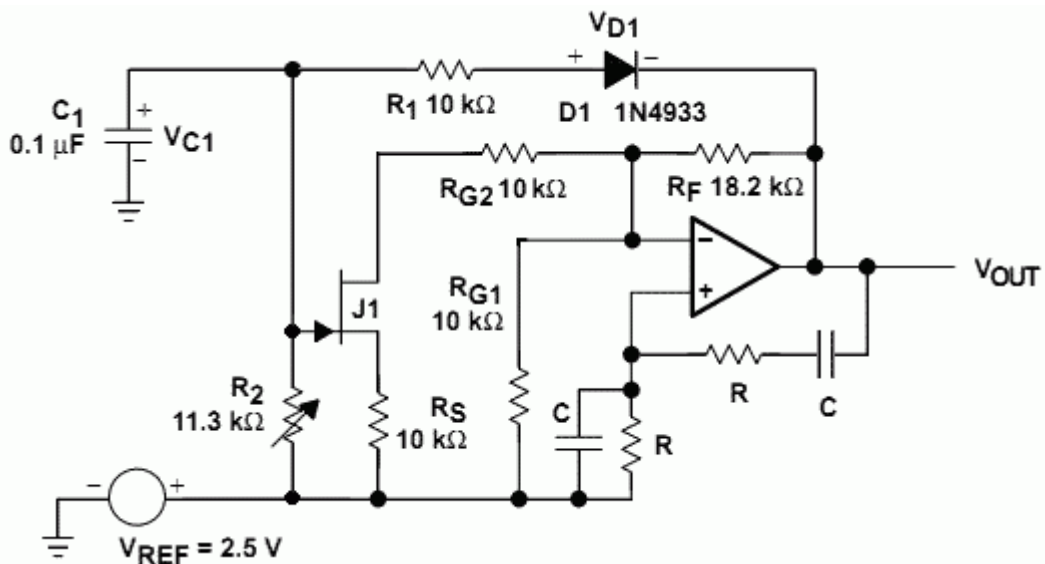


Рисунок 3.13 – Генератор на мості Віна з АРУ

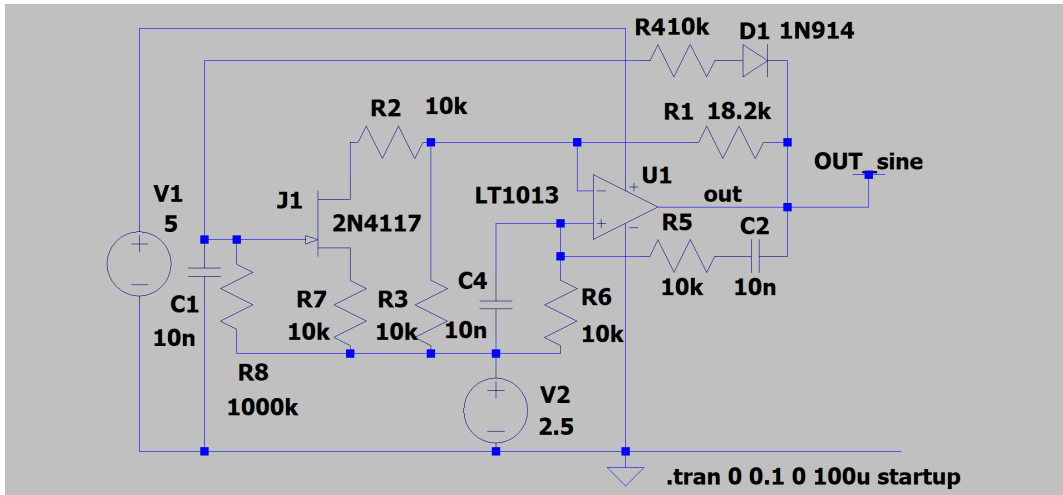


Рисунок 3.14 – Схема генератора на мості Віна з АРУ в графічному редакторі LTspice

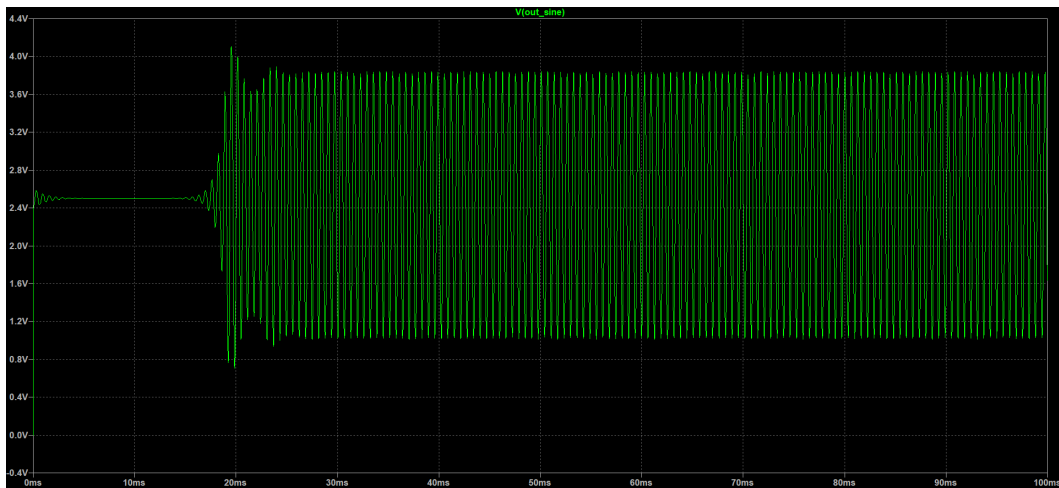


Рисунок 3.15 – Вихідний сигнал схеми

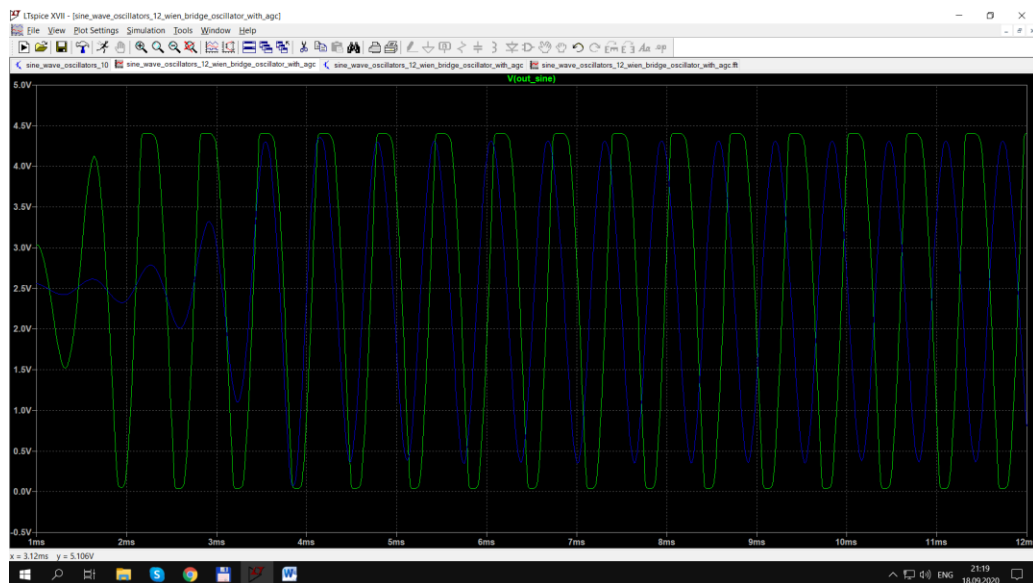


Рисунок 3.16 – Осцилограми вихідного сигналу в залежності від зміни опору тензорезистора з 100 кОм до 10 кОм

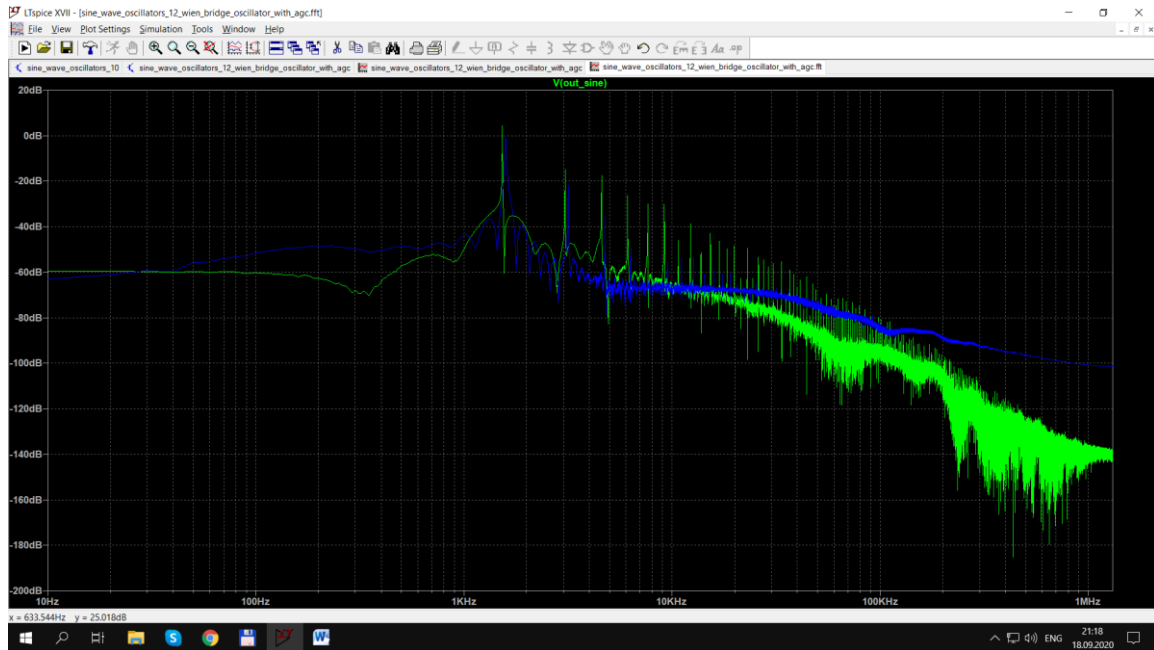


Рисунок 3.17 – Спектральний аналіз генератора з тензорезистором при зміні опору з 100 кОм до 10 кОм

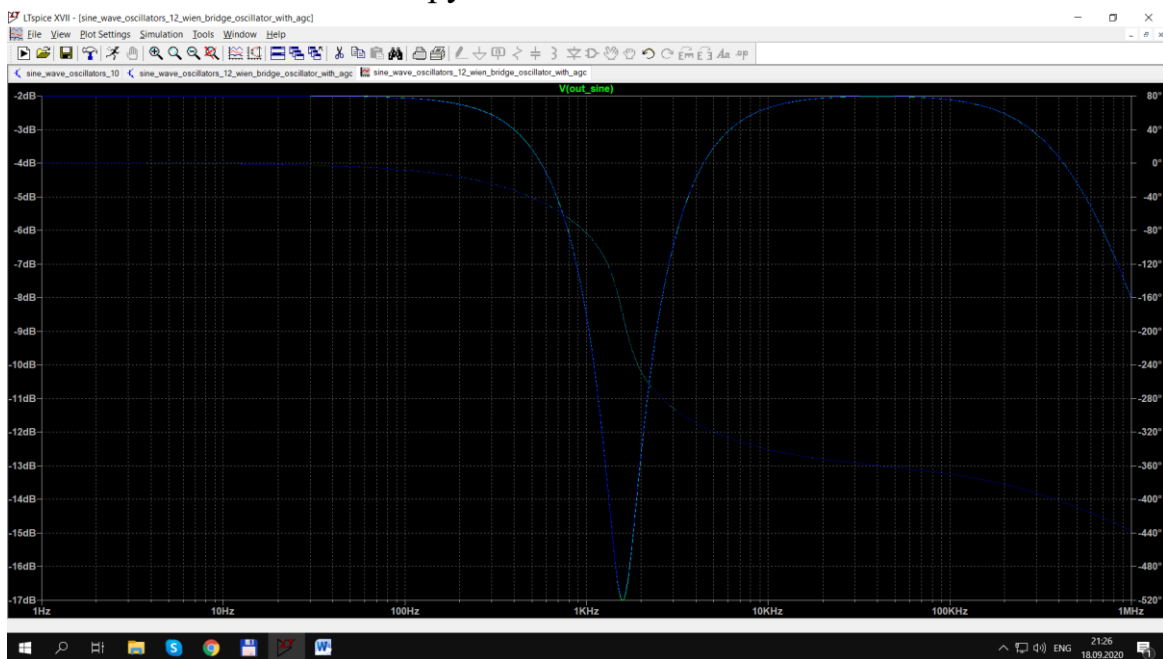


Рисунок 3.18 – АЧХ та ФЧХ генератора з тензочутливим резистором при зміні тиску

3.2 Генератор на основі зсуву фаз з одним ОП

Генератори на основі зсуву фаз виробляють менше спотворень, ніж генератори на основі моста Віна, маючи ще й гарну стабільність частоти. Такий генератор може бути побудований з одним ОУ, як показано на рисунку 3.19. Три RC ланки з'єднані послідовно, щоб отримати крутий нахил $d\varphi / d\omega$, необхідний для стабільної частоти коливань, як це описано в розділі 3. Застосування меншої

кількості RC ланок призводить до високої частоти коливань, обмеженою пропускну здатністю ОУ.

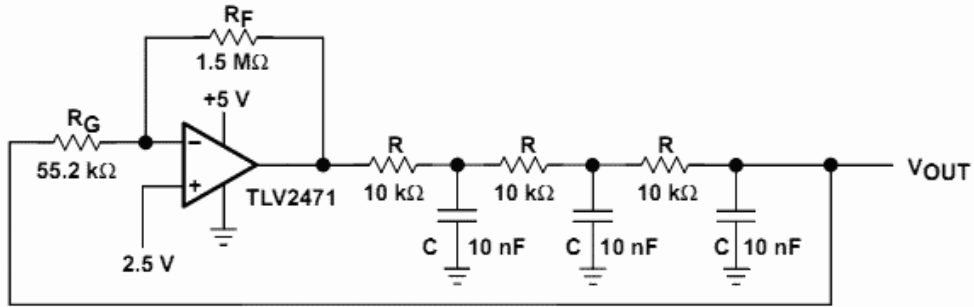


Рисунок 3.19 – Генератор на основі зсуву фаз з одним ОП

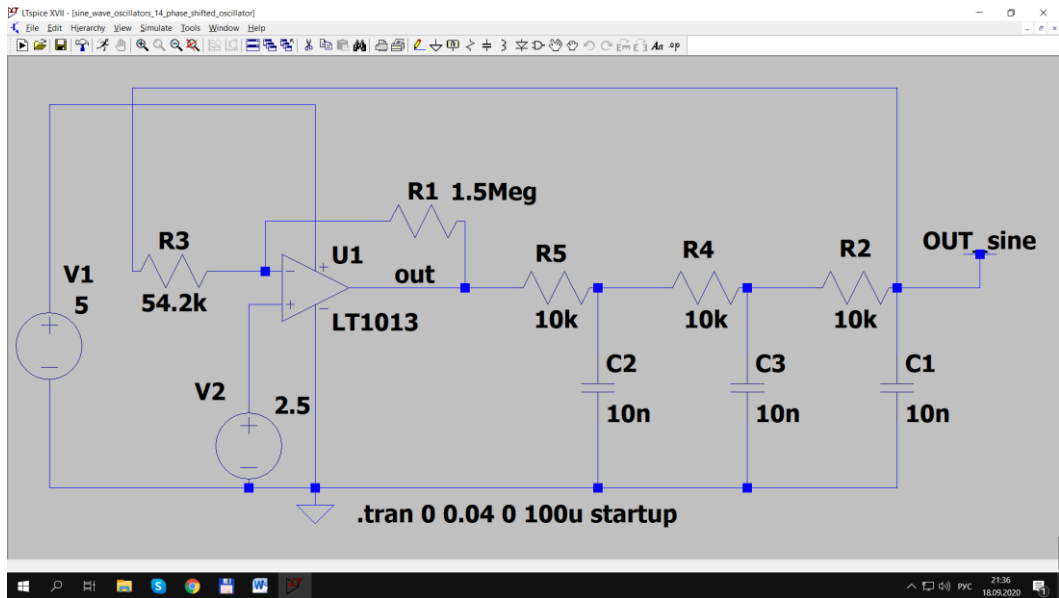


Рисунок 3.20 – Генератор на основі зсуву фаз з одним ОП в графічному редакторі LTspice

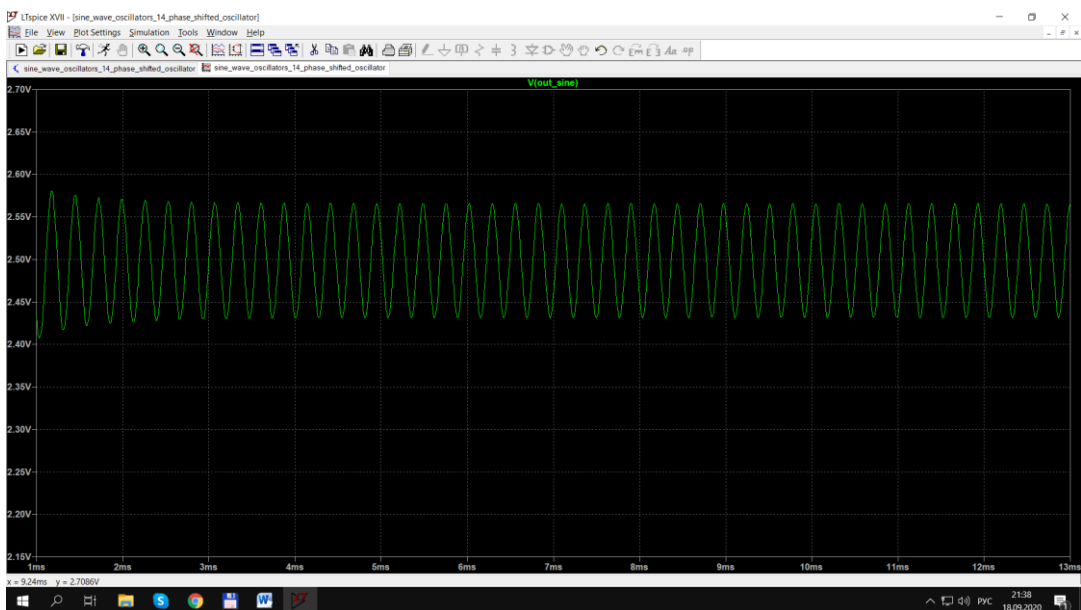


Рисунок 3.20 – Вихідний сигнал схеми

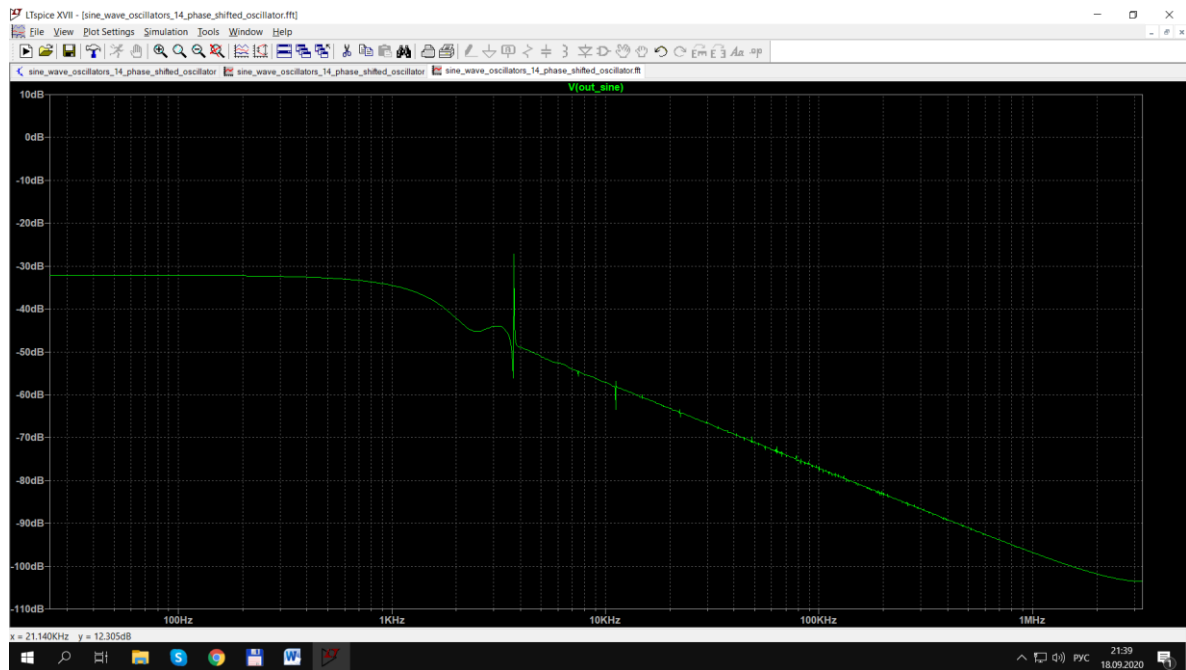


Рисунок 3.21 – Спектральний аналіз генератора на основі зсуву фаз з одним ОП

Як правило, вважається, що фазозсувні ланцюги є незалежними один від одного, що дозволяє вивести рівняння (3.5). Повний зрушення фази петлі ОС складає -180° , при цьому фазовий зсув, що вноситься кожною ланкою становить -60° . Це відбувається при $\omega = 2\pi f = 1.732 / RC$ ($\tan 60^\circ = 1.732 \dots$). Величина β в цій точці буде дорівнює $(1/2) 3$, так що підсилення, A , має дорівнювати 8, що б загальне підсилення дорівнювало одиниці.

$$A\beta = A \left(\frac{1}{RCs + 1} \right)^3 \quad (3.5)$$

Частота коливань з номіналами компонентів, показаних на рисунку 3.20, становить 3,767 кГц, а розрахункова частота становить 2,76 кГц. Крім того, коефіцієнт підсилення, необхідний для виникнення генерації, дорівнює 27, а розрахунковий дорівнює 8. Ця розбіжність частково виникає через розкид параметрів компонентів, проте головним фактором є невірне припущення, що RC ланки не навантажують одна одну. Ця схема була дуже популярна, коли активні компоненти були великими і дорогими. Але тепер ОП недорогі, малі, і в одному корпусі міститься 4 ОП, тому генератор на основі фазозсувного ланцюга на одному операційному підсилювачі втрачає популярність. Спотворення вихідного сигналу становлять 0,46%, що значно менше, ніж в схемі генератора на основі моста Віна без стабілізації амплітуди.

3.3 Буферований генератор на основі зсуву фаз

Буферзовані генератори на основі зсуву фаз набагато краще небуферованих, але платою за це є більше число застосованих компонентів. На рисунках 3.22, 3.23 і 3.24 зображений буферований генератор на основі зсуву фаз, і відповідно вихідний сигнал генератора. Буфери запобігають RC ланцюга від навантаження один одного, тому параметри Буферізований генератора на основі зсуву фаз лежать набагато ближче до розрахункових значень частоти і коефіцієнта підсилення. Резистор R_G , який встановлює коефіцієнт підсилення, навантажує третій RC ланка. Якщо буферизувати цю ланка за допомогою четвертого ОП, то параметри генератора стануть ідеальними. Синусоїдальний сигнал з низькими спотвореннями може бути отриманий будь-яким генератором на основі зсуву фаз, але найбільш чистий синус виходить на виході останнього RC ланки генератора. Це високоомний вихід, частота генерації схеми складає 2,9 кГц в порівнянні з ідеальною розрахунковою частотою 2,76 кГц, коефіцієнт підсилення дорівнював 8,33, що близько до розрахункового, рівному 8. Спотворення становили 1,2%, що значно більше, ніж у небуферованого фазового генератора. Ці розбіжності параметрів і сильно спотворені виникають через великого номіналу резистора зворотного зв'язку R_F , який спільно із входними ємністю ОП C_{IN} створює полюс, що лежить поблизу від частоти 5 кГц. Резистор R_G все ще навантажує останнім RC ланка. Додавання буфера між останнім RC ланкою і виходом V_{OUT} знизить підсилення і частоту генерації до розрахункових значень.

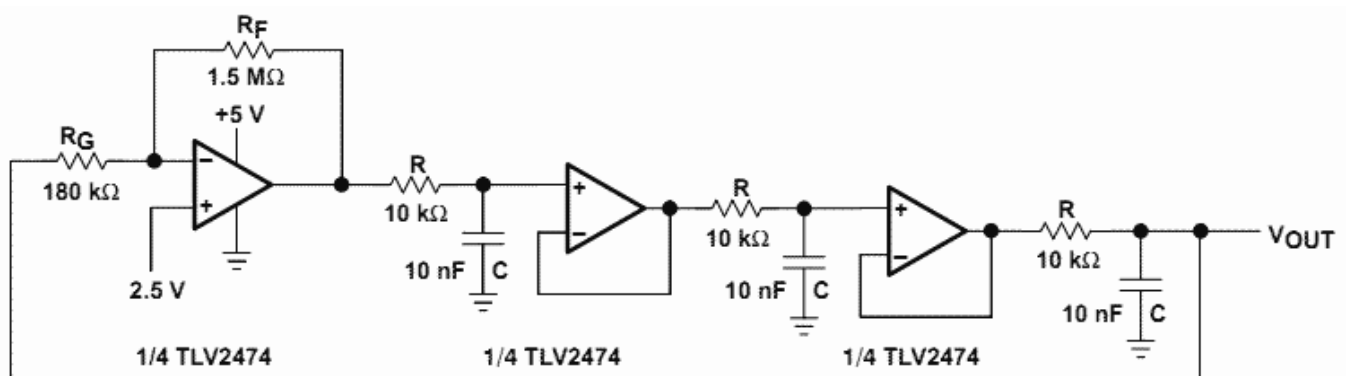


Рисунок 3.22 – Буферований генератор на основі зсуву фаз

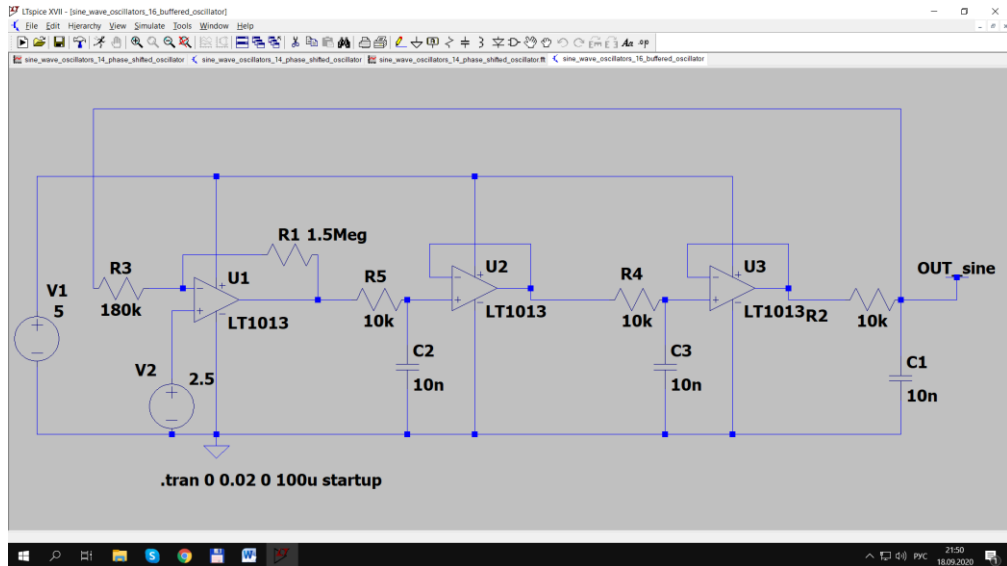


Рисунок 3.23 – Буферований генератор на основі зсуву фаз в LTspice

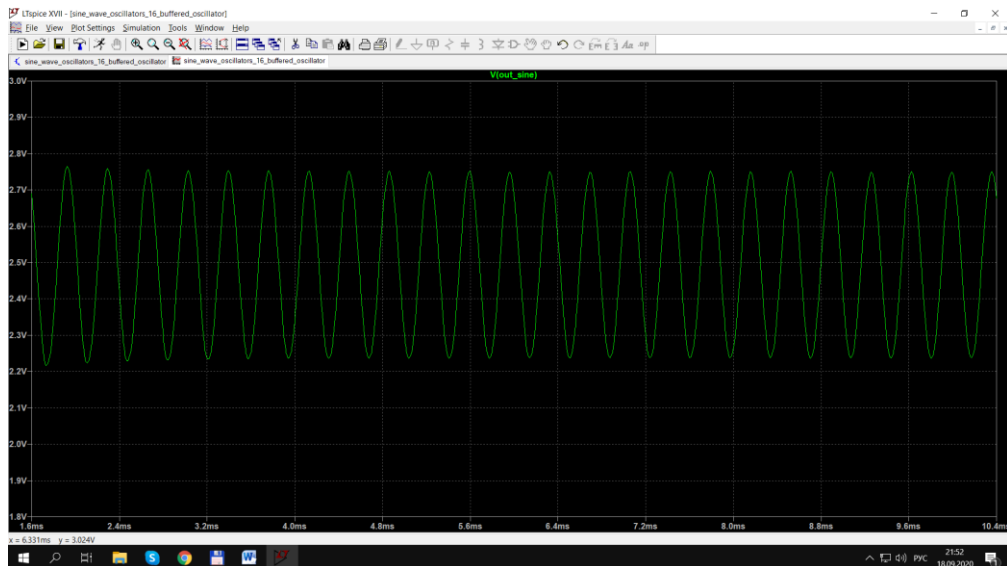


Рисунок 3.24 – Вихідний сигнал схеми



Рисунок 3.25 – Спектральний аналіз буферованого генератора

3.4 Генератор Бубби

Генератор Бубби, схема якого наведена на рисунку 3.26 і 3.27, є ще одним генератором на основі зсуву фаз, але тут використовується вигода від застосування чотирьох ОП в одному корпусі, що приносить унікальні переваги. Чотири RC ланки вимагають фазовий зсув по 45° в кожній ланці, так що цей генератор має відмінну $d\phi/dt$, що призводить до мінімального дрейфу частоти. Кожна з RC секцій вносить фазовий зрушення в 45° , тому знімаючи сигнал з різних ланок можна отримати низькоомний квадратура вихід. При знятті сигналів з виходів кожного з ОУ можна отримати чотири синусоїди зі зрушенням фаз по 45° . Рівняння (3.6) описує петлю зворотного зв'язку. При $\omega = 1/RCs$, рівняння 3.6 спрощується до рівнянь (3.7) і (3.8).

$$A\beta = A\left(\frac{1}{RCs + 1}\right)^4 \quad (3.6)$$

$$|\beta| = \left| \left(\frac{1}{j + 4}\right)^4 = \frac{1}{\sqrt{2}^4} = \frac{1}{4} \right| \quad (3.7)$$

$$\phi = \tan^{-1}(1) = 45^\circ \quad (3.8)$$

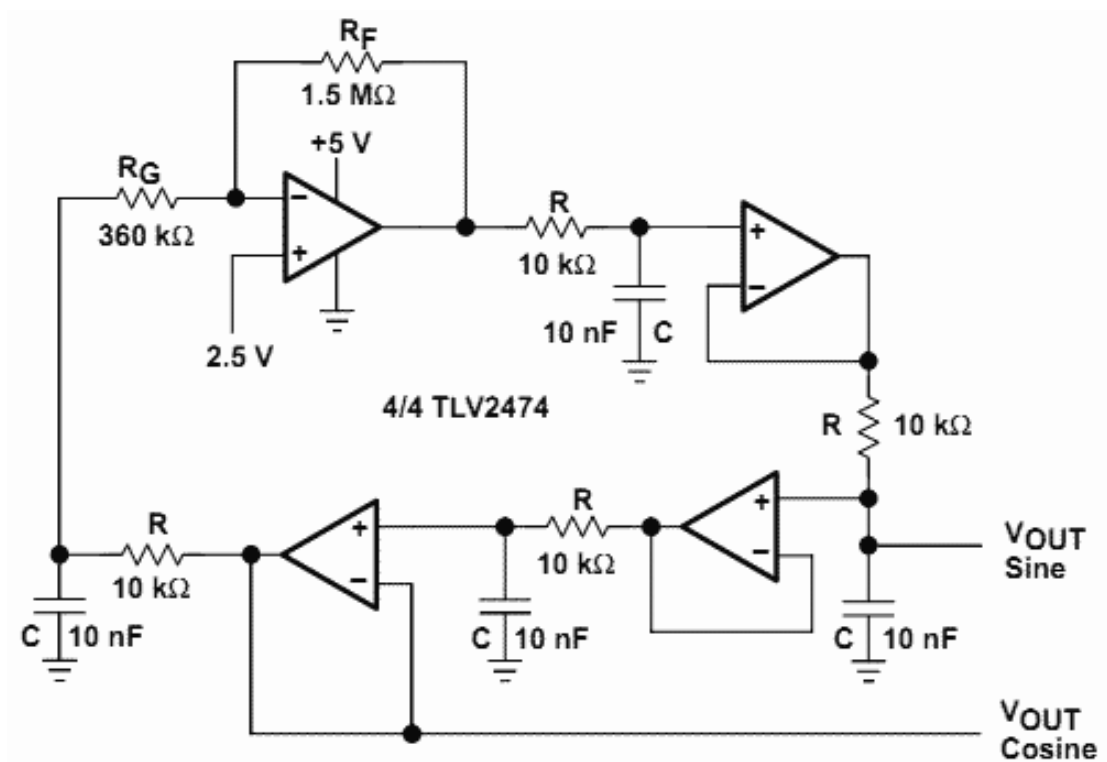


Рисунок 3.26 – Генератор Бубби

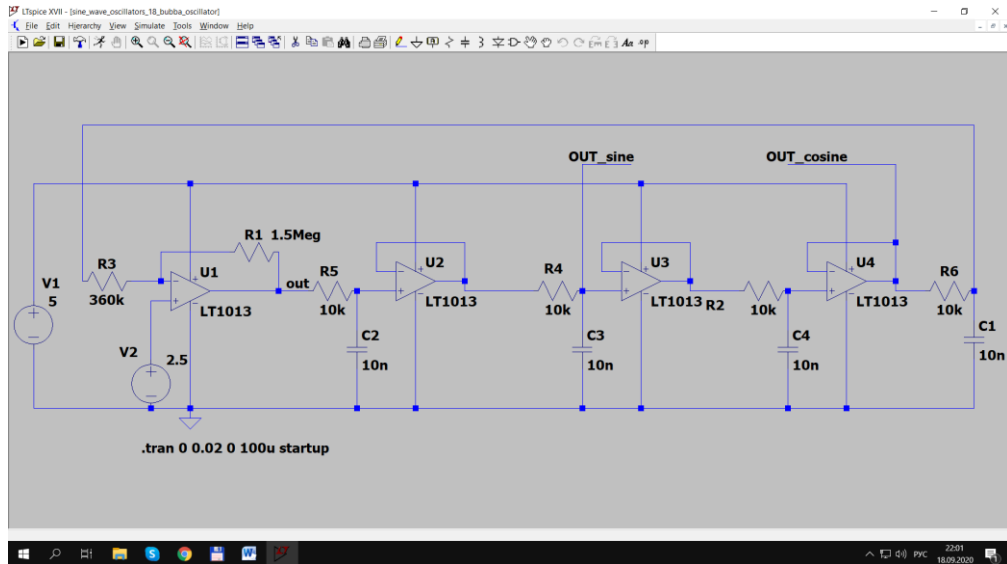


Рисунок 3.27 – Генератор Бубби в LTspice

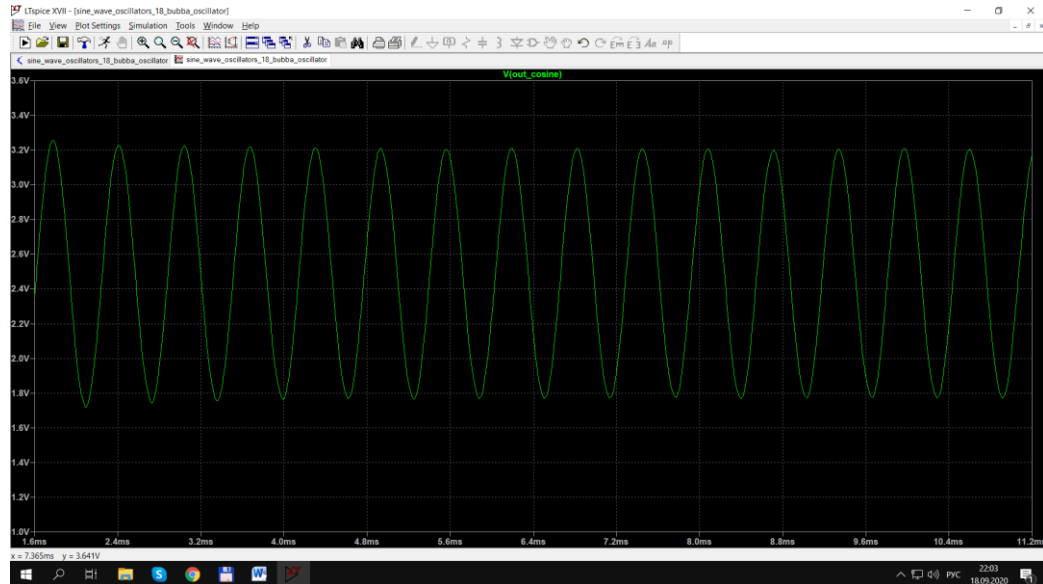


Рисунок 3.28 – Вихідний сигнал схеми

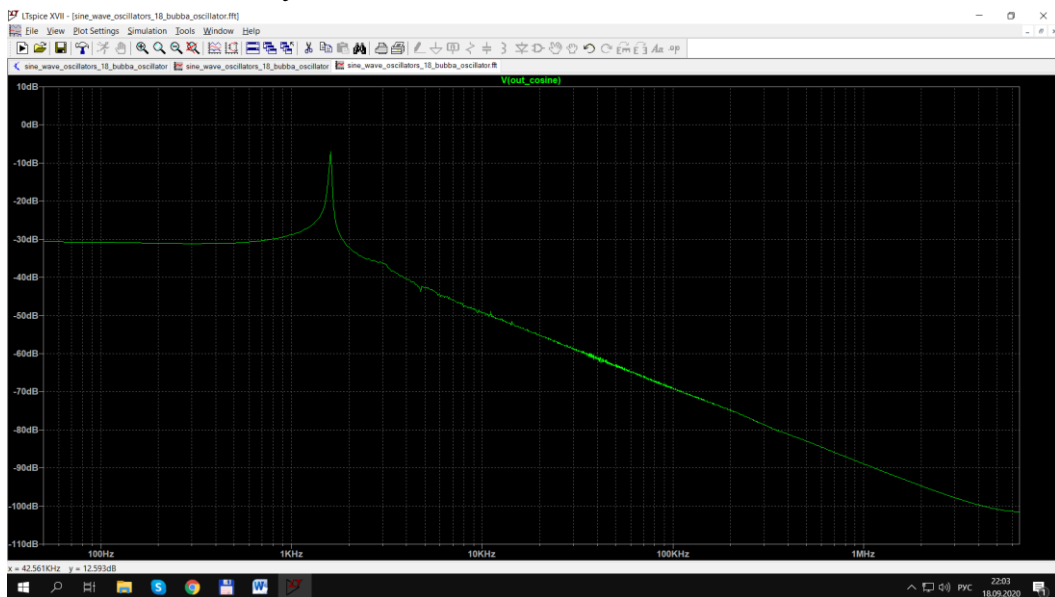


Рисунок 3.29 – Спектральний аналіз генератора Бубби

Щоб генерація виникла підсилення A має дорівнювати 4. Частота коливань випробувальної схеми становила 1.76 кГц, при цьому розрахункове значення становить 1.72 кГц, і відповідно підсилення дорівнювало 4.17 при розрахунковому значенні, рівному 4. Форма вихідного сигналу показана на рисунку 3.28. Спотворення складають 1.1% для $V_{OUTSINE}$ і 0.1% for $V_{OUTCOSINE}$. Синусоїдальний сигнал з дуже низькими спотвореннями може бути отриманий з точки з'єднання резисторів R і RG . Коли сигнал з низьким рівнем спотворень необхідно знімати з усіх виходів, то загальне підсилення повинно бути розподілено серед всіх ОП. На неінвертуючий вхід підсилює ОП подано напругу зміщення 2.5 вольт, щоб встановити напругу спокою рівним половині напруги живлення при використанні однополярного джерела, якщо ж використовується біполярний джерело живлення то неінвертуючий вхід слід заземлити. Розподіл підсилення між усіма ОП вимагає застосування зсуву для них, але це ніяк не впливає на частоту генерації.

3.5 Квадратурний генератор на операційних підсилювачах

Квадратурний генератор на операційних підсилювачах, зображений на рисунку 3.30 є іншим типом генератора на основі зсуву фаз, але три RC ланки налаштовані так, що кожна ланка вносить фазовий зсув по 90° . Це забезпечує на виході як синусоїдальний, так і косинусоїдальний сигнал (виходи є квадратурними, з різницею фаз по 90°), що є явною перевагою перед іншими генераторами на основі фазових зрушень. Ідея квадратурного генератора лежить в використанні того факту, що подвійне інтегрування синусоїди дає інвертування сигналу, тобто відбувається зсув сигналу по фазі на 180° . Фаза другого інтегратора тоді інвертується і використовується як позитивна ЗЗ, що призводить до виникнення генерації.

Підсилення петлі зворотного зв'язку розраховується за рівнянням (3.9). При $R1C1 = R2C2 = R3C3$ рівняння (3.9) спрощується до (3.10). Коли $\omega = 1 / RC$, рівняння (18) спрощується до $1 \angle -180$, так що генерація виникає на частоті $\omega = 2\pi f = 1 / RC$. У випробувальній схемі коливання виникають на частоті 1.65 кГц, що трохи відрізняється від розрахункової частоти, рівної 1.59 кГц, як показано на рисунку 3.32. Це розбіжність пояснюється розкидом параметрів компонент. Обидва виходи мають відносно високі спотворення, які можуть бути зменшені при використанні АРУ. Синусоїдальний вихід мав коефіцієнт спотворень 0,846%, косинусоїдальної - 0,46%. Регулювання підсилення може збільшити амплітуду вихідного сигналу. Недоліком такого генератора є зменшена смуга пропускання.

$$A\beta = A \left(\frac{1}{R_1 C_1 s} \right) \left(\frac{R_3 C_3 s + 1}{R_3 C_3 s (R_2 C_2 s + 1)} \right) \quad (3.9)$$

$$A\beta = A \left(\frac{1}{RCs} \right)^2 \quad (3.10)$$

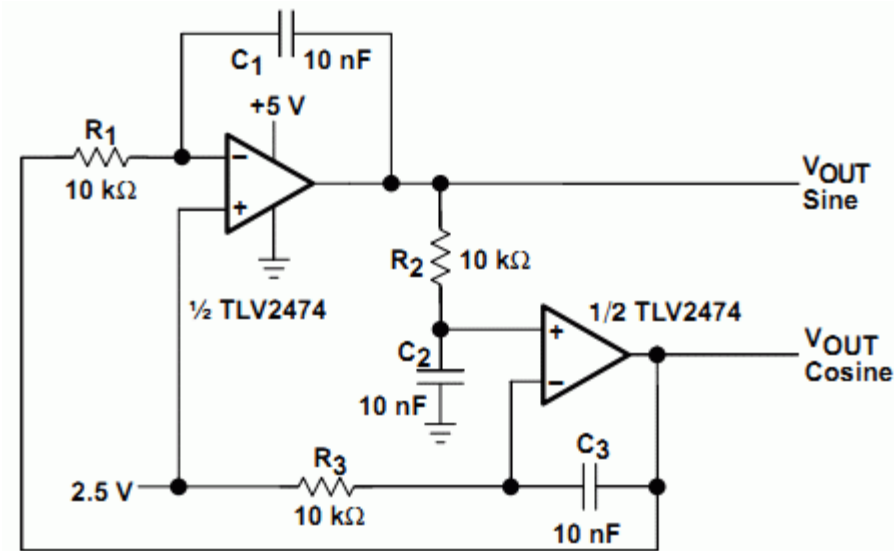


Рисунок 3.30 – Схема квадратурного генератора

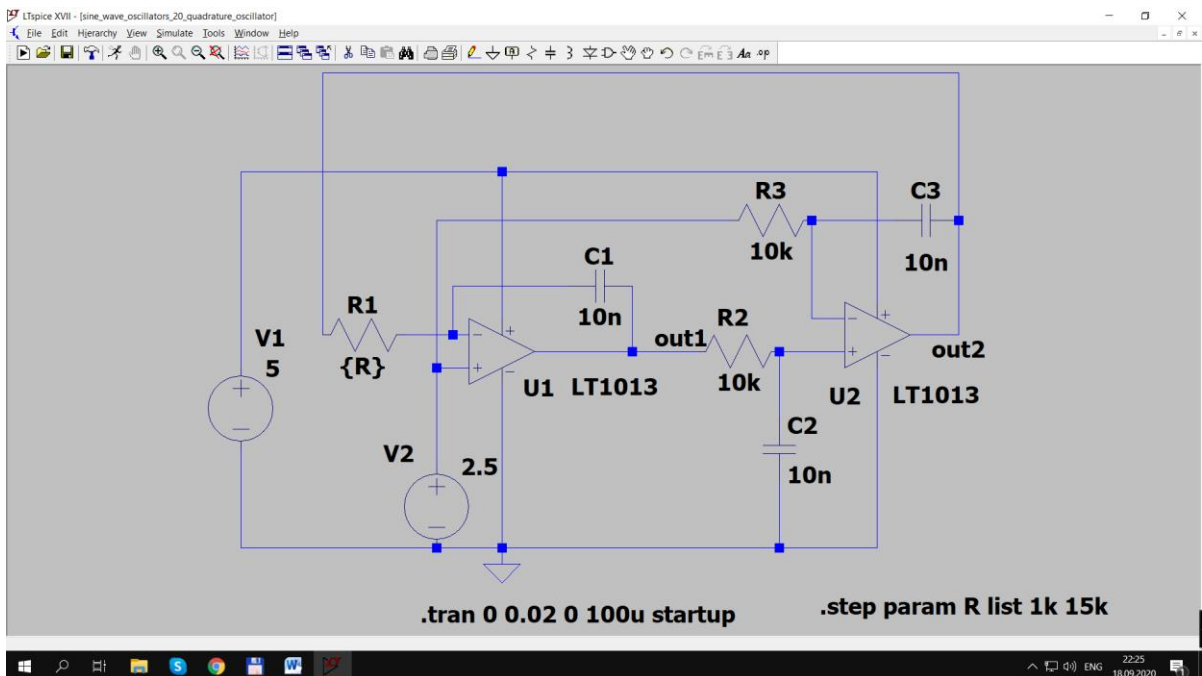


Рисунок 3.31 – Квадратурний генератор в LTspice з підключенням тензорезистора із зміною опору від 15 кОм до 1 кОм

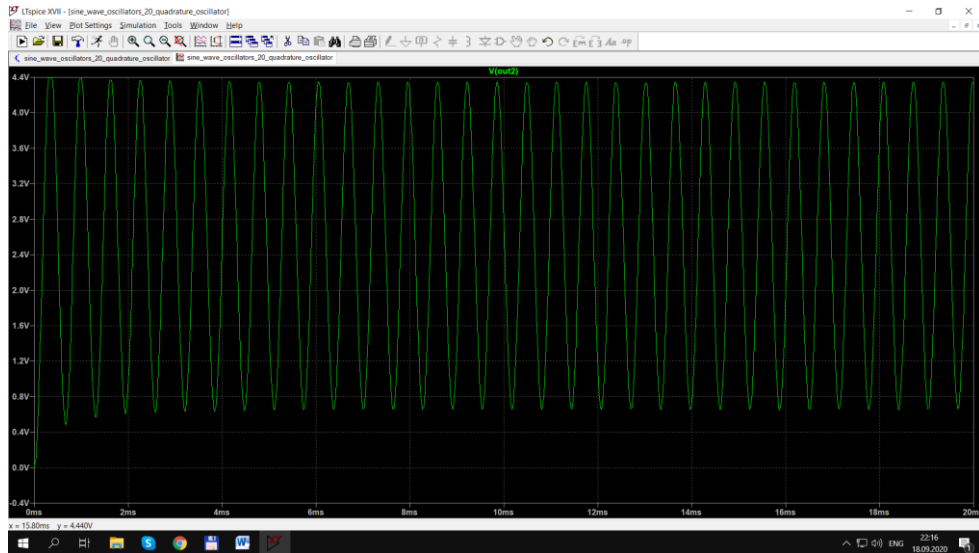


Рисунок 3.32 – Вихідний сигнал схеми

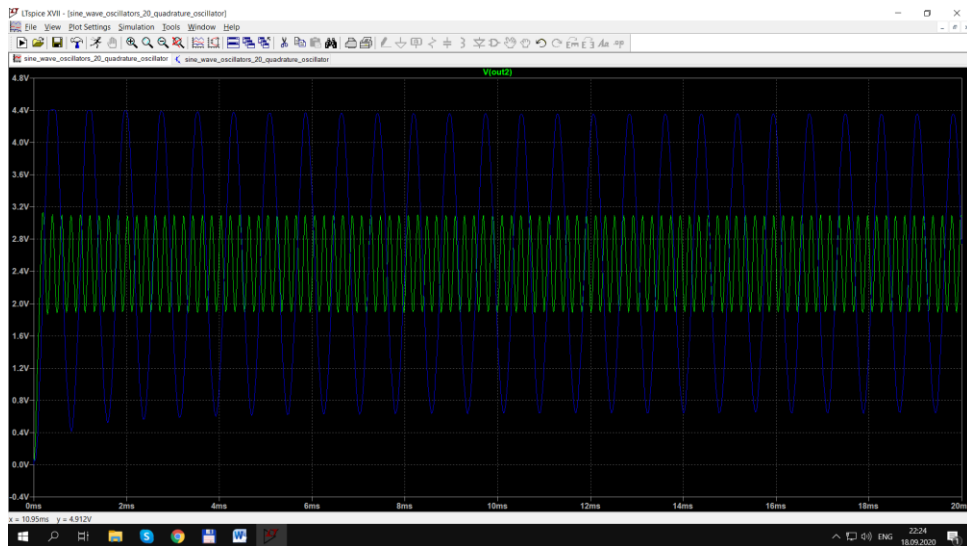


Рисунок 3.33 – Вихідний сигнал генератора з підключенням тензорезистора із зміною опору від 15 кОм до 1 кОм



Рисунок 3.34 – Спектральний аналіз квадратурного генератора з підключенням тензорезистора із зміною опору від 15 кОм до 1 кОм

3.6 Висновки до розділу

В даному розділі проведено комп'ютерне моделювання різних схемотехнічних рішень генераторів на операційних підсилювачах в програмному середовищі LTSpice.

Генератори на операційних підсилювачах мають обмеження по робочій частоті, так як у них немає необхідної ширини смуги пропускання для отримання малого зсуву фаз на високих частотах. Нові операційні підсилювачі зі зворотним зв'язком по струму мають набагато ширшу смугу пропускання, але їх дуже складно використовувати в схемах генераторів, так як вони дуже чутливі до ємностей в ланцюзі зворотного зв'язку. Операційні підсилювачі зі зворотним зв'язком по напрузі обмежені робочим діапазоном до сотень кГц через низьку смугу пропускання. Пропускна здатність знижується при з'єднанні операційних підсилювачів каскадно через множення фазових зрушень.

Генератор на основі моста Віна містить невелику кількість радіокомпонентів і має хорошу стабільність частоти, але базова схема має високий коефіцієнт вихідних спотворень. Застосування АРУ значно знижує спотворення, особливо в нижньому діапазоні частот. Нелінійний зворотний зв'язок забезпечує найкращі характеристики в середній і верхній частинах частотного діапазону. Генератор на основі зсуву фаз має високий рівень спотворень, і без букерування ланок вимагає великого коефіцієнта підсилення, що обмежує його частотний діапазон дуже низькою частотою. Зниження цін на операційні підсилювачі та інші компоненти зменшило популярність таких генераторів. Квадратурний генератор вимагає для своєї роботи всього два операційних підсилювача, має прийнятний рівень нелінійних спотворень і з його виходів можна отримати синусоїдальний і косинусоїдальний сигнали і має достатню перебудову частоти при підключенні чутливих елементів до фізичних величин і на його основі можна будувати радіовимірювальні перетворювачі фізичних величин з частотним вихідним сигналом.

4 ПРИСТРОЇ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ

4.1 Вимірювання частоти та часових інтервалів: загальні відомості

Розвиток багатьох напрямів науки і техніки визначається точністю вимірювання часу і частоти. Із семи основних фізичних величин (довжина, маса, час, сила електричного струму, термодинамічна температура, сила світла і кількість речовини) еталони часу і частоти є найточнішими. Це свідчить про ту увагу, яку проявляє суспільство в процесі наукової та виробничої діяльності до питань вимірювання часу і його похідної – частоти. У даний час Державний первинний еталон часу і частоти України, що базується на групі квантових заходів частоти (водневих, цезієвих, рубідієвих генераторів), забезпечує відтворення одиниці часу – секунди і одиниці частоти – герца, середньо квадратичне відхилення результату вимірювань, що не перевищує 10^{-13} , при НВВ не більше 10^{-12} . Вимірвальна апаратура для частотно-часових вимірів являє собою єдиний комплекс приборів, що дозволяє здійснити вимірювання часу і частоти з прив'язкою до Державного еталону. Особливість частоти полягає в тому, що еталонне значення може бути передано на робоче місце, минаючи проміжні етапи передачі частоти. Для цього використовуються канали радіомовлення і телебачення. Прилади для звірення частот в даний час виконуються у вигляді приладів загального застосування. За допомогою цих приладів здійснюється початкова установка і синхронізація часових систем, рознесених у просторі, за сигналами еталонних частот і сигналами точного часу. Висока точність вимірювання частоти сигналу і інтервалу часу вимагають врахування особливостей поведінки частоти генераторів. Напряга сигналу, стабільного за частотою, представляють у вигляді

$$U(t) = U(t) \cos(t) = U [1 + \alpha(t)] \cos[\omega_{nt} + \varphi(t)]$$

де ω_{nt} – номінальне значення частоти.

Фаза сигналу в момент буде $\varphi(t) = \omega_n(t) + \varphi(t)$, даний запис показує, що навіть стабільний по частоті сигнал не характеризується одним значенням частоти ω_{nt} . Миттєва частота є похідною від фази по часу

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_n + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_n + \Delta\omega(t)$$

Миттєва частота є функцією часу. В загальному випадку ця залежність є нелінійною. Тому, якщо спостерігати середнє, за деякий інтервал часу T , зна-

чення частоти, то ця середня частота буде залежати від часу. Розрізняють два види залежності частоти від часу – нестабільності: довготривалу, пов'язану з систематичним зміщення частоти за тривалий час, і короткочасну, обумовлену флуктуаційними змінами частоти сигналу. Межа, що розділяє довготривалу і короткочасну нестабільності, становить приблизно 100...1000 с. Довготривала нестабільність визначається за проміжок часу, більший 1000 с, як різниця двох усереднених значень частоти, взятих на початку і наприкінці інтервалу вимірювання T_n :

$$\Delta\omega_d = \omega(t + 0.5T_n, \tau) - \omega(t - 0.5T_n, \tau)$$

де τ – час усереднення для електронно-рахункового частотоміра; t – час рахунку, T – час вимірювання.

У виразі $\omega(t + 0.5T_n, \tau)$ наприклад, першим записується аргумент, при якому береться значення функції, другим – інтервал усереднення, симетричний щодо значення першого аргументу

$$\omega(t + 0.5T_n, \tau) = 1/\tau \int_{t+0.5T_n-\tau/2}^{t+0.5T_n+\tau/2} \omega(t) dt$$

Короткочасна нестабільність визначається як різниця значення частоти, усередненої за інтервал T , і частоти, усередненої за інтервал T_u . При вимірюванні частоти необхідно оцінити можливі нестабільності і добре уявляти собі особливості частотомірів – уточнити, вимірюють вони миттєву частоту або середню, який інтервал усереднення.

На практиці застосовуються наступні методи вимірювання частоти: метод дискретного рахунку, порівняння з зразковою частотою, резонансний, метод заряду і розряду конденсатора.

Метод дискретного рахунку заснований на кроку числа періодів вимірюваної частоти за калібрований інтервал часу. Частотоміри, що працюють за даним принципом, є цифровими вимірювальними приладами. Вони дозволяють вимірювати також інтервали часу. Метод є найбільш точним і перспективним. Застосовується в діапазоні частот від десятка герц до сотень мегагерц. Відносна похибка вимірювання частоти досягає $10^{-3} \dots 10^{-10}$.

Метод заряду і розряду конденсатора заснований на вимірюванні середнього струму розряду або заряду зразкового конденсатора, перемикається з заряду на розряд з вимірюваної частотою. Метод застосовується на частотах від

10...20 Гц до сотень кілогерц. Реалізованих на його основі прилади мають похибку частоти 1,5...2 % (наприклад, частотомір ЧЗ-7).

Метод вимірювання, заснований на порівнянні з зразковою частотою, застосовується в діапазоні частот 100 кГц ... 100 ГГц і забезпечує високу точність, яка залежить від похибки, з якої відома зразкова частота. Частотоміри, побудовані за принципом порівняння частот (гетеродинні частотоміри), мають похибку 10^{-5} ... 10^{-6} . Гетеродинні частотоміри прекрасно доповнюють електронно-лічильні частотоміри на НВЧ і в міліметровому діапазоні. Гетеродинні перетворювачі частоти знижують вимірювану частоту в точно відоме число разів до значень, які зручно вимірювати електронно-рахунковими частотомірами.

Резонансний метод полягає в налаштуванні резонансного коливального кола, попередньо прокалібрований за зразковим генератором і частотоміром, на вимірювану частоту і підрахунку її значення за шкалою, пов'язаної з елементом налаштування. Метод застосовується на частотах від 100 кГц до 100 ГГц (використовуються різні коливальні системи від LC-контурів до квазіоптичних резонансних колах). Резонансні хвилеміри відрізняються простотою пристрою, похибка їх приблизно 10^{-3} .

4.2 Прилади для вимірювання частоти та часових інтервалів на основі методу дискретного підрахунку

Розглянемо принцип дії і структурну схему електронно-лічильного частотоміра. Аналого-цифрове перетворення часового інтервалу в число імпульсів. Суть його полягала в порівнянні перетвореного інтервалу часу T з відомим періодом проходження рахункових імпульсів $T_{сч}$. Порівняння здійснювалося підрахунком m імпульсів, що заповнили інтервал τ . При вимірюванні частоти ролі $T_{сч}$ і τ змінюються: імпульси вимірюваної частоти заповнюють часовий інтервал, сформований з коливань високостабільного за частотою кварцового генератора з відомою частотою $f_{кв}$. Мірою частоти f_x , очевидно, буде число імпульсів, що заповнили інтервал $T_{кв}=1/f_{кв}$.

Структурна схема електронно-рахункового частотоміра зображена на рис. 4.1 та наведена в додатку М.

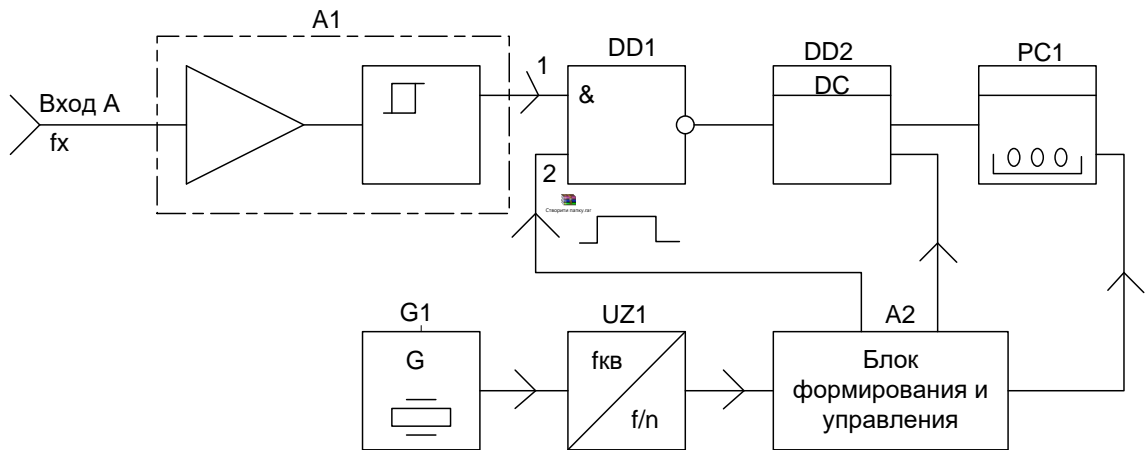


Рисунок 4.1 – Структурна схема електронно-лічильного частотоміра

Сигнал невідомої частоти f_x надходить на підсилювач-формував імпульсів $A1$, який перетворює синусоїдальну напругу вимірюваної частоти в послідовність однополярних імпульсів. Частота проходження цих імпульсів дорівнює вимірювальній частоті. Імпульси надходять на вхід 1 селектора $DD1$. На вхід 2 надходить стробований імпульс, суворо визначеній тривалості τ . Тривалість строб-імпульсу задається генератором $G1$ з кварцовою стабілізацією і подільником частоти $UZ1$. Строб-імпульс тривалістю $\tau = n/f_{кв}$ формується в блоці формування та управління $A2$. Імпульси вимірюваної частоти надходять на лічильник імпульсів лише тоді, коли до входу 2 селектора прикладений строб-імпульс. З виходу лічильника сигнал про числі імпульсів m , його заповнили, у вигляді двійкового коду подається через перетворювач кодів (дешифратор $DD2$) на цифровий відліковий пристрій $PC1$. Вимірювання проводиться циклами, що задаються пристроєм управління $A2$. З розглянутого принципу дії ясно, що електронно-лічильний частотомір вимірює середнє значення частоти за час вимірювання $\tau = n/f_{кв}$ - Запишемо рівняння вимірювання

$$nT_{кв} = (m - 1)T_x + \Delta\tau h + \Delta\tau x = mT_x - \Delta\tau h + \tau k = mT_x - \Delta\tau d$$

Розглянемо похибку вимірювання. Насамперед, це методична похибка дискретності, яка аналізувалася вище. Нагадаємо, що систематична складова похибки дорівнює нулю. Випадкова складова, виражена середнім квадратичним відхиленням $\sigma = T_c/\sqrt{6}$, розподілена по закону трикутника. У нашому випадку вимірювання частоти похибка дискретності буде пропорційна $T_{сч}$. Роль періоду лічильних імпульсів $T_{сч}$ відіграє час T_x . Враховуючи цю обставину отримуємо середнє квадратичне значення відносної похибки

$$\sigma_{0B} = \frac{\sigma_{д\tau}}{T_{KB}n} = \frac{T\chi}{T_{KB}n\sqrt{6}} = \frac{f_x}{f_x n\sqrt{6}} = \frac{1}{m\sqrt{6}}$$

Похибка дискретності сильно зростає зі зменшенням вимірюваної частоти і зростанням частоти кварцового генератора. Оцінимо інші складові похибки. У рівнянні виміру входять величини m , n і T_{KB} . Якщо лічильник має достатню ємність, то число імпульсів m вимірюється без похибки. Коефіцієнт розподілу n визначається електричною схемою і також не містить похибки.

При вимірюванні буде мати місце похибка, обумовлена похибкою частоти кварцового генератора σf_k . Ця похибка включає в себе систематичне відхилення середнього значення частоти від номінального значення і випадкову складову, обумовлену короткочасною нестабільністю. У технічних описах нормується максимальна похибка частоти кварцового генератора σf_k після самопрогріву протягом певного часу (15, 30, 60 хв). На величину цієї похибки дається симетричний допуск. Для серійних електронно-лічильних частотомірів максимальна відносна похибка частоти кварцового генератора становить після 15 хвилин самопрогріву не більше $\pm 5 \cdot 10^{-6}$, а після самопрогріву протягом години - $\pm 5 \cdot 10^{-7}$. Похибка σf_k характеризує вимогу до даного типу приладу. Враховуючи сказане, складову-похибки, пов'язану з кварцовим генератором, будемо вважати випадковою, розподіленою за законом рівномірної щільності в межах σf_k . Середня квадратична похибка вимірювання частоти

$$\sigma_{0f} = \sqrt{\sigma_{0d}^2 + \sigma_{0kb}^2} = \sqrt{\frac{1}{6m^2} + \left(\frac{\sigma f_{kbmax}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

Електронно-лічильним частотоміром можна вимірювати і відношення частот f_1/f_2 . У серійних приладах передбачається такий режим роботи. Структурна схема приладу зображена на рис. 4.2 та наведена в додатку Н. На вхід A подають напругу частоти f_1 а на вхід B - частоти f_2 ($f_1 > f_2$). З напруги більш низької частоти f_2 формується імпульс, що визначає час рахунку; напруга частоти f_1 служить для формування лічильних імпульсів. Мірою відношення частот є число імпульсів m , зафіксованих лічильником, поділене на n .

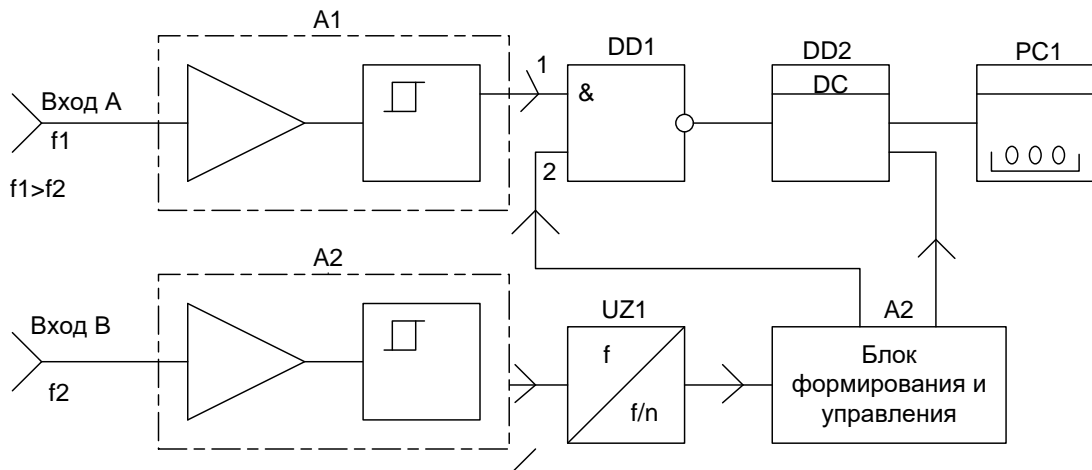


Рисунок 4.2 – Структурна схема електронно-лічильного частотоміра для вимірювання відношення частот

Похибка дискретності при вимірюванні відношення частот описується формулою при заміні в ній f_x і f_{kb} на f_1 і f_2 .

Розглянемо схему вимірювання відношення частот, а саме, вимірювання відносного відхилення частоти від деякого номінального значення. Для цієї мети використовують так званий відсотковий частотомір. Структурна схема його зображена на рис. 4.

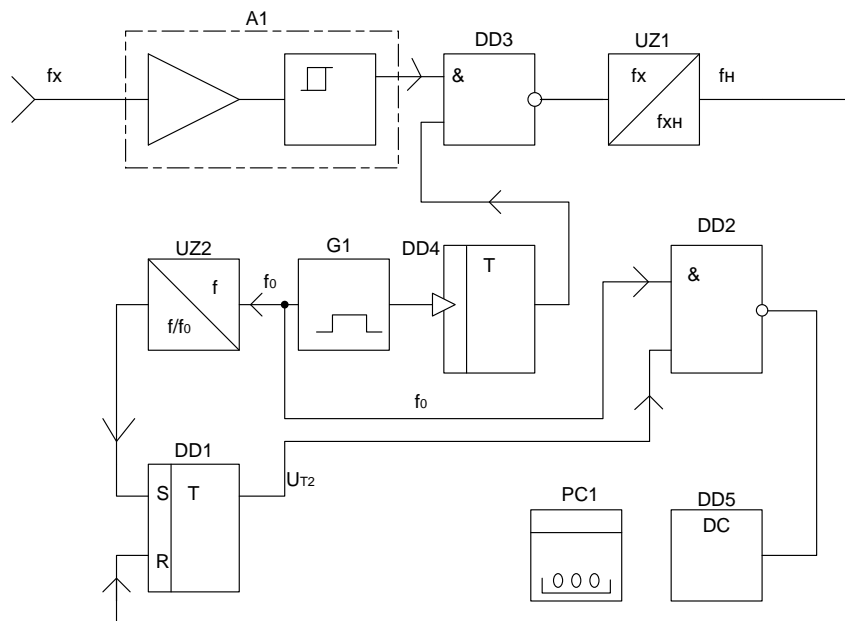


Рисунок 4.3 – Структурна схема відсоткового частотоміра

Цикл вимірювань задається генератором лічильних імпульсів з кварцовою стабілізацією G1 який генерує імпульси з частотою повторення f_0 (рис. 4.3, а). З початком роботи генератора лічильні імпульси 1, 2, ... надходять на дільник частоти UZ2 з коефіцієнтом розподілу f_0 . На виході подільника з'являється лише один з імпульсів, поступають на його вхід. Інтервал часу t_H з моменту початку

роботи генератора до моменту появи імпульсу на виході дільника $UZ2$ дорівнює 1 с . Імпульс впливає на тригер $DD1$, який переходить в стан, при якому селектор $DD2$ починає пропускати на вихід лічильні імпульси $u_{сч}$. Тривалість такого стану селектора $DD2$ повинна обмежуватися вимірюваною частотою f_x . Дійсно, вимірюваний сигнал після відповідного формування надходить на селектор $DD3$, на інший вхід якого надходить дозволяючий сигнал від тригера $DD4$. Тригер встановлюється в цей стан у момент початку роботи генератора $G1$. Імпульси вимірюваної частоти надходять на дільник частоти $UZ1$, де частота f_x ділиться в $f_{хн}$ разів. Таким чином, з імпульсів вимірюваної частоти лише один у момент f_k надходить на вхід тригера $DD1$ і переводить його в стан, при якому селектор $DD2$ закривається для лічильних імпульсів $i_{сч}$. Лічильник $PC1$ фіксує число лічильних імпульсів m , що пройшли через селектор $DD2$ за час t_n . Покажемо, що число m несе інформацію про відносне відхилення частоти f_x від $f_{хн}$. Спочатку відмітимо, що дільник $UZ1$ на $f_{жн}$ являє собою лічильник імпульсів ємністю N_0 , чисельно рівної f_0 . До вимірювань в нього вводиться число імпульсів, рівне $f_0 - f_{xi}$. Лічильник заповнюється, якщо на нього приходить $f_{жн}$ імпульсів вимірюваної частоти, після чого на його виході з'являється один імпульс.

4.3 Прилади для вимірювання частоти на одиницю інтервалів на основі методу порівняння із взірцевою частотою

Вимірювання частоти на основі порівняння її з точно відомою і високо стабільною частотою широко використовується у практиці радіовимірювань. Застосовуються три типи пристроїв порівняння частот: на низьких частотах - електронний осцилограф, на високих частотах і НВЧ - гетеродинний перетворювач, на низьких і високих частотах - фазометри з безперервним порівнянням фази. Метод порівняння частот на основі гетеродинного перетворення частоти отримав назву гетеродинного.

Метод порівняння на основі використання електронного осцилографа. Цей варіант методу порівняння може бути застосований на частотах 10 Гц ... 20 МГц . Для вимірювання потрібний перестроюване джерело зразкової частоти, похибка якого мала в порівнянні з похибкою контрольованого джерела. Метод порівняння на основі осцилографа може бути реалізований двома способами: перший спосіб - це метод інтерференційних фігур (фігур Ліссажу), другий - метод кругової розгортки з модуляцією яскравості (метод пунктиру). Обидва ці способи знайомі з лабораторних робіт з курсів фізики, ОТЦ і РТЦС.

Гетеродинний метод вимірювання частоти. Сутність цього метода полягає в порівнянні на основі гетеродинного перетворення частоти вимірюваної частоти з частотою напруги гетеродина - високостабільного генератора, частота якого

відома. Вимірювальні прилади, здійснюють гетеродинний метод, називаються гетеродинні частотоміри. Структурна схема гетеродинного частотоміра зображена на рис. 4.4.

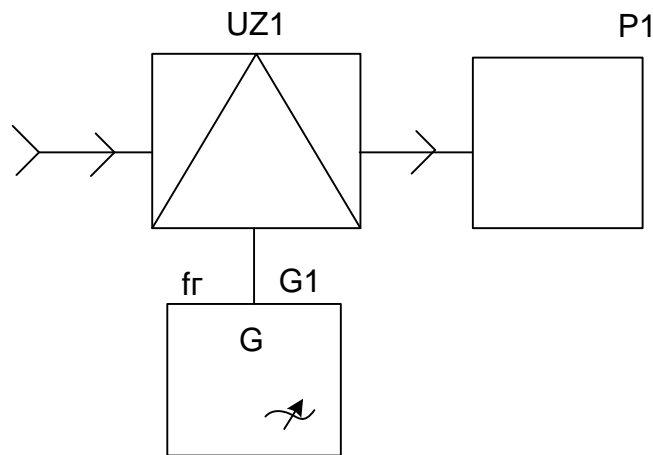


Рисунок 4.4 – Структурна схема гетеродинного частотоміра

На змішувач $UZ1$ надходять одночасно напруги вимірюваної частоти I_x і гетеродина f_{Γ} . Налаштовуючи гетеродин $G1$, на виході змішувача отримують низькочастотні коливання, фіксовані по індикаторному приладу $P1$ (головні телефони, осцилограф, електронно-світловий індикатор, магнітоелектричний прилад). Вимірювану частоту визначають за шкалою гетеродина.

На виході змішувача як нелінійного елемента під дією вимірюваної і зразкової частот виникають коливання комбінаційних частот виду $\pm m f_x \pm n f_{обр}$, де m і n - цілі числа. Нас же цікавить низькочастотна складова комбінаційних частот. Налаштуванням гетеродина домагаються найбільш низької частоти $F_{и}$, щоб вона могла потрапити в смугу індикаторного каналу. Тоді $m f_x - n f_{\Gamma} = F_{и}$, или $f_x = n f_{\Gamma} / m + F_{и} / m$.

Оскільки при вимірах номери гармонік m і n невідомі, то метод вимірювання неоднозначний: необхідно знати наближене значення f_x (з похибкою приблизно 0,1%). Для цієї мети в гетеродинні частотоміри включають прості резонансні хвилеміри. За наближеним значенням f_x , визначають номери гармонік m і n . Часто, однак, вимірювання проводиться на перших гармоніках $m = n = 1$. Рівняння вимірювання набуває вигляду $f_x = f_{\Gamma}$. У цьому випадку метод вимірювання називають методом нульового биття.

Похибка вимірювання складається з похибок порівняння і похибки гетеродина (непостійність градуйованої характеристики і нестабільності). Похибка порівняння $\Delta_{cp} = F_{и}$ визначається смугою пропускання каналу індикатора. При використанні головних телефонів похибка порівняння $\Delta_{cp} \geq 20$ Гц. Для зменшення похибки порівняння вимірювання проводяться способом вилки. Для цього різницева частота встановлюється двічі при двох різних значеннях частоти

гетеродина f_g і f'_g : $F_n = f_x - f_g$ і $F = f'_g - f_x$. Звідси $f_x = (f_g + f'_g)/2$. Абсолютну похибку порівняння вдається зробити менше 10 Гц. Для зменшення похибки гетеродину його шкалу перед вимірюванням калібрують по гармоніках генератора з кварцовою стабілізацією $G1$ (рис. 4.5).

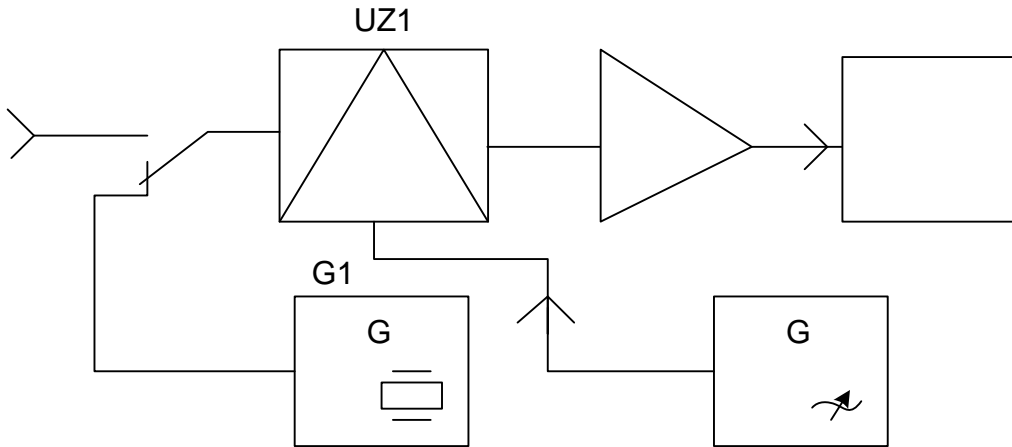


Рисунок 4.5 – Калібрують по гармоніках генератора з кварцовою стабілізацією

Для проведення калібрування перемикач $S1$ встановлюється в положення 1 і наближено вимірюється частота. Перемикач $S1$ переводиться в положення 2. До змішувача $UZ1$ виявляється підключеним генератор $G1$ напруга якого містить багато гармонік. Відліковий лімб гетеродину встановлюються в положення, відповідне до ближньої вимірюваної частоті гармоніці - «кварцовою точці». Індикаторний прилад PI фіксує наявність звукових коливань. Тоді за допомогою «коректора» (налаштованого конденсатора, підключеного до контуру гетеродину) налаштовуються на нульові биття. Таким чином, шкала гетеродину виявляється скоригованою за кварцовим генератором. Далі перемикач $S1$ переводять у положення 1, повторюється вимір, уточнюється, значення f_x . Якщо ж у гетеродину немає «коректора», то при калібруванні перебудовують гетеродин і домагаються нульових биття з гармоніками кварцового генератора по обидві сторони від частоти гетеродину, відповідної наближено визначеному значенню f_x . Значення частоти гетеродину відраховують в кварцових точках у поділках шкали гетеродину. Потім проводять другий вимір, що уточнює f_x , завдяки інтерполяції на ділянці шкали гетеродину між кварцовими точками. Гетеродин в цьому випадку називають інтерполяційним генератором.

Нестабільність частоти гетеродину за час від калібрування до вимірів може призводити до значних похибок. Це вимагає частих калібровок, що ускладнює роботу з приладом. При дуже високих частотах отримати нульові биття складно. Тому в індикаторну колі включають частотомір і по ньому визначають різницеву частоту f_p . Вимірюється частота $f_x = f_g \pm f_p$. У НВЧ гетеродинних ча-

стотомірах застосовуються гетеродин, частота яка у багато разів нижче вимірюваної. У цьому випадку використовуються вищі гармоніки гетеродину і рівняння вимірювання набуває вигляду $f_x = n f_r$. Гетеродинні частотоміри характеризуються діапазоном вимірюваних частот, похибкою, чутливістю. Як приклад гетеродинних частотомірів можна навести прилади: Ч4-1 (діапазон вимірювання 125 ... 20000 кГц, основна похибка $2 \cdot 10^{-4}$, чутливість 100 мВ); Ч4-5 (діапазон вимірювання 2,5 .. 18 ГГц, основна похибка $5 \cdot 10^{-5}$, чутливість 100 мкВТ); Ч4-25 (діапазон вимірювання 37,5 ... 78,3 ГГц, основна похибка 10^{-5} , чутливість 100 мкВТ).

4.4 Застосування гетеродинного методу для розширення меж вимірювання ЕСЧ

Верхня межа частоти, вимірюваної ЕСЧ, становить сотні мегагерц. Значне розширення діапазону вимірюваних частот аж до частот 70 ... 100 ГГц досягає в результаті поєднання методу дискретного рахунку з гетеродинним. ЕСЧ для цього апаратно доповнюються гетеродинним перетворювачем частоти.

Гетеродинні перетворювачі частоти слугують для перетворення (перенесення) частоти або спектру вимірюваного сигналу в область, де найбільш доцільно проводити вимірювання за допомогою ЕСЧ. Конструктивно перетворювачі частоти виконуються у вигляді змінних блоків універсальних ЕСЧ або у вигляді автономних приладів. Перетворювачі частоти характеризуються діапазоном вхідних частот, діапазоном вихідних частот, межами напруги вхідного і вихідного сигналу.

Розрізняють два основних типи гетеродинних перетворювачів частоти: дискретні перетворювачі частоти і переносники частоти. У дискретних перетворювачах частоти електричні коливання вимірюваної частоти f_x перетворюються в коливання проміжної частоти за допомогою гетеродина, генеруючого ряду дискретних високостабільних і точно відомих частот $n f_{оп}$. На змішувач подається напруга однієї з них, що виділяється за допомогою фільтра. Вимірювальна частота визначається як сума двох доданків $f_x = n f_{оп} + f_{пч}$ - за шкалою фільтра, $f_{пч}$ - за допомогою ЕСЧ.

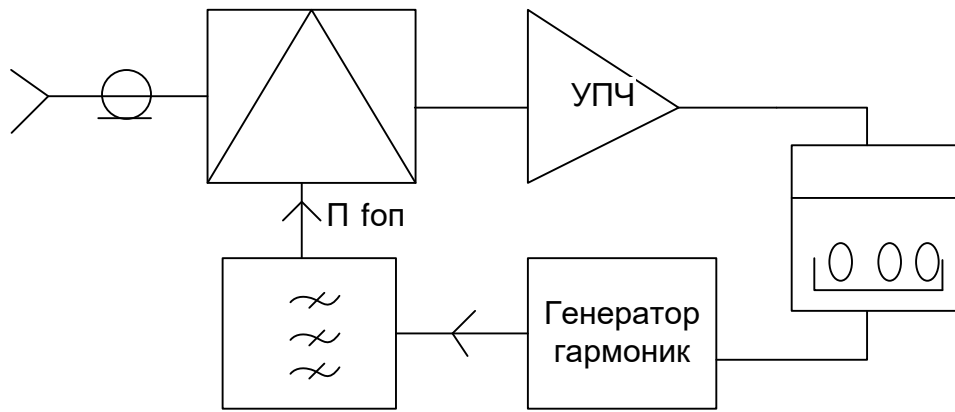


Рисунок 4.6 – Структурна схема

Розглянемо структурну схему (рисунок 4.6). Найбільшу цікавість представляє формування сигналу гетеродину. Сигнал гетеродину формується з напруги кварцового генератора ЕСЧ частотою f_{on} . З посиленого сигналу частоти f_{on} (опорна частота) генератор гармонік формує сигнал з частотами, кратними опорній частоті. Основним елементом генератора гармонік є діод з нагромадженням заряду, який забезпечує різка зміна струму, що протікає через діод. За допомогою фільтра виділяється одна з гармонік опорного сигналу nf_{on} і пригнічуються небажані складові спектра. Застосовуються широкодіапазонні, налаштовані фільтри. Саме ними і визначається діапазон входних частот. Фільтри повинні володіти високою добротністю, лінійністю шкали налаштування. В якості такого фільтра використовується четвертохвильевий відрізок коаксіальної лінії з ємністю, включеною на розімкненому кінці. Перестройка фільтра здійснюється зміною довжини відрізка. Верхня гранична частота смуги пропускання ППЧ повинна бути не менше f_{on} . Налаштування фільтра ведуть за максимальними показаннями магнітоелектричного мікроамперметра, включеного в коло детектора коливань ПЧ на виході ППЧ, від початку діапазону. Правильність вимірювання частоти гармоніки можна проконтролювати. Для цього налаштовують фільтр на наступну, більш високу гармоніку опорного сигналу і з показу за шкалою фільтра віднімають значення частоти ЕСЧ. Обидва результати, очевидно, повинні збігатися. Похибка вимірювання частоти при використанні гетеродинних перетворювачів не перевищує похибка ЕСЧ. Систематична похибка визначається похибкою установки номінальної частоти кварцового генератора і його довготривалої нестабільністю, випадковою - короткочасною нестабільністю кварцового генератора і похибкою дискретності.

Прикладом перетворювачів частоти дискретного типу є ЯЗЧ-43: діапазон частот 4...12 ГГц, діапазон вихідних частот 1...51 МГц, потужність вхідного сигналу 0,2...5 мВт, напруга вихідного сигналу 0,1 В.

4.5 Резонансні частотоміри

Резонансний метод ґрунтується на порівнянні вимірюваної частоти з частотою власних коливань коливального контура або резонатора, які попередньо градууються.

Прилади, що вимірюють частоту резонансним методом, називаються резонансними частотомірами. Ці прості прилади використовуються в частотному діапазоні від сотень кілогерц до сотень ГГц. Узагальнена структурна схема резонансного частотоміра зображена на рисунку 4.7 та наведена в додатку П.

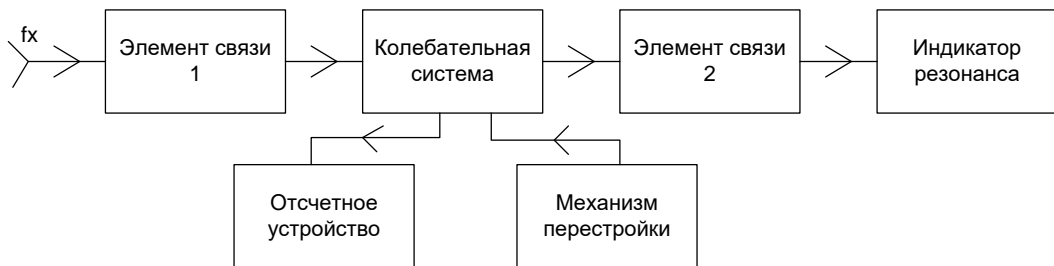


Рисунок 4.7 – Узагальнена структурна схема резонансного частотоміра

Сигнал вимірюваної частоти f_x через елемент зв'язку збуджує коливальну систему. За допомогою механізму налаштування змінюється частота власних коливань коливальної системи. При рівності вимірюваної і власної частот виникає резонанс-зростання інтенсивності коливань у коливальній системі. Момент резонансу фіксується за допомогою індикатора резонансу, який пов'язаний з коливальною системою через елемент зв'язку. За шкалою відлікового пристрою відраховують значення вимірюваної частоти.

Основним вузлом резонансного частотоміра є перестроювальна за частотою коливальна система. На частотах до сотень мегагерц в якості коливальної системи застосовуються резонансні контури із зосередженими постійними, на більш високих частотах аж до 1 ГГц - контури з розподіленими постійними у вигляді відрізків коаксіальної або полосковою лінії, на ще більш високих частотах застосовуються об'ємні резонатори, на частотах понад 30 ГГц - відкриті резонатори.

В якості індикаторів резонансу застосовується найчастіше напівпровідниковий детектор з мікроамперметром магнітоелектричної системи. Однак у тих випадках, коли потрібно вимірювати частоту послідовності радіоімпульсів великої шпаруватості застосовують підсилювачі напруги відеоімпульсів.

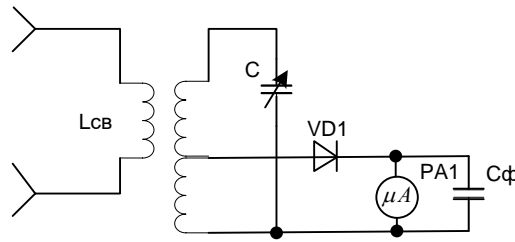


Рисунок 4.8 – Схема резонансного хвилеміра з коливальною системою у вигляді контуру з зосередженими параметрами L і C

На рисунку 4.8 представлена та наведена в додатку Р схема резонансного хвилеміра з коливальною системою у вигляді контуру з зосередженими параметрами L і C. Вимірювальний контур має індуктивний зв'язок з колом джерела коливань і автотрансформаторний зв'язок з індикатором. Індикатор фіксує напруга, знімається з частини котушки індуктивності L.

Вплив вхідний і індикаторної кіл на вимірювальний контур може бути оцінений введенням у нього вносяться реактивного $x_{вн}$ і активного $r_{вн}$ опорів. Напруга, поступає на індикаторне коло, можна виразити як

$$U_k = \frac{U_p}{\sqrt{(r + r_b)^2 + (x + x_b)^2}} \frac{1}{2\pi f_x c}$$

де r і x - власне активний і реактивний опори вимірюваного контуру; p - коефіцієнт включення індикаторного ланцюга, U - амплітуда напруги на контурі.

Напруга буде максимальним при $x = -x_{вн}$. Частоту відраховують за шкалою конденсатора змінної ємності при налаштуванні на максимум напруги. Однак якщо градуювання вимірювального контуру була виконана при джерелі коливань, що має активний вихідний опір, безпосередньо включений у вимірювальний контур, то при вимірах з'являється похибка через вплив реактивного внесеного опору. Ось чому в резонансних частотомірах зв'язок з джерелом коливань і індикатором повинна бути дуже слабкою. Можна навести ще один аргумент на користь слабого зв'язку: необхідність малого активного внесеного опору для забезпечення високої добротності контуру, яка визначає властивості, а отже, і впливає на точність настройки.

Розглянемо основні джерела похибки резонансного хвилеміра. Реалізація основної похибки може бути записано у вигляді:

$$\delta f_x = \delta f_{обр} + 2 \delta f_{пр} + \delta f_{тр} + \delta f_{отн}$$

де $\delta f_{\text{обр}}$ - відносна похибка зразкового приладу, за яким проводилася градування; $\delta f_{\text{пр}}$ - відносна похибка настроювання в резонанс; похибка з'являється при градуванні і при вимірі; $\delta f_{\text{гр}}$ - похибка градування, обумовлена неточністю нанесення поділок на шкалі; $\delta f_{\text{отн}}$ - похибка відліку.

Основна похибка резонансних частотомірів лежить в межах від 0,01 до 2...3%. Резонансні хвилеміри, крім похибки, характеризуються діапазоном частот і чутливістю. В даний час резонансні хвилеміри зберегли своє значення в діапазоні сантиметрових, міліметрових і субміліметрових хвиль. В якості коливальних систем використовуються коротко замкнуті відрізки ліній передачі, об'ємні та відкриті резонатори.

4.6 Мікропроцесорні цифрові частотоміри

Застосування мікропроцесорних систем в цифрових частотомірах дозволяє автоматизувати установку необхідного діапазону частот і обчислювальні процедури (зокрема, знаходження значення частоти, зворотного результату прямого вимірювання періоду), здійснити управління всіма блоками частотоміра і організувати їх взаємодію, задавати необхідну тривалість часових рамок (наприклад, 1 с) і формувати їх в мікропроцесорі, програмувати виконання набору функцій в багатофункціональних приладах, обробляти результати спостережень, здійснювати автоматичний контроль працездатності частотоміра, отримувати відображення результатів вимірювань в зручній формі, знижувати споживану потужність.

Використання мікропроцесорної системи не виключає наявності у складі приладу набору стандартних блоків електронної техніки (таких як логічні елементи, формувачі імпульсів, подільники частоти), складових апаратну частину частотоміра. Але в порівнянні з звичайними приладами, містять схеми з жорсткою логікою, апаратна частина скорочена і, крім того, відпадає необхідність у електромеханічній комутації блоків для зміни функцій приладу.

Цифровий частотомір. Це порівняно простий варіант частотоміра, що входить до складу сервісного мультиметра. Для доповнення функцій останнього виміром частоти до складу цього приладу введена спеціально розроблена вимірювальна інтегральна схема. Даний прилад вимірює частоту в порівняно вузькому діапазоні частот від 20 Гц до 200 кГц, який розбитий на чотири піддіпазони з верхніми граничними частотами 200 Гц, 2 кГц, 20 кГц і 200 кГц відповідно.

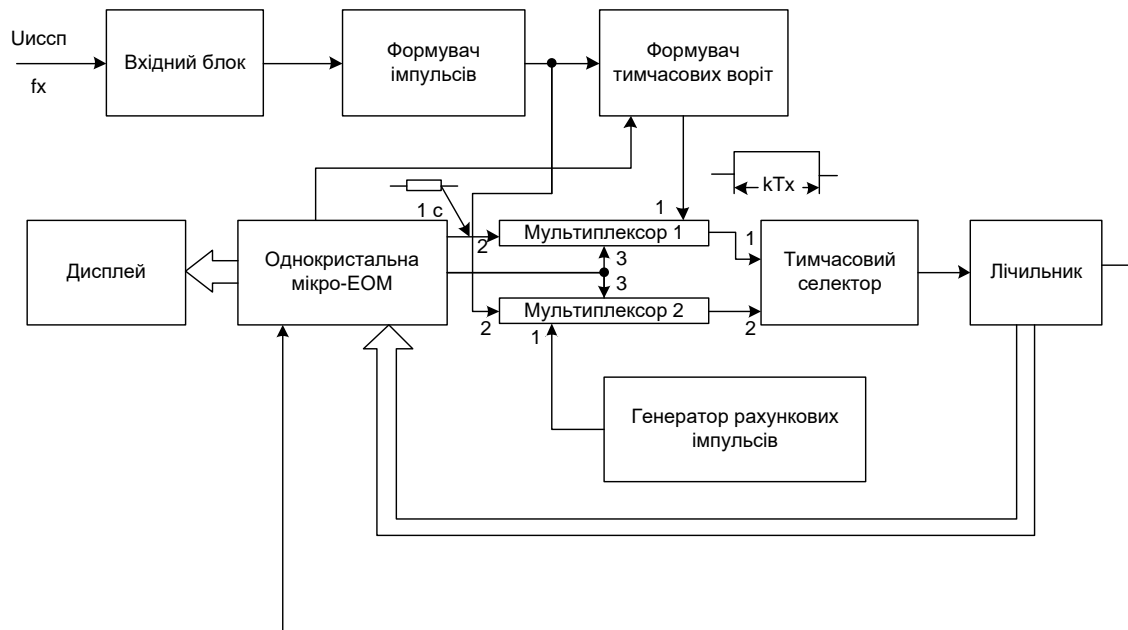


Рисунок 4.9 – Структурна схема цифрового частотоміра для мультиметрів

Структурна схема частотоміра представлена на рисунку 4.9 та наведена в додатку С. Конструктивно формувачі імпульсів і часових рамок, мультиплексо-ри, часовий селектор, генератор, що виробляють лічильні імпульси з частотою проходження $F_{сч} = 400 \text{ кГц}$ і 12-розрядний двійковий лічильник розташовані всередині спеціалізованої інтегральної схеми (конкретні дані / приводяться для того, щоб зробити опис роботи приладу більш наочним; ті ж принципи можуть бути здійснені і при інших значеннях характеристик), Частоти від 20 Гц до 2кГц визначаються непрямим шляхом: чи безпосередньо вимірюється період і по результату вимірювань мікро-ЕОМ обчислює значення частоти. Для частот, що лежать в межах 2...200 кГц, здійснюється пряме вимірювання. Доцільність такого рішення підтверджують наступні розрахункові дані. При непрямому вимірі значення частоти $f_x = 20 \text{ Гц}$ максимальна абсолютна похибка дискретності складе $\Delta f = 400/400 \cdot 10^3 = 0,001 \text{ Гц}$, а при прямому вимірюванні того ж значення частоти з встановленою тривалістю часових рамок 1 с ця похибка буде 1 Гц. Для частоти 200 Гц абсолютні похибки відповідно вийдуть 0,1 Гц і 1 Гц. Легко встановити, що непряме вимірювання частоти 2 кГц супроводжується абсолютною похибкою $\Delta f = 10 \text{ Гц}$, а пряме - $\Delta f = 1 \text{ Гц}$.

4.7 Частотомір на Arduino

Бібліотека `FreqCount`, дозволяє на своїй основі створити досить точний частотомір, з різними інтервалами часу вимірювання. Так само невелика корекція файлу бібліотеки дозволяє відкалібрувати частотомір.

На рисунку 4.10 показана та наведена в додатку Т схема частотоміра, крім плати Arduino і однієї кнопки, частотомір містить підсилювач-формувавч, який дозволяє вимірювати частоту як імпульсного, так і синусоїдального сигналу. Максимальна частота яку може вимірювати частотомір складає 6,5 МГц, так само є три інтервали часу вимірювання - 0,1, 1 і 10 секунд.

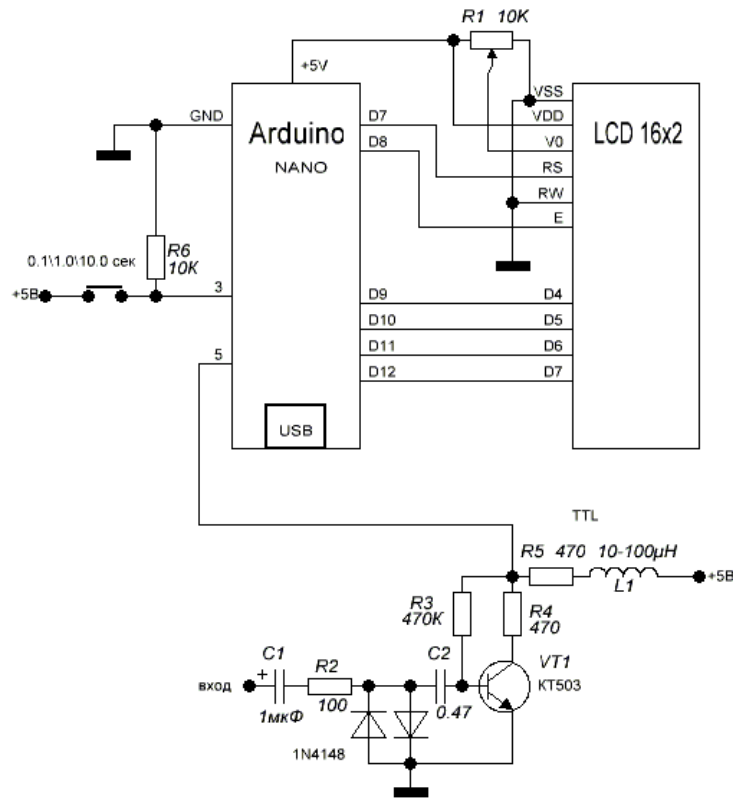


Рисунок 4.10 – Схема частотоміра на Arduino

Приведемо програмний код для мікроконтролера в середовищі Arduino IDE

```
#include <FreqCount.h>
#include <LiquidCrystal.h>
// вход частотомера 5
LiquidCrystal lcd(7, 8, 9, 10, 11, 12); // RS,E,D4,D5,D6,D7
void setup() {
  lcd.begin(16, 2); // LCD 16X2
  pinMode(3, INPUT);
  FreqCount.begin(1000);
}
unsigned long f; float f0;
int x,n=3,r;
void loop() {
  if(digitalRead(3)==HIGH){n++;x=0;delay(100);}
  lcd.setCursor(0,1);
```

```

if(n==1){x++;if(x==1){FreqCount.begin(100);}r=-1;lcd.print("T = 0.1 s ");}
if(n==2){x++;if(x==1){FreqCount.begin(10000);}r=1;lcd.print("T = 10 s ");}
if(n==3){x++;if(x==1){FreqCount.begin(1000);}r=0;lcd.print("T = 1 s ");}
if(n>3){n=1;}
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("F = ");
if(f>=1000000 && n==3){f0=f/1000000.0;lcd.print(f0,6+r);lcd.print(" MHz");}
if(f<1000000 && n==3){f0=f/1000.0;lcd.print(f0,3+r);lcd.print(" kHz");}
if(f>=100000 && n==1){f0=f/100000.0;lcd.print(f0,6+r);lcd.print(" MHz");}
if(f<100000 && n==1){f0=f/100.0;lcd.print(f0,3+r);lcd.print(" kHz");}
if(f>=10000000 && n==2){f0=f/10000000.0;lcd.print(f0,6+r);lcd.print("MHz");}
if(f<10000000 && n==2){f0=f/10000.0;lcd.print(f0,3+r);lcd.print(" kHz");}
if (FreqCount.available()) {
  f = FreqCount.read();
  lcd.setCursor(10,1);lcd.print("***");
}
delay(200);
lcd.clear();
}

```

4.8 Розробка радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача

На підставі проведених досліджень представлених в розділі 3, запропонована схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача (див. рисунок 4.11) та наведена в додатку У. Схема пристрою представлена в САПР DipTrace 3.3

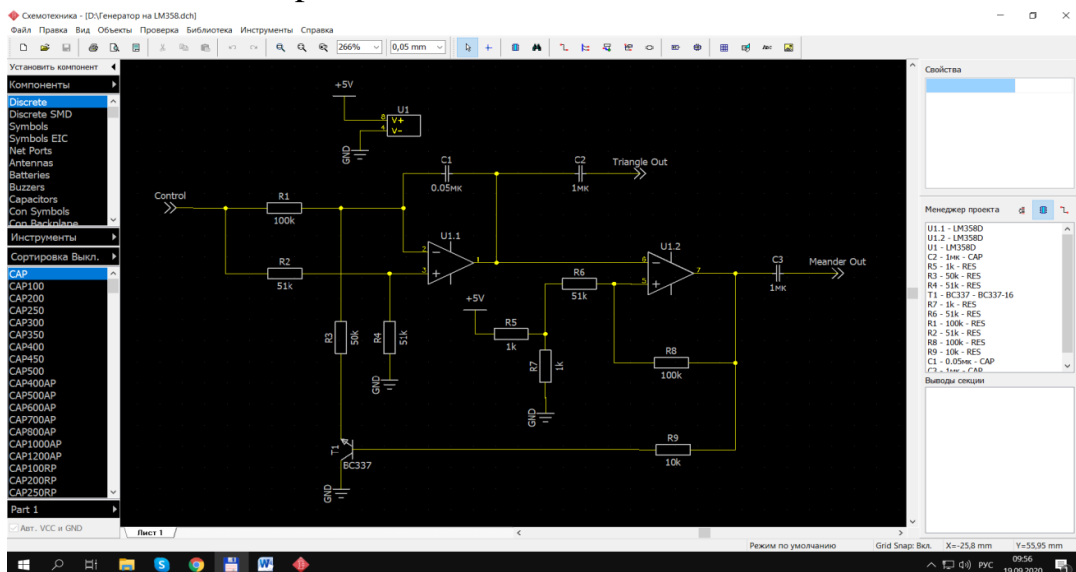


Рисунок 4.11 – Схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3

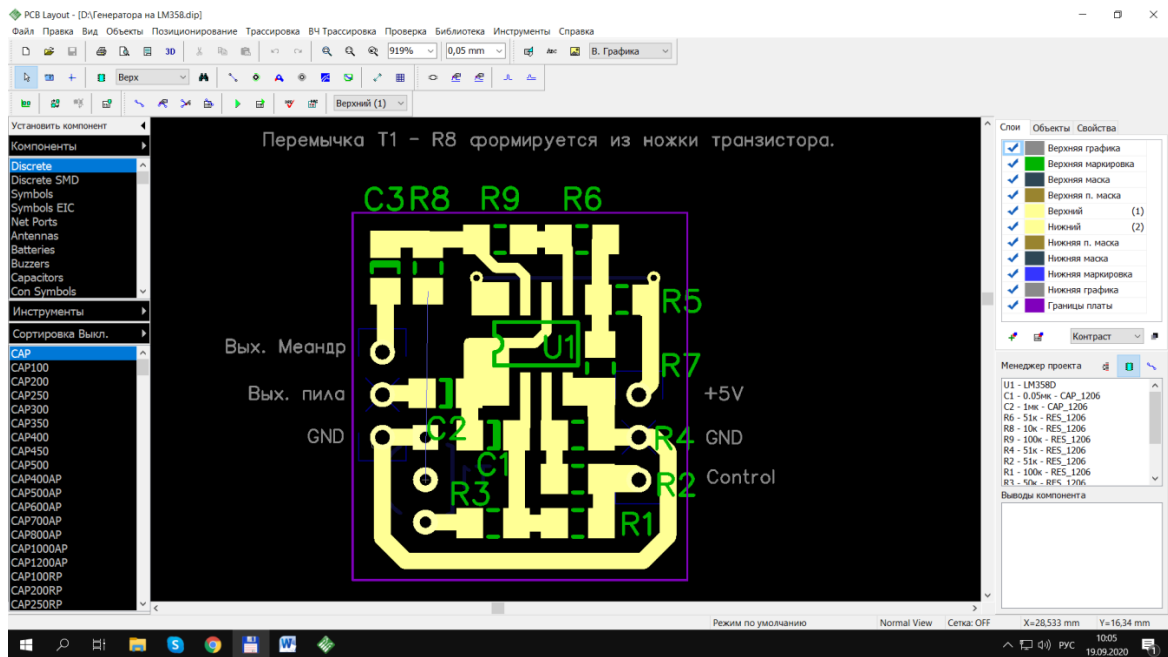


Рисунок 4.12 – Друкована плата радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3

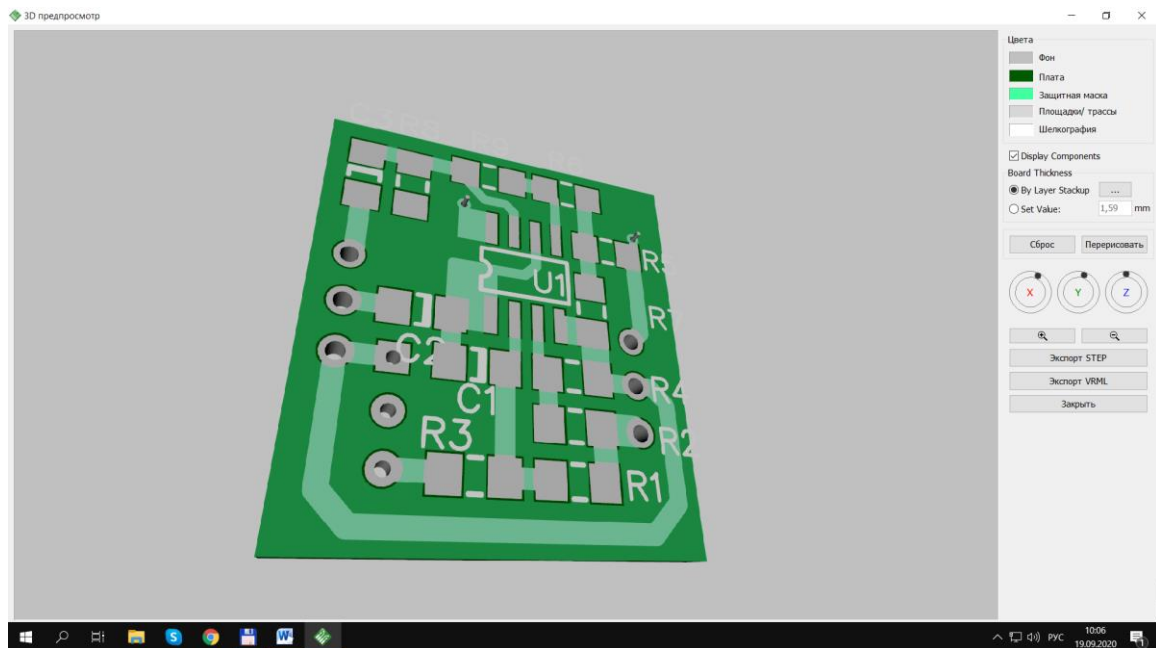


Рисунок 4.13 – 3D модель друкованої плати радіовимірювального перетворювача інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3

4.9 Висновки до розділу

Досліджено пристроїв вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірювальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

На практиці застосовуються наступні методи вимірювання частоти: метод дискретного рахунку, порівняння з зразковою частотою, резонансний, метод заряду і розряду конденсатора.

Метод дискретного рахунку заснований на кроку числа періодів вимірюваної частоти за калібрований інтервал часу. Частотоміри, що працюють за даним принципом, є цифровими вимірювальними приладами. Метод є найбільш точним і перспективним. Застосовується в діапазоні частот від десятка герц до сотень мегагерц. Відносна похибка вимірювання частоти досягає 10^{-3} ... 10^{-10} . Даний метод вибраний як базовий для створення частотоміру на мікроконтролері Arduino.

Розроблено експериментальний зразок радіовимірювального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Таблиця 5.1 Основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Прилад, що проектується	Відношення параметрів
Напруга живлення	В	15	12	1,25
Кількість виконуваних функцій	шт.	1	1	1
Маса	кг	0,1	0,05	2
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	10 000	1
Швидкість та легкість налаштування	бали	5	7	1,4

5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов'язана з дослідженням радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів. Виходячи з відповідних вимог НТП, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР 2 роки і менше (+2), при чому технічні показники результатів плануються нижче рівня кращих світових зразків (-2); наявності можливості отримання авторських свідоцтв на винахід – впевненість в отриманні авторських свідоцтв (+2); а строк окупності витрат – 2 роки і менше (+3).

В таблиці 5.2 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 5.2 – Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення НДР	2 роки і менше	+2
	3 роки	+1
	4 роки	0
	5-6 років	-1
	7 років і більше	-2
Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків	+2
	На рівні кращих світових зразків	0
	Нижче рівня кращих світових зразків	-2

Продовження таблиці 5.2 – Критерії та бальна оцінка для визначення науково-технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв	+2
	Часткові можливості	0
	Можливості немає	-1
Строк окупності витрат	2 роки і менше	+3
	3-4 роки	+2
	5 років	0
	6-7 років	-1
	8 років і більше	-2

В таблиці 5.3 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 5.3 – Можливі результати оцінки теми НДДКР

Сума індексів	Оцінка теми
Позитивна(+)	Розробка є досить перспективною
Задовільна(0)	Розробка перспективна
Негативна(-)	Розробка не перспективна

Проаналізувавши дані таблиць 5.2 та 5.3, та підрахувавши загальну суму балів (+2-2+2+3=+5), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження радіовиміррювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів є досить перспективною.

5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 5.4. [54]

Таблиця 5.4 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає

Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні дешеві та доступні матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експертами:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	3	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	3	4
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	3	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	2	2
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	4	4
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	2	3	2
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	3
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	3	3	2
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	3	3
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	2	2	2
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	1	2	1
12. Практична здійсненність (розробка документів)	1	1	1
Сума балів	31	31	31
Середньоарифметична сума балів <u>СБ</u>	<u>31,0</u>		

За даними таблиці 5.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.6. [54]

Таблиця 5.6 - Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ, розрахована на основі виснов-	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 - 10	Низький
11 - 20	Нижче середнього
21 - 30	Середній
31 - 40	Вище середнього
41 - 48	Високий

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 31,0 бала, що, згідно таблиці 5.6, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

5.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки

Виводячи на ринок новинку виробник вважає, що тієї новизни, якою наділений новий товар є достатньо для того, щоб він був сприйнятий споживачем як новий. Але це не завжди так, в силу того, що споживач і виробник неоднозначно визначають її рівень новизни.

Саме визначення рівня і ступеня інтегральної новизни товару є найбільш актуальним, оскільки її рівень визначає ступінь однакового позитивного сприйняття новизни товару як виробником, так і споживачем, а отже і ринком в цілому, а це, у свою чергу, є гарантією того, що новинка знайде своє місце на ринку, користуватиметься попитом у споживачів і забезпечить відшкодування витрат, зазнаних товаровиробником під час розроблення та виробництва інноваційного продукту [56].

Рівень новизни нової продукції пропонується розраховувати експертним методом шляхом протиставлення нової продукції та її аналогів, що існують в даний час на ринку, за чинниками що визначають її значення, в системі «краще-гірше». Рівень новизни пропонується встановлювати відносно рівня аналога (або товару, що досить близький до аналога).

Для визначення i -го виду новизни, застосуємо чинники, які впливають на її рівень. Кожен чинник i -го виду новизни розраховуємо в балах. Більша кількість набраних балів свідчить про більший рівень новизни. Для оцінювання рівня новизни використаємо думки експертів, які встановлюють визначені бали відповідним чинникам. Бал відповідності пропонується в діапазоні від (-5 – значно гірше аналога до +5 – значно краще аналога). Результати попереднього оцінювання зведемо до відповідного листа оцінювання (таблиця 5.7).

Таблиця 5.7 – Лист оцінювання рівня новизни

Види та чинники		Бали та експерти		
		Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
<i>1</i>		<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>
Споживча новизна	Питома вага 0,24	Максимальний бал $B_{i MAX}$		25
1. Зміна поведінкових звичок споживача		4	4	4
2. Ступінь задоволення потреб і запитів		4	4	4
3. Спосіб задоволення потреби		3	3	3
4. Формування нової потреби		0	0	0
5. Формування нового споживача		2	3	2
Середній бал експертів $B_{i omp}$		13		
Товарна новизна	Питома вага 0,22	Максимальний бал $B_{i MAX}$		30
1. Параметричні зміни показників продукції				
1.1. Якісні		4	4	4
1.2. Технічні		3	3	3
1.3. Економічні		2	1	2
1.4. Сервісні		3	4	5
2. Якість продукції по відношенню до конкурентів		4	4	4
3. Функціональні зміни		5	4	4
Середній бал експертів $B_{i omp}$		21		
Виробнича новизна	Питома вага 0,037	Максимальний бал $B_{i MAX}$		25
1. Рівень унікальності товару для підприємства		5	5	5
2. Рівень унікальності для галузі		2	2	2
3. Рівень унікальності товару для країни		1	0	2
4. Зміна виробничої системи		4	4	4
5. Відносно існуючого асортименту		3	3	4
Середній бал експертів $B_{i omp}$		15		
Прогресивна новизна	Питома вага 0,167	Максимальний бал $B_{i MAX}$		25
1. Зміна технології виготовлення		4	4	4
2. Рівень застосування нових компонентів і матеріалів		3	3	3
3. Зміна технологічного принципу дії виробу		1	2	1
4. Зміна конструктивного виконання		3	4	3
5. Рівень застосування інновацій		2	2	2
Середній бал експертів $B_{i omp}$		14		
Ринкова новизна	Питома вага 0,11	Максимальний бал $B_{i MAX}$		20
1. Новий виріб на новому ринку		0	0	0

Продовження таблиці 5.7 – Лист оцінювання рівня новизни

2. Новий виріб на відомому ринку		1	1	1
3. Модернізований виріб		2	2	2
4. Нова модель		1	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$		5		
Екологічна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$		20
1. Рівень екологічної чистоти технології виробництва		3	3	2
2. Рівень впровадження мало- та безвідходних технологій		4	4	3
3. Рівень екологічно небезпечних режимів експлуатації продукції		1	1	1
4. Рівень забруднення навколишнього середовища		0	0	0
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$		7		
Соціальна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$		20
1. Використання нового товару приводить до покращення стану здоров'я нації		1	1	1
2. Використання нового товару приводить до зростання доходів населення		1	2	2
3. Виробництво нового товару приводить до збільшення (зменшення) кількості робочих місць на підприємстві		4	5	4
4. Виробництво нового товару приводить до підвищення кваліфікації персоналу		2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$		9		
Маркетингова новизна	Питома вага 0,15	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$		20
1. Нові методи маркетингових досліджень		1	1	1
2. Вживання нових стратегій сегментації ринку		0	0	0
3. Вибір нової маркетингової стратегії обхвату і розвитку цільового сегмента		0	0	0
4. Побудова нових каналів збуту		2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$		3		

Значення i -го виду новизни пропонується розрахувати за формулою [56]

$$I_i = \frac{B_{i\ oмп}}{B_{i\ MAX}}, \quad (5.1)$$

де $B_{i\text{ отр}}$ – отримана кількість балів за шкалою оцінок чинників, що визначають i -й вид новизни;

$B_{i\text{ MAX}}$ – максимальна кількість балів, що може бути отримана за i -м видом новизни.

Загальний рівень інтегральної новизни розраховується шляхом перемноження отриманого значення i -го виду новизни на її вагомість, причому вагомість i -го виду новизни визначається експертним методом, за формулою [56]

$$N_{\text{інт}} = \sum_i^n W_i \cdot I_i, \quad (5.2)$$

де $N_{\text{інт}}$ – рівень інтегральної (сукупної) новизни;

W_i – вагомість (питома вага) i -го виду новизни;

n – загальна кількість видів новизни.

$$N_{\text{інт}} = (0,24 \cdot 13/25) + (0,22 \cdot 21/30) + 0,037 \cdot 15/25 + (0,167 \cdot 14/25) + (0,11 \cdot 5/20) + (0,038 \cdot 7/20) + (0,038 \cdot 9/20) + (0,15 \cdot 3/20) = 0,48.$$

Отримане значення інтегрального рівня новизни зіставляємо зі шкалою, що наведена в табл. 5.8.

Таблиця 5.8 – Рівні новизни нового товару та їхня характеристика

Рівні новизни товару	Значення інтегральної новизни	Характеристика товару	Вид нового товару
Найвища	1,00	Абсолютно новий товар	Новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар)
Висока	0,8...0,99	Товар, який не має аналогів	
Значуща	0,6...0,79	Принципова зміна споживчих властивостей товару	
Достатня	0,4...0,59	Принципова технологічна модифікація товару	
Незначна	0,2...0,39	Кардинальна зміна параметрів	Новий товар
Помилкова	0,00...0,19	Малоістотна модифікація	

Згідно таблиці 5.8 розробка відповідає рівню - новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар), а значення інтегральної новизни 0,48, що визначається як принципова технологічна модифікація товару.

5.1.3 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення

В процесі дослідження необхідно розглянути основні технічні показники, пристрою, що може бути спроектований в результаті проведення дослідження радіовимірjuвальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [55]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.3)$$

де k – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу i -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом і при цьому має

виконуватись умова $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$;

β_i – відносне значення i -го технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення β_i для різних випадків розраховують за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (5.4)$$

де I_{ni} та I_{na} – чисельні значення конкретного i -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (5.5)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та майбутньої розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Порівняння основних параметрів пристрою що проектується та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Напруга живлення	В	15	12	1,25	0,05
Кількість виконуваних функцій	шт.	1	1	1	0,15
Маса	кг	0,1	0,05	2	0,25
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	10 000	1	0,35
Швидкість та легкість налаштування	бали	5	7	1,4	0,2

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 1,25 * 0,05 + 1 * 0,15 + 2 * 0,25 + 1 * 0,35 + 1,4 * 0,2 = 1,34.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, проектований компонент переважає існуючі аналоги приблизно в 1,34 рази.

Висновки

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 31,0 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, удосконалений пристрій переважає існуючі аналоги приблизно в 1,34

рази. Отже можна зробити висновок про доцільність проведення НДДКР з дослідження та розробки радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.

5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано доцільність проведення НДДКР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДДКР стосовно дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.

Для економічного розрахунку проведення НДДКР потрібно скласти кошторис витрат, який передбачає розрахунок визначених основних статей витрат.

Основна заробітна плата дослідників та розробників, яка розраховується за формулою [54]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.6)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (дослідника), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці, 21 дн;

t – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10000,00	476,19	45	21428,57
2. Аналітик операційних систем	9500,00	452,38	15	6785,71
3. Інженер-метролог	9450,00	450,00	7	3150,00
5. Інженер-конструктор радіоапаратури	9500,00	452,38	35	15833,33
5. Технік	6200,00	295,24	21	6200,00
Разом				53397,62

Витрати на основну заробітну плату працівників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження радіовимірвальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, підготовку та формування баз даних, підготовку та монтаж обладнання, макетів, виготовлення дослідних зразків тощо, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [54]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.7)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою [54]

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (5.8)$$

де, M_m – прожитковий мінімум працездатної особи, грн., $M_m = 2197,00$ грн.;

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p - число робочих днів в місяці, $T_p = 21$ дн;

T_{zm} - тривалість зміни, $T_{zm} = 8$ годин.

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудомісткість, нормо-годин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
вхідний контроль комплектуючих ЕРЕ;	3,0	5	1,7	38,91	116,72
технологічні тренування комплектуючих ЕРЕ та вузлів;	5,2	4	1,5	34,33	178,51

Продовження таблиці 5.11 – Витрати на основну заробітну плату працівників

складання;	2,5	5	1,7	38,91	97,26
електричний монтаж;	1,2	6	2	45,77	54,93
технічний контроль монтажу та складання;	0,5	5	1,7	38,91	19,45
захист виробу від дії навколишнього середовища	0,4	6	2	45,77	18,31
Разом					485,17

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДДКР розраховується як 10% від основної заробітної плати розробників та працівників

$$Z_d = Z_o \cdot 10 / 100\% \quad (5.9)$$

$$Z_d = (53397,62 + 485,17) \cdot 10 / 100 \% = 5388,28 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

Згідно діючого законодавства нарахування на заробітну плату складають 22% від суми основної та додаткової заробітної плати

$$H_3 = (Z_o + Z_d) \cdot 22\% / 100\% \quad (5.10)$$

$$H_3 = (53397,62 + 485,17 + 5388,28) \cdot 22\% / 100\% = 13039,64 \text{ (грн.)}$$

Витрати на матеріали на даному етапі проведення НДДКР пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних блоків і компонентів, тому дані витрати формуються на основі як офісних витратних матеріалів так і обмеженого переліку матеріалів.

Витрати на матеріали, що були використані при проведенні досліджень, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [54]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.11)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;

C_i - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.12.

Таблиця 5.12 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
1.Склотекстоліт СТФ 2 – 1.5	кг	105,00	0,1	10,50
2.Хлорне залізо	кг	256,00	0,03	7,68
3.Дріт монтажний	кг	84,00	0,06	5,04
4.Лак УР-231	шт.	178,00	0,02	3,56
5.Спирт етиловий	кг	154,00	0,2	30,80
6.Припій ПОС-61	кг	567,00	0,027	15,31
7.Флюс БС-2	кг	125,00	0,015	1,88
8. Папір канцелярський	уп.	87,00	0,21	18,27
9. Компакт-диски	шт.	11,00	3	33,00
10. Канцелярські товари	компл.	125,00	4	500,00
11. Офісне начиння	комплект	146,00	4	584,00
Всього				1210,03

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 1210,03 * 1,11 = 1343,14 \text{ грн.}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, розраховуються за формулою

$$H = \sum_{i=1}^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.12)$$

де: H_i - кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i - покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,11$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.13.

Таблиця 5.13 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори			
SMD 0805	20	4,50	90,00
SMD AVX B,C, D	7	9,50	66,50
Резистори			
SMD 0805	52	0,85	44,20
Дросель SMD	2	5,40	10,80
Дисплей			
LCD 16x2	1	156,00	156,00
Мікросхеми			
Arduino Nano	1	260,00	260,00
LM358	4	16,00	64,00
ОРА52	2	44,50	89,00
Транзистори			
BC847	3	2,40	7,20
BC857	3	2,45	7,35
Діоди			
1N4148	2	4,60	9,20
Всього			804,25

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 804,25 \cdot 1,11 = 892,72 \text{ (грн.)}$$

Амортизація обладнання для проведення досліджень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_e} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.13)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

T_e – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці 5.14.

Таблиця 5.14 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	18250,00	5	1	304,17
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	14550,00	5	1	242,50
Осцилограф	6800,00	4	1	141,67
Вольтметр	6200,00	4	1	129,17
Програмне забезпечення	7850,00	4	1	163,54
Лабораторія	254000,00	25	1	846,67
Всього				1827,71

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [54]

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (5.14)$$

де, V – вартість 1 кВт-години електроенергії, $V = 2,91$ грн./кВт – година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.15.

Таблиця 5.15 – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	240	0,25	0,95	165,87
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	200	0,56	0,95	309,62
Осцилограф	80	0,16	0,95	35,39
Вольтметр	80	0,25	0,95	55,29
Всього				566,17

Інші витрати охоплюють: загальнопромислові витрати, адміністративні витрати, витрати на відрядження, матеріали, окремі непередбачені витрати, зв'язок, витрати на інтернет-послуги тощо.

Інші витрати доцільно приймати як 200...300% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників. Величина інших витрат складе

$$I = (53397,62 + 485,17) \cdot 200\% / 100\% = 107765,58 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

Сума всіх попередніх статей витрат дає загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи

$$B = 53397,62 + 485,17 + 5388,28 + 13039,64 + 1210,03 + 892,72 + 1827,71 + 566,17 + 107765,58 = 184572,91 \text{ (грн.)}$$

5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою

Витрати на матеріали, що були використані на розробку пристрою, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [55]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.15)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;
 C_i - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;
 K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;
 n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.16.

Таблиця 5.16 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
1.Склотекстоліт СТФ 2 – 1.5	кг	105,00	0,1	10,50
2.Хлорне залізо	кг	256,00	0,03	7,68
3.Дріт монтажний	кг	84,00	0,06	5,04
4.Лак УР-231	шт.	178,00	0,02	3,56
5.Спирт етиловий	кг	154,00	0,2	30,80
6.Припій ПОС-61	кг	567,00	0,027	15,31
7.Флюс БС-2	кг	125,00	0,015	1,88
8. Кабель силовий	кг	169,00	0,21	35,49
Всього				110,25

Вартість основних матеріалів з урахуванням транспортних витрат складає

$$M = 110,25 \cdot 1,11 = 122,38 \text{ (грн.)}$$

Витрати на комплектуючі, що були використані на виготовлення пристрою, розраховуються за формулою

$$H = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.16)$$

де: H_i — кількість комплектуючих i -го виду, шт.;
 C_i — покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;
 K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;
 n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.17.

Таблиця 5.17 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори			
SMD 0805	20	4,50	90,00
SMD AVX B, C, D	7	9,50	66,50
Резистори			
SMD 0805	52	0,85	44,20
Дросель SMD	2	5,40	10,80
Дисплей			
LCD 16x2	1	156,00	156,00
Мікросхеми			
Arduino Nano	1	260,00	260,00
LM358	4	16,00	64,00
OPA52	2	44,50	89,00
Транзистори			
BC847	3	2,40	7,20
BC857	3	2,45	7,35
Діоди			
1N4148	2	4,60	9,20
Разом прибіл.			804,25

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 804,25 \cdot 1,11 = 892,72 \text{ (грн.)}$$

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p), що здійснюють виготовлення пристрою, складання та попереднє налагодження, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [55]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.17)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (5.18)$$

де, M_m – прожитковий мінімум для працездатної особи, грн., $M_m = 2197,00$ грн.;

K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p – число робочих днів в місяці, $T_p = 21$ дн;

T_{zm} – тривалість зміни, $T_{zm} = 8$ годин.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.18.

Таблиця 5.18 – Витрати на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Трудо- міст- кість, нормо- годин	Розряд роботи	Тариф- ний кое- фіцієнт	Погодин- на тариф- на ставка, грн.	Величина оплати, грн.
вхідний контроль ком- плектуючих ЕРЕ;	0,1	4	1,5	34,33	3,43
технологічні тренування комплектуючих ЕРЕ та вузлів;	0,23	6	2	45,77	10,53
складання;	0,12	5	1,7	38,91	4,67
електричний монтаж;	0,17	6	2	45,77	7,78
технічний контроль мон- тажу та складання;	0,21	4	1,5	34,33	7,21
захист виробу від дії навколишнього середо- вища;	0,02	6	2	45,77	0,92
технологічне тренування виробу;	0,13	5	1,7	38,91	5,06
налагодження виробу;	0,03	6	2	45,77	1,37
випробування виробу;	0,01	6	2	45,77	0,46
вихідний контроль	0,1	6	2	45,77	4,58
Разом прибрл.					46,00

Додаткова заробітна плата робітників, які приймали участь в виготовленні пристрою.

Розраховується як 10% від основної заробітної плати розробників та робітників

$$Z_d = Z_o \cdot 10 / 100\% , \quad (5.19)$$

$$Z_d = 46,00 \cdot 10 / 100 \% = 4,60 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату розробників та робітників.

Згідно діючого законодавства нарахування (ЄСВ) на заробітну плату складають 22 % від суми основної та додаткової заробітної плати

$$H_z = (Z_o + Z_d) \cdot 22 / 100\% , \quad (5.20)$$

$$H_z = (46,00 + 4,60) \cdot 22 / 100\% = 11,13 \text{ (грн.)}$$

Витрати на силову електроенергію розраховуються за формулою:

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n , \quad (5.21)$$

де, V – вартість 1 кВт-години електроенергії, $V = 2,91$ грн./кВт –година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності, $K_n=0,95$.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.19.

Таблиця 5.19 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати, грн
Вимірювальний комплекс	1,5	0,32	0,95	1,33
Генератор сигналів	1,2	0,15	0,95	0,50
Осцилограф	1,3	0,15	0,95	0,54
Частотомір	1,25	0,16	0,95	0,55
Монтажне обладнання	1,3	0,82	0,95	2,95
Всього				5,86

Загальновиробничі витрати розраховуються згідно нормативів до основної заробітної плати основних робітників і складають

$$H_{зв} = Z_o \cdot 200 / 100\%, \quad (5.22)$$

$$H_{зв} = 46,00 \cdot 200 / 100\% = 92,00 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість одиниці продукції

Виробнича собівартість одиниці продукції визначається як сума всіх попередніх витрат

$$S = 46,00 + 4,60 + 11,13 + 110,25 + 892,72 + 5,86 + 92,00 = 1162,57 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість пристрою складає 1162,57 (грн.).

5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0

Визначення можливої ціни реалізації об'єкта розробки здійснюється на підставі аналізу нижньої та верхньої межі ціни.

Нижня межа ціни

Нижня межа ціни ($C_{нмр}$) захищає інтереси виробника продукції і передбачає, що ціна повинна покрити витрати виробника, які пов'язані з виробництвом та реалізацією продукції, і має забезпечити рівень рентабельності не нижче того, що має підприємство при виробництві вже освоєної продукції.

Ціна реалізації в цьому випадку розраховується за формулою [56]

$$C_{нмр} = S_{\text{в}} \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right), \quad (5.23)$$

де $C_{нмр}$ – нижня межа ціни реалізації виробу, грн.;

$S_{\text{в}}$ – виробнича собівартість виробу, грн.;

P – нормативний рівень рентабельності, %, рекомендується приймати $P=20\dots60\%$;

w – ставка податку на додану вартість, %, за станом на 2020 рік, $w=18\%$.

Необхідність врахування податку на додану вартість виникає у зв'язку з тим, що коли буде встановлюватись верхня межа ціни, а потім договірна ціна, то ціна базового виробу зазвичай містить цей податок.

$$C_{нмр} = S_е \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right) = 1162,57 \cdot (1 + 25/100) \cdot (1 + 20/100) = 1743,85 \text{ (грн.)}$$

Верхня межа ціни

Верхня межа ціни ($C_{вмр}$) захищає інтереси споживача і визначається тією ціною, яку споживач готовий сплатити за продукцію з кращою споживчою якістю.

Параметри якості продукції змінюються у відповідності до показника якості і складає $B_2 = 1,34$, а ціна конкурентів на аналогічний продукт складає 2150,00 грн.

$$C_{вмр} = C_б \cdot B_n, \quad (5.24)$$

$$C_{вмр} = 2150,00 \cdot 1,34 = 2886,38 \text{ (грн.)}$$

Договірна ціна ($C_{дог}$) може бути встановлена за домовленістю між виробником і споживачем в інтервалі між нижньою та верхньою лімітними цінами згідно виразу

$$C_{нмр} < C_{дог} < C_{вмр}$$

З метою забезпечення реалізації продукції договірну ціну приймемо у розмірі 1800,00 грн. Така ціна забезпечить підприємству виробнику покриття витрат і додаткові конкурентні переваги на ринку, зацікавивши споживачів покращеними характеристиками та нижчою ціною в порівнянні з конкурентами.

5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення

Розрахунок чистого прибутку для виробника проводиться за формулою

$$\Pi = \left\{ \left[C_p - \frac{(C_p - MP) \cdot f}{100} - S_b - \frac{q \cdot S_b}{100} \right] \cdot \left[1 - \frac{h}{100} \right] \right\} \cdot N \text{ (грн.)}$$

де: C_p – ціна реалізації виробу, носія з програмним продуктом тощо, грн.;
 MP – вартість матеріальних та інших ресурсів, які були придбані виробником для виготовлення готової продукції; рекомендується приймати: $MP = (0,4 \div 0,6)C_p$;

S_e – виробнича собівартість вибору, носія з програмним продуктом тощо, грн.;
 f – зустрічна ставка податку на додану вартість, %. В 2020 р. $f = 16,67\%$;
 h – ставка податку на прибуток, %. В 2020 р. $h = 18\%$;
 q – норматив, який визначає величину адміністративних витрат, витрат на збут та інші операційні витрати, %; рекомендується приймати $q = 5 \div 10\%$.
 N – число виробів (носіїв), які планується реалізувати за рік, 550 шт.;

$$\Pi = 1800,00 - (1800,00 - 1002,97) * 16,67 / 100\% - 1162,57 - (0,1 * 1162,57) * (1 - 18 / 100) * 550 = 175129,07 \text{ (грн.)}$$

Чистий прибуток для виробника складе 175129,07 (грн.).

5.2.4 Розрахунок терміну окупності витрат для виробника

Розрахуємо термін окупності витрат T_o (в роках) для виробника за формулою

$$T_o = \frac{B}{\Pi} \quad (5.25)$$

де B – кошторис витрат на розробку та дослідження, $B = 184572,91$ грн.
 Π – чистий прибуток для виробника протягом одного року
 $\Pi = 175129,07$ (грн.).

$$T_o = 184572,91 / 175129,07 = 1,05 \text{ (року).}$$

Термін окупності складає менше нормативного строку, отже розробку можна вважати економічно вигідною для виробника.

Висновки

При проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 184572,91 грн та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 1162,57 грн, визначений чистий прибуток (175129,07 грн), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 550 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 1,05 року і є меншим за нормативний.

Отже, можна зробити висновок, що розробка нового виробу є економічно вигідною.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Промислова безпека, яку розглядає охорона праці, має велике значення для трудової діяльності тому, що якраз вона контролює фізичний стан трудівника, що не може не відобразитись на його житті, здоров'ї та продуктивності роботи зокрема і у сфері радіотехніки.

В даному розділі наводиться аналіз шкідливих, небезпечних [57] і уражаючих для людини та навколишнього середовища чинників, що утворюються під час проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів. В ньому висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Згідно із [58] допустимі показники мікроклімату в робочій зоні для теплого та холодного періодів року наведені у таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату в приміщенні

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

При опроміненні менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м².

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

чої зони та підлягає систематичному контролю з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин [60]

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

При використанні ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться у повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів мають відповідати [60] та наведені у таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Число іонів в 1 см³ повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	<u>Максимально допустимі</u>
позитивний	400	1500-3000	50000
негативний	600	3000-5000	50000

З метою забезпечення нормованих показників мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено такі заходи: в приміщенні має бути розміщена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року; застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

6.1.2 Виробниче освітлення

Для забезпечення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються щодо якісних та кількісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, згідно [59] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *в*.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення і мінімальні освітленості для штучного освітлення

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

Так як приміщення знаходиться у м. Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом 225° , то за таких умов КЕО визначатиметься за виразом [59, 60]

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

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

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

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

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

Для встановлення нормативних значень параметрів освітлення передбачено: за недостатнього природного освітлення у світлу пору доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення; застосування комбінованого штучного освітлення в темну пору доби.

Визначимо параметри комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, якщо приміщення має розміри (м): $14 \times 6,2 \times 3,2$. Довжина та висота розміщення світильника $d = 0,44$ м і $h = 0,5$ м.

Система комбінованого штучного освітлення складається із загального та місцевого штучного освітлення.

Розрахунок загального рівномірного штучного освітлення проведемо за допомогою методу ліній, що світяться.

Лінійна щільність світлового потоку визначається за формулою:

$$\Phi' = \frac{1000EK_3h}{\mu\Sigma\varepsilon} \text{ [лм/м]}, \quad (6.2)$$

де E – нормована освітленість загального штучного освітлення, лк;

K_3 – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень $K_3 = 1,3 \dots 1,5$);

h – висота світильника над робочою поверхнею, м;

μ – коефіцієнт, що враховує відбиту складову освітленості;

$\Sigma\varepsilon$ – сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці, лк.

Висоту світильника над робочою поверхнею знайдемо за формулою:

$$h = H - h_3 - h_p \text{ [м]}, \quad (6.3)$$

де h_3 – висота звісу світильника ($h_3 = 0,15$ м);

h_p – висота умовної робочої поверхні ($h_p = 0,8$ м).

Світловий потік в кожному ряді ламп визначається за формулою:

$$\Phi = \Phi' a \text{ [лм]}, \quad (6.4)$$

де a – довжина приміщення, м.

Знайдемо відстань між рядами світильників за формулою

$$L_p = b / n_p \text{ [м]}, \quad (6.5)$$

де b – ширина приміщення, м;

n_p – кількість рядів світильників, шт.

Для забезпечення рівномірності освітлення розташовуємо світильники в $n_p = 2$ ряди.

Підставляючи відомі значення у формули (6.3, 6.5) отримаємо:

$$h = 3,2 - 0,15 - 0,8 = 2,25 \text{ (м)};$$

$$L_p = 6,2 / 2 = 3,1 \text{ (м).}$$

Згідно пп. 6.1.2 $E = 200$ лк.

Приймаємо коефіцієнт запасу $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$.

Для загального штучного освітлення приймаємо $\mu = 1,1 \dots 1,15 = 1,125$.

Контрольна точка А освітлюється чотирма відрізками ліній ("піврядами"), що пронумеровані числами 1...4 і показані на рисунку 6.1.

Сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці $\Sigma \varepsilon$ визначається за допомогою лінійних ізольоксів в залежності від співвідношень величин p' і L' , значення яких визначається за формулами:

$$p' = \frac{p}{h}; \quad (6.6)$$

$$L' = \frac{L}{h}, \quad (6.7)$$

де p – відстань від розрахункової точки, до півряду, м;

L – довжина півряду, м.

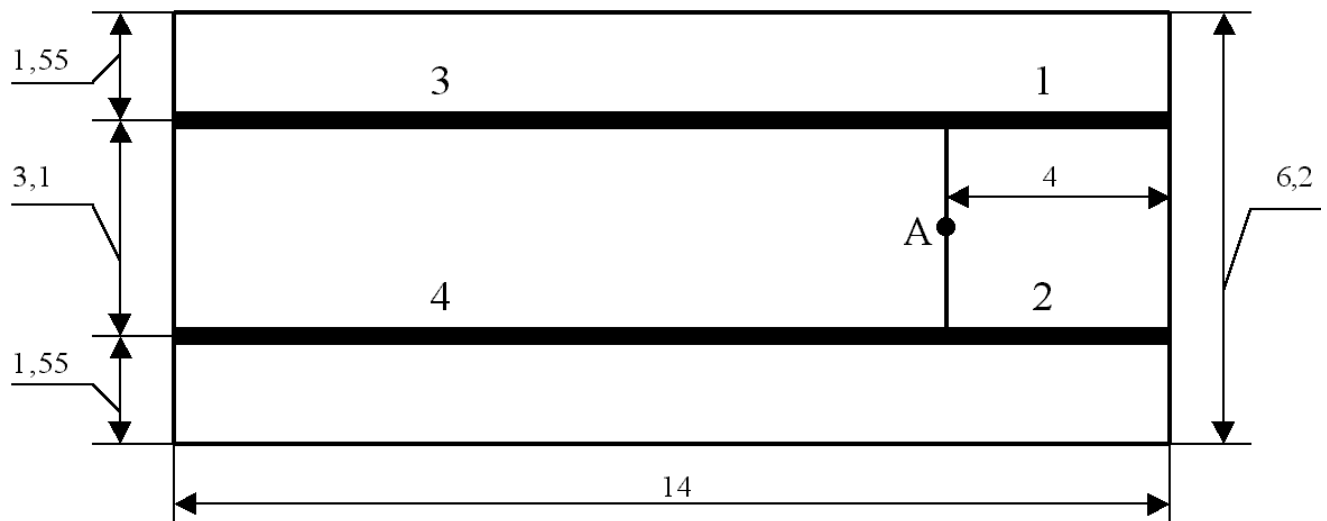


Рисунок 6.1 - Схема розміщення контрольної точки відносно світильників

Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці $\Sigma \varepsilon$ для світильників ЛДР з лампами ЛБ, отримані за формулами (6.6, 6.7) оформимо у вигляді таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці $\Sigma \varepsilon$

Півряд	p , м	L , м	p'	L'	ε , лк
1	1,55	4	0,6889	1,78	100,3
2	1,55	4	0,6889	1,78	100,3
3	1,55	10	0,6889	4,44	125,7
4	1,55	10	0,6889	4,44	125,7
					$\Sigma \varepsilon = 452$

Для світильників ЛДР приймаємо кількість ламп ЛБ-20 $n = 2$ шт., для яких світловий потік $\Phi_{л1} = 1200$ лм для кожної лампи.

Визначимо кількість світильників у ряді за формулою

$$N = \frac{\Phi}{n \cdot \Phi_{л1}} \text{ [шт.]}. \quad (6.8)$$

Підставляючи відомі значення у формули (6.2, 6.4, 6.8) одержимо:

$$\Phi' = \frac{1000 \cdot 200 \cdot 1,4 \cdot 2,25}{1 \cdot 452} = 1394 \text{ (лм/м)};$$

$$\Phi = 1394 \cdot 14 = 19516 \text{ (лм)};$$

$$N = \frac{19516}{2 \cdot 1200} \approx 8 \text{ (шт.)}.$$

Для $d = 0,44$ м і $h = 0,5$ м $\Sigma e = 31,7$ лк.

Світловий потік ламп світильника місцевого освітлення визначається за формулою:

$$\Phi_{л} = \frac{1000EK_3}{\mu \Sigma e} \text{ [лм]}, \quad (6.9)$$

де E – нормована освітленість при місцевому освітленні, лк;

K_3 – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$);

μ – коефіцієнт, що враховує відбиту складову освітленості;

Σe – сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці, лк.

Нормовану освітленість при місцевому штучному освітленні визначимо як різницю нормованих значень освітленості при комбінованому та зальному штучному освітленні:

$$E = E_k - E_z \text{ [лк]}, \quad (6.10)$$

де E_k – нормоване значення освітленості при комбінованому штучному освітленні, лк;

E_z – нормоване значення освітленості при зальному штучному освітленні, лк.

Згідно пп. 6.1.2 $E_k = 400$ лк; $E_z = 200$ лк.

Отже, визначимо нормовану освітленість при місцевому штучному освітленні:

$$E = 400 - 200 = 200 \text{ (лк)}.$$

Для місцевого штучного освітлення приймаємо $\mu = 1$.

Визначимо значення світлового потік ламп світильника місцевого освітлення:

$$\Phi_n = \frac{1000 \cdot 200 \cdot 1,4}{1 \cdot 31,7} = 8833 \text{ (лм)}.$$

Для світильника місцевого освітлення вибираємо лампи ЛБ-80, для яких світловий потік $\Phi_{л1} = 5400$ лм.

Визначимо кількість ламп в світильнику місцевого освітлення за формулою

$$n = \Phi_{л.ф} / \Phi_{л1} \text{ [шт]}; \quad (6.11)$$

$$n = 8833 / 5400 = 1,64 \text{ (шт)}.$$

Округлюємо число ламп у світильнику до найближчого цілого числа $n \approx 2$ шт.

Визначимо фактичне значення світлового потоку ламп світильника місцевого освітлення за формулою

$$\Phi_{л.ф} = n \Phi_{л1} \text{ [лм]}. \quad (6.12)$$

Визначимо сумарну електричну потужність всіх ламп світильника за формулою

$$\Sigma P_{CB} = P_{лn} \text{ [Вт]}, \quad (6.13)$$

де $P_L = 80$ Вт – потужність однієї лампи ЛБ-80.

Після підстановки відомих значень у формули (6.12, 6.13) одержимо:

$$\Phi_{л.ф} = 2 \cdot 5400 = 10800 \text{ (лм)};$$

$$\Sigma P_{CB} = 80 \cdot 2 = 160 \text{ (Вт)}.$$

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

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

Встановлено, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіовимірвальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

З метою попередження травмування працівників під дією шуму він підлягає нормуванню. Основним документом стосовно промислового шуму, діючим на території України, є [61], згідно з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у виробничих приміщеннях не повинні перевищувати значень, що наведено у таблиці 6.6.

Таблиця 6.6 – Нормовані рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

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

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 6.7 для локальної вібрації.

Таблиця 6.7 – Допустимі рівні віброприскорення [62]

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

З метою поліпшення віброакустичного клімату у приміщенні передбачено:

- 1) періодичне змащування підшипників вентиляторів блоку живлення комп'ютера та кулерів відеоадаптера та мікропроцесора;
- 2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

6.1.4 Виробничі випромінювання

Значення напруженості електромагнітного поля на робочих місцях з персональними комп'ютерами мають не перевищувати граничнодопустимі, які складають 20 кВ/м.

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регульовальних пристроїв не повинні перевищувати $7,74 \cdot 10^{-12}$ Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) у відповідності до [70].

Для гарантування захисту і досягнення нормативних рівнів випромінювань потрібно застосовувати приєкранні фільтри, локальні світлофільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

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

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розміщення робочих місць, оснащених ЕОМ виконується в приміщеннях з однобічним розташуванням світлових отворів, що неодмінно мають бути оснащені сонцезахисним пристроями: шторами та жалюзьями [63].

При розміщенні робочих місць у приміщеннях з джерелами небезпечних та шкідливих промислових факторів, вони зобов'язані розташовуватися в абсолютно ізольованих кабінетах з природним освітленням та організованим повітрообміном. Площа, на якій розташовується одне робоче місце для обслуговуючого персоналу, повинна складати не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм – не менше як 20 м^3 , а висота – не менше 3,2 м [64].

Поверхня підлоги повинна бути рівною, без вибоїн, не слизькою, зручною для вологого прибирання, мати антистатичні властивості. Забороняється застосовувати для оздоблення інтер'єру полімери, які забруднюють повітря шкідливими хімічними речовинами та сполуками.

6.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, де проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, значну увагу слід приділити уникненню загрози ураження електричним струмом. У відповідності до [65] це приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність значної (більше 75 %) вологості. Через це безпека використання електрообладнання має забезпечуватись рядом заходів, які передбачають використання ізоляції струмоведучих частин, захисного заземлення, захисних блокувань тощо [66].

6.2.3 Пожежна безпека

Згідно [67] приміщення, де проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Це приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості. Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 6.8.

Таблиця 6.8 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [67]

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

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної констру-

кції поширювати вогонь (межа поширення вогню); М0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; М1 – $M \leq 25$ см – для горизонтальних конструкцій; $M \leq 40$ см – для вертикальних і похилих конструкцій; нн – не нормується.

В таблиці 6.9 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 6.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [69]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м ² , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	Б	3	40	25	15	45	9	12	15	1	5200	–	–

Встановлюємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [68].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Серед потенційно небезпечних виробництв особливе місце посідають радіаційно-небезпечні об'єкти. Вони являють реальну небезпеку для людей, радіоелектронних систем, комп'ютерів тощо. Радіоактивне випромінювання діючи на матеріали і деталі апаратури комп'ютерних систем приводить до суттєвих змін в їх роботі. Дія іонізуючих випромінювань залежить від виду випромінювання, дози радіації та природи опромінюваної речовини.

Матеріали, які використовуються в електронних елементах (метали, неорганічні матеріали, напівпровідники, діелектрики, смоли та різні органічні сполуки), з яких виготовляється система по різному реагують на іонізуючі ви-

промінювання. Найбільш чутливі до радіації метали, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв. Конструювання РЕА стійкої до іонізуючого опромінення передбачає вибір матеріалів та елементної бази, а також конструктивних рішень, які зменшують вплив радіації.

Електромагнітні імпульси діють на роботу радіовимірювальних перетворювачів інформації, викликаючи в них оборотні і необоротні зміни. Електромагнітний імпульс являє собою велику небезпеку для електронної апаратури. Апаратура, виконана на напівпровідникових і інтегральних схемах, що працюють на малих струмах і напругах особливо нестійка до ЕМІ. Це відбувається тому, що така апаратура схильна до впливу зовнішніх полів. ЕМІ пробиває ізоляцію, випалює елементи електросхем радіоапаратури, викликає коротке замикання в радіо пристроях, іонізацію діелектриків.

ЕМІ ушкоджує транзистори, викликає іскріння в їх між контактних з'єднаннях і деяких областях провідної поверхні. У транзисторів спостерігається така залежність, чим вище коефіцієнт посилення транзистора, тим менше його електрична міцність. Для резисторів типу МЛТ і прецизійних гранична напруга біля 1 кВ. Великі струми, обумовлені прикладеним імпульсом напруги, проходячи через конденсатор, в місцях підвищеного опору можуть викликати нагрів шару металізації і його вигорання, порушити контакти між обкладками і основами.

6.3.1 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії іонізуючих випромінювань

Критерієм стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії іонізуючих випромінювань приймається максимальне значення експозиційної дози ($D_{e,гр}$), при якій можуть виникнути зворотні зміни параметрів елементів, але робота систем ще не порушується.

Вихідними даними для оцінки є максимальне значення потужності дози через одну годину після аварії p_{1max} Р/год; коефіцієнт послаблення радіації виробничими приміщеннями, транспортними засобами, $K_{посл}$. Приймаємо $p_{1max}=4,3$ Р/год, $K_{посл}=2$; $t_{п}=1$ год; $t_{рmax}=40000$ год.

Дослідження проводиться в наступній послідовності.

1. Аналізуються схема радіовимірювальних перетворювачів інформації і елементи від яких залежить її робота. В нашому випадку це мікросхеми, транзистори, конденсатори, резистори. Для кожного елементу визначається максимально допустима експозиційна доза ($D_{гр,i}$). Дані заносимо в таблицю 5.1. Аналізуємо дані і за мінімальним значенням $D_{гр,i}$ визначається границя стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації.

2. Визначається можлива експозиційна доза опромінення системи в заданих умовах протягом експлуатаційного терміну.

Таблиця 6.10 – Граничні дози опромінення елементів радіовимірювальних перетворювачів інформації.

№	Блоки	Елементи РЕА	$D_{зві}, P$	$D_{звб}, P$	$D_{гр}, P$
1	Живлення	Мікросхеми	10^5	10^4	10^4
		Діоди	10^4		
2	Прийомо- передавач	Конденсатори	10^7	10^7	
		Резистори	10^7		

$$D_M = \frac{2 \cdot P_{1max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{носл}} = \frac{2 \cdot 4,3 \cdot (\sqrt{40000} - \sqrt{1})}{2} = 1273,6 P.$$

3. Граничне значення експозиційної дози ($D_{гр.}$) порівнюється з D_M , що очікується на об'єкті, і робиться висновок про стійкість роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації. Оскільки $D_{гр.min} > D_M$ то РЕС стійка до радіації.

4. Розраховується допустимий час безпечної роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації у заданих умовах

$$t_o = \left(\frac{D_{гр.min} \cdot K_{носл} + 2 \cdot p_{1,max} \cdot \sqrt{t_n}}{2p_{1,max}} \right)^2 = \left(\frac{10^4 \cdot 2 + 2 \cdot 4,4\sqrt{1}}{2 \cdot 4,4} \right)^2 = 24445,25 \text{ год.}$$

6.4 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані: $E_B = 11,4 \text{ кВ/м}$, $U_{ж} = 220\text{В}$; 5В.

Дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації ведеться в послідовності:

1. Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля

$$E_T = 10^{-3} \cdot E_B = 10^{-3} \cdot 11,4 \cdot 10^3 = 11,4 \text{ (В/м)};$$

2. Радіовимірювальні перетворювачі інформації розподіляться на окремі функціональні вузли: система живлення, операційний блок.

На кожній ділянці визначається максимальна довжина вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини l_B і l_T . На ділянці системи живлення максимальна довжина вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини

$I_{В.Ж}=0,13$ м, $I_{Г.Ж}=0,11$ м. На ділянці операційного блоку $I_{В.М}=0,017$ м, $I_{Г.М}=0,021$ м.

3. Для кожної ділянки визначаються наведені напруги у струмопровідних частинах.

На ділянці системи живлення:

$$U_{В.Ж}=E_{Г} \cdot I_{В.Ж}=11,4 \cdot 0,13=1,08 \text{ (В)};$$

$$U_{Г.Ж}=E_{В} \cdot I_{Г.Ж}=11,4 \cdot 10^3 \cdot 0,11=1760 \text{ (В)}.$$

На ділянці операційного блоку:

$$U_{В.М}=E_{Г} \cdot I_{В.М}=11,4 \cdot 0,017=0,272 \text{ (В)};$$

$$U_{Г.М}=E_{В} \cdot I_{Г.М}=11,4 \cdot 10^3 \cdot 0,021=336 \text{ (В)}.$$

4. Визначається допустиме коливання напруги живлення

$$U_{Д} = U_{Ж} + \frac{U_{Ж} \cdot N}{100} [В],$$

На ділянці системи живлення

$$U_{ДЖ} = U_{Ж} + \frac{U_{Ж} \cdot N}{100} = 220 + \frac{220}{100} \cdot 5 = 231 \text{ (В)}.$$

На ділянці прийомопередавального блоку

$$U_{ДМ} = U_{М} + \frac{U_{М} \cdot N}{100} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,2 \text{ (В)}.$$

5. Визначаються коефіцієнти безпеки

$$K_{БВ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{Д}}{U_{В}}, K_{БГ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{Д}}{U_{Г}}.$$

Для ділянки живлення

$$K_{БВЖ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДЖ}}{U_{ВЖ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1,08} = 46,63 \geq 40 \text{ (дБ)},$$

$$K_{БГЖ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДЖ}}{U_{ГЖ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1760} = -17,63 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

Для ділянки операційного блоку

$$K_{БВМ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДМ}}{U_{ВМ}} = 20 \cdot \lg \frac{5,2}{0,272} = 33,31 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

$$K_{БГМ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДМ}}{U_{ГМ}} = 20 \cdot \lg \frac{5,2}{336} = -28,6 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

6. Результати розрахунків заносимо в таблицю 6.11.

Таблиця 6.11 - Результати розрахунків коефіцієнтів безпеки

Дільниця	U _д , В	E _в , В/м	E _г , В/м	U _в , В	U _г , В	K _{БВ} , дБ	K _{БГ} , дБ
Живлення	231	11400	11,4	1,08	1760	46,63	-17,63
Операційний блок	5,2	11400	11,4	0,272	336	33,31	-28,6

7. Дані таблиці аналізуємо і робимо висновки

Коефіцієнти безпеки менше 40 дБ, тому необхідно застосовувати екранування.

Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Визначається перехідне гасіння енергії електричного поля екраном (А, дБ). Для сталевого екрану визначається за допомогою формули

$$A = 5,2 \cdot t \cdot \sqrt{f} \text{ , (дБ)}$$

де t - товщина стінки екрану, см;

f – частота $f=15000$ Гц.

Для дільниці живлення

$$A_{ГЖ}=40-(-17,63)=47,63 \text{ (дБ)},$$

$$t = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{47,63}{5,2\sqrt{15000}} = 0,074 \text{ (см)}.$$

Для дільниці операційного блоку

$$A_{ГМ}=40-(-28,6)=68,6 \text{ (дБ)},$$

$$t = \frac{A_{ГМ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{68,6}{5,2\sqrt{15000}} = 0,11 \text{ (см)}.$$

Отже даному підрозділі була проведена дослідження стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації в умовах дії іонізуючих випромінювань і електромагнітного імпульсу. В умовах дії іонізуючих випромінювань час роботи системи перевищив заданий час. В умовах дії електромагнітного імпульсу коефіцієнт безпеки радіовимірювальних перетворювачів інформації для вертикальних струмопровідних частин дільниці живлення системи був більший за 40 дБ, в цьому випадку система стійка. Для горизонтальних струмопровідних частин дільниці живлення і для прийомопередавача коефіцієнт безпеки був менший за 40 дБ. Після застосування металевих екранів коефіцієнт безпеки став не менше 40 дБ, а тому система є стійкою до ЕМІ і може працювати без збоїв.

Висновки до розділу

Під час написання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, безпека в надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі в науковому плані досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента радіовимірювальних частотних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів фізичних величин в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

На підставі аналізу сучасних вимірювальних генераторних пристроїв, доведено перспективність напрямку – розробки схемо–технічних принципів побудови високочутливих радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання операційних підсилювачів.

В результаті аналізу сучасних генераторних пристроїв для вимірювання фізичних величин виявлено необхідність створення радіовимірювального перетворювача інформації, що усував би виявлені недоліки і характеризувався високою точністю і чутливістю. При цьому перетворювачі типу «фізична величина – частота» дозволяють вирішити проблеми узгодження радіовимірювальних перетворювачів з системами цифрової обробки даних.

Досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента радіовимірювальних перетворювачів інформації для радіовимірювальних систем на основі використання операційних підсилювачів, які дозволяють визначати конструктивні параметри частотних перетворювачів.

Удосконалена математична модель генератора, яка на відміну від існуючих, описує процеси в генераторі на основі операційного підсилювача. Проаналізовано роботу генератора, яка відповідає лінійному і нелінійному режимам, що дозволило визначити амплітуду коливань і частоту з врахуванням нелінійних спотворень.

Частотна чутливість вимірювального генератора визначається співвідношенням внутрішнього опору активних елементів і опору втрат: чим менше по величині відрізняються ці опори, тим менша частотна чутливість, а з другого боку, величина внутрішнього опору активних елементів повинна бути вибрана такою, щоб забезпечувався режим самозбудження, тому вимогам малої частотної чутливості задовольняє конструкція генератора, який працює поблизу межі стійкості.

В роботі проведено комп'ютерне моделювання різних схемотехнічних рішень генераторів на операційних підсилювачах в програмному середовищі LTSpice.

Генератори на операційних підсилювачах мають обмеження по робочій частоті, так як у них немає необхідної ширини смуги пропускання для отриман-

ня малого зсуву фаз на високих частотах. Нові операційні підсилювачі зі зворотним зв'язком по струму мають набагато ширшу смугу пропускання, але їх дуже складно використовувати в схемах генераторів, так як вони дуже чутливі до ємностей в ланцюзі зворотного зв'язку. Квадратурний генератор вимагає для своєї роботи всього два операційних підсилювача, має прийнятний рівень нелінійних спотворень і з його виходів можна отримати синусоїдальний і косинусоїдальний сигнали і має достатню перебудову частоти при підключенні чутливих елементів до фізичних величин і на його основі можна будувати радіовимірювальні перетворювачі фізичних величин з частотним вихідним сигналом.

Досліджено пристроїв вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірювальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

На практиці застосовуються наступні методи вимірювання частоти: метод дискретного рахунку, порівняння з зразковою частотою, резонансний, метод заряду і розряду конденсатора.

Метод дискретного рахунку заснований на кроку числа періодів вимірюваної частоти за калібрований інтервал часу. Частотоміри, що працюють за даним принципом, є цифровими вимірювальними приладами. Метод є найбільш точним і перспективним. Застосовується в діапазоні частот від десятка герц до сотень мегагерц. Відносна похибка вимірювання частоти досягає $10^{-3} \dots 10^{-10}$. Даний метод вибраний як базовий для створення частотоміру на мікроконтролері Arduino.

Розроблено експериментальний зразок радіовимірювального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

В економічній частині при проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 184572,91 грн та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 1162,57 грн, визначений чистий прибуток (175129,07 грн), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 550 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 1,05 року і є меншим за нормативний.

Отже, можна зробити висновок, що розробка нового виробу є економічно вигідною.

В розділу охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях було опрацьовано такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів, безпека в надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Афонский Андрей Александрович, Дьяконов Владимир Петрович. Измерительные приборы и массовые электронные измерения. Под ред. проф. В. П. Дьяконова. М.: СОЛОН-Пресс, 2007.– 541с.– ISBN 5–98003–290–8
2. Дьяконов Владимир Петрович. Intel. Новейшие информационные технологии. Достижения и люди : учебник для вузов / Дьяконов В.П. – Изд. 1–е. –М.: СОЛОН-Пресс, 2004.–360с.– ISBN 5–98003–149–9.
3. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
4. Готра З. Ю., Большакова І.А., Голяка Р.Л. и др. Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля. – Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”, 2001. – 412 с.
5. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
6. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
7. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М.: Мир, 1989. - 196 с.
8. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. - М.: Мир, 1992.-424 с.
9. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
10. Осадчук В.С, Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 2003. - 208 с.
11. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2000.-303с.
12. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. - Винница: Континент, 1998. -130 с.
13. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 2001. – 195 с. – ISBN 966–641–037–0.
14. Измерения в электронике. Справочник/Кол. авторов под ред. В. А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат, 1987.
15. Ноткин М. Р. Функциональные генераторы и их применение. М.: Энергия, 1981.
16. Шило В. Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. М.: Радио и связь, 1981.
17. Иццоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1971.

18. Справочник по микроэлектронной импульсной технике/В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, С. И. Мирошниченко и др. К.: Техника, 1983.
19. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник/В. В. Бачурин, В. Я. Ваксембург, В. П. Дьяконов, А. А. Максимчук, В. Ю. Смердов и А. М. Ремнев. Под ред. В. П. Дьяконова. М.: Радио и связь, 1994.
20. Дьяконов В. П. Формирователи наносекундных импульсов на лавинных и мощных сверхвысокочастотных транзисторах//ПТЭ, 1978, № 3.
21. Алексенко, А.Г., Коломбет, Е.А., Стародуб, Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. - 2-е изд.. - Москва: "Радио и связь", 1985. - 256 с.
22. Тимонтеев, В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. - Москва: "Радио и связь", 1982. - 114 с.
23. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М. Высш. шк., 1988.
24. Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы: Справ. Пособие. М.:Радио и связь, 1984.– 232 с., ил.
25. Новаченко И. В., Телец В. А. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение второе: Справочник.— М.: Радио и связь, 1991.— 272 с: ил.
26. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. –М.: Радио и связь, 1981. –160 с.
27. Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников. – Л.:Энергия, 1977. – 358 с.
28. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник/В. А. Аронов, А. В. Баюков, А. А. Зайцев и др. Под общ. ред. Н. Н. Горюнова,— М.: Энергоиздат, 1982.—904 с.
29. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. - Київ: НМК ВО, 2001. - 240 с.
30. Зи С.Физика полупроводниковых приборов: В2-х книгах.Кн.1–М:Мир,1984.–456с.
31. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства. – М.: Сов. Радио, 1973. – 504 с.
32. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1988. – 464с.
33. Ферри Д., Зйкерс Л., Гринич З. Электроника ультрабольших интегральных схем.: Пер. с англ. - М.: Мир, 1991. - 327 с.
34. Осадчук В.С., Павлик Б.В., Кравчук Н.С., Осадчук Я.О. Математична модель фізичних процесів у каналі МДН транзистора при дії температури з урахуванням напруги зміщення на затворі // Materiały X Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji «Naukowa myśl informacyjnej powieki - 2014» Volume 30. Techniczne nauki. : Przemysł. Nauka i studia. 07-15 marca 2014 roku. –Р.37-45.

35. Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Теоретичні основи деформаційного ефекту в МДН-транзисторних структурах// Науковий вісник КУЕІТУ. Нові технології, № 3-4 (41-42) – 2013, –С.64-72.
36. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Радіовимірювальний мікроелектронний перетворювач тиску на основі двостокового МДН тензотранзистора// Матеріали XIII міжнародної науково-технічної конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах" ВОТТП-2014, 6-12 червня 2014 р. м. Одеса. 2014.–С.94-96.
37. Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Деформаційні ефекти у напівпровідникових структурах // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№2, 2014. –С.146-150.
38. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Частотний перетворювач тиску з активним індуктивним елементом на основі двостокового МДН тензотранзистора// Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№6, 2014. –С.144-147.
39. Graeme, Jerald, *Optimizing Op Amp Performance*, McGraw Hill Book Company, 1997.
40. Gottlieb, Irving M., *Practical Oscillator Handbook*, Newnes, 1997.
41. Kennedy, E. J., *Operational Amplifier Circuits, Theory and Applications*, Holt Rhenhart and Winston, 1988.
42. Philbrick Researches, Inc., *Applications Manual for Computing Amplifiers*, Nimrod Press, Inc., 1966.
43. Graf, Rudolf F., *Oscillator Circuits*, Newnes, 1997.
44. Graeme, Jerald, *Applications of Operational Amplifiers, Third Generation Techniques*, McGraw Hill Book Company, 1973.
45. *Single Supply Op Amp Design Techniques*, Application Note, Texas Instruments Literature Number SLOA030.
46. http://zpostbox.ru/sine_wave_oscillators.html
47. <http://zpostbox.ru/ltspice.html>
48. <https://radioprogram.ru/post/83>
49. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. Radiomeasuring Microelectronic Transducers of Physical Quantities//Proceedings of the 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 21-23 May 2015. Omsk. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147167
50. I.A. Osadchuk, A. V. Osadchuk, V. S. Osadchuk and A. O. Semenov, "Nanoelectronic Pressure Transducer with a Frequency Output Based on a Resonance Tunnel Diode, "2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), *Lviv-Slavske, Ukraine. 2020. –P.452-457*

51. Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. The Microelectronic Radiomeasuring Transducers of Magnetic Field with a Frequency Output // Elektronika ir Elektrotechnika. – Kaunas: Techolodija. 2011. –№4 (110). –P.67-70.
52. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Мікроелектронний перетворювач тиску з частотним виходом на основі тунельно-резонансного діода // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки, 2015. №1, 2015 (221), -С.97-101.
53. Нанoeлектроника: теория и практика учебник / В. Е. Борисенко, А. И. Воробьева, А. Л. Данилюк, Е. А. Уткина. - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. –366 с.
54. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
55. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.
56. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.
57. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
58. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
59. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
60. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
61. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
62. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
63. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
64. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
65. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.

66. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
67. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
68. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
69. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
70. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедри РТ ВНТУ,
д.т.н., професор
_____ О.В. Осадчук
“ 26 ” _____ 09 _____ 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**
08-36.МКР.013.00.000 ТЗ

Керівник роботи:
д. т. н., професор Осадчук О.В.
“ ____ ” _____ 2020 р.

Розробив студент гр. РТ-19м
_____ Пяста В.І.
“ ____ ” _____ 2020 р.

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 214 “25 ” 09 2020 року та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “03” вересня 2020 р.

Дата закінчення: “10” грудня 2020 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка схемотехнічних принципів побудови високочутливих радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин на основі **використання операційних підсилювачів.**

Для досягнення поставленої мети в магістерській кваліфікаційній роботі необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1. Проведення теоретичних та експериментальних досліджень з метою обґрунтування фізичних основ використання операційних підсилювачів, для побудови радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.
2. Розгляд методу побудови радіовимірвальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю на основі використання операційних підсилювачів.
3. Розробка та дослідження математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів для радіовимірвальних перетворювачів інформації, які дозволять визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів фізичних величин.
4. Розробка та комп’ютерне моделювання радіовимірвальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.
5. Дослідження пристроїв вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірвальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.
6. Розробка експериментального зразка радіовимірвального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

Об’єкт дослідження – радіовимірвальні перетворювачі фізичних величин для радіовимірвальних систем на основі операційних підсилювачів.

Предмет дослідження – методи вимірювання фізичних величин; математичні моделі, параметри та конструкції радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин на основі операційних підсилювачів.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач використовувалися: методи математичної фізики; положення теорії коливань та хвиль; фізико-топологічне моделювання і чисельні розрахунки моделей автогенераторів, що використані для побудови математичних моделей радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин, дослідження їх характеристик та шляхів удосконалення конструкцій.

3. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Афонский Андрей Александрович, Дьяконов Владимир Петрович. Измерительные приборы и массовые электронные измерения. Под ред. проф. В. П. Дьяконова. М.: СОЛОН–Пресс, 2007.– 541с.– ISBN 5–98003–290–8
2. Дьяконов Владимир Петрович. Intel. Новейшие информационные технологии. Достижения и люди : учебник для вузов / Дьяконов В.П. – Изд. 1–е. –М.: СОЛОН–Пресс, 2004.–360с.– ISBN 5–98003–149–9.
3. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
4. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
5. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
6. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. - М.: Мир, 1992.-424 с.
7. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
8. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
9. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
10. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
11. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
12. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки,
студент групи РТ-19м д/в Пяста В.І

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

– Провести теоретичні та експериментальні дослідження з метою обґрунтування фізичних основ використання операційних підсилювачів, для побудови радіовимірювальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

– Розглянути метод побудови радіовимірювальних перетворювачів інформації для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю на основі використання операційних підсилювачів.

– Розробити та дослідити математичні моделі автогенераторних первинних перетворювачів для радіовимірювальних перетворювачів інформації, які дозволять визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів фізичних величин.

– Розробити та провести комп'ютерне моделювання радіовимірювальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

– Дослідити пристрої вимірювання частоти, як вихідного параметру радіовимірювальних перетворювачів інформації на операційних підсилювачах.

– Розробити експериментальний зразок радіовимірювального перетворювача інформації на операційному підсилювачі.

6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020	14.09.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020	21.09.2020	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020	25.09.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09. 2020	09.10. 2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020	25.10. 2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3-4
6.	Розділ моделювання	26.10. 2020	04.11. 2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020	15.11. 2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11. 2020	19.11. 2020	Економічна частина	Розділ 5
9.	Охорона праці (ОП)	19.11. 2020	22.11. 2020	Частина БЖД	Розділ 6
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11. 2020	29.11. 2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	30.11. 2020	01.12. 2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12. 2020	04.12. 2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	11.12. 2020	14.12. 2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- розроблено схеми радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.
- проведено результати дослідження радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.
- проведено результати моделювання радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів.
- розроблено та досліджено математичні моделі автогенераторних первинних перетворювачів для радіовимірювальних перетворювачів інформації, які дозволять визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів фізичних величин.
- очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваних автогенераторних перетворювачів фізичних величин.

8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- електричні схеми радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі операційних підсилювачів;
- структурні схеми генераторних перетворювачів;
- математичну модель автогенераторних перетворювачів на основі операційних підсилювачів;

- результати комп'ютерного моделювання різних схемотехнічних рішень генераторів на операційних підсилювачах в програмному середовищі LTSpice;
- дослідження питань охорони праці.

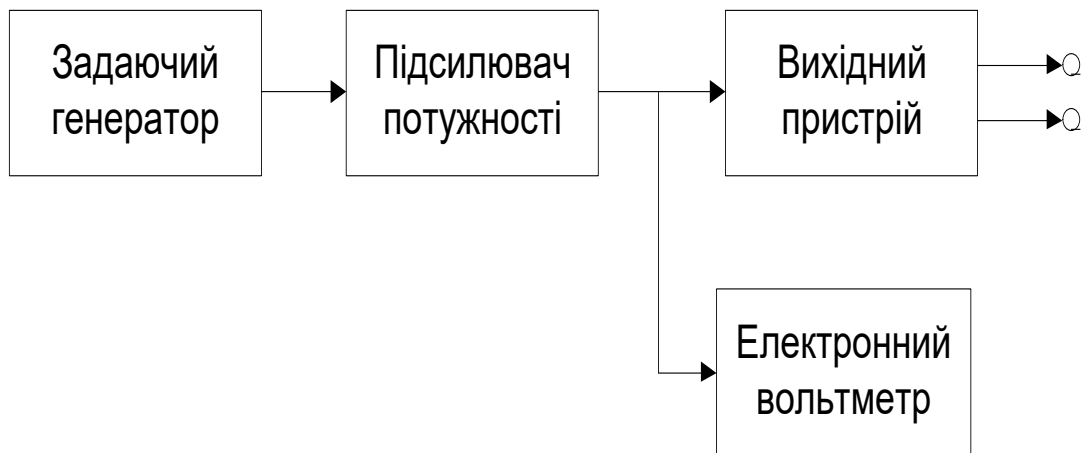
11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

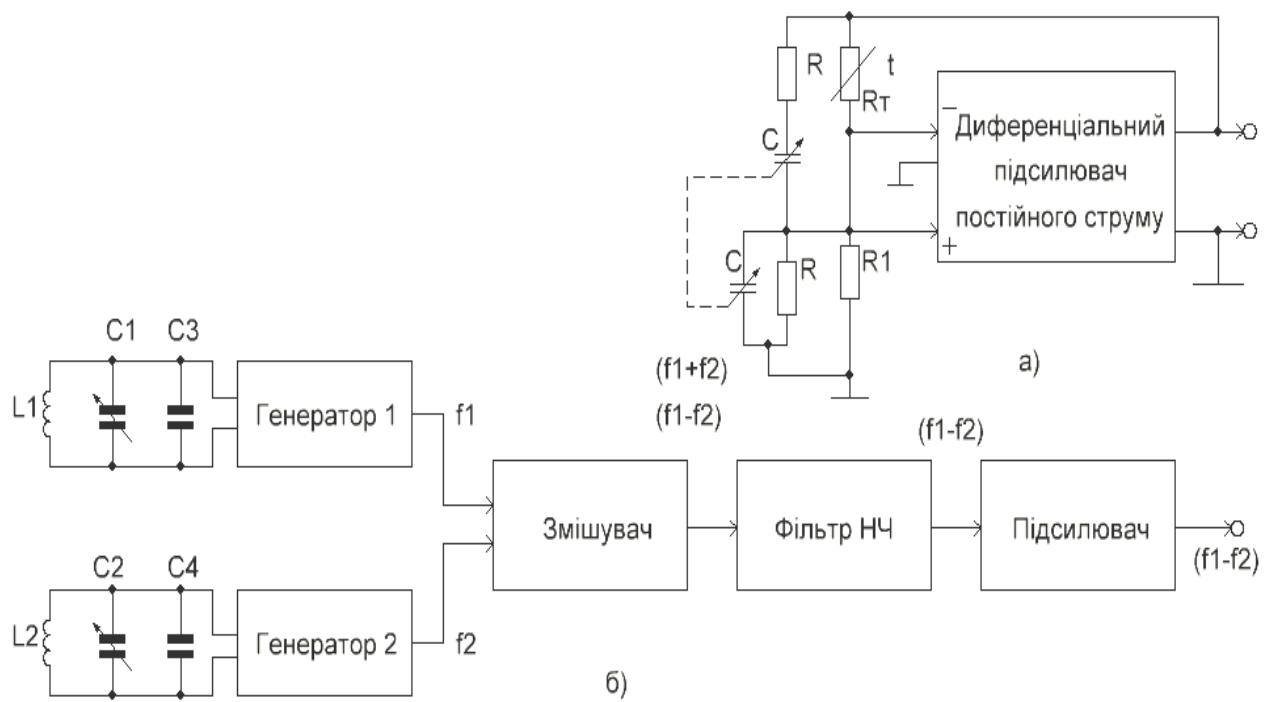
Структурна схема вимірювальних генераторів
звукової і ультразвукової частоти



Додаток В
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

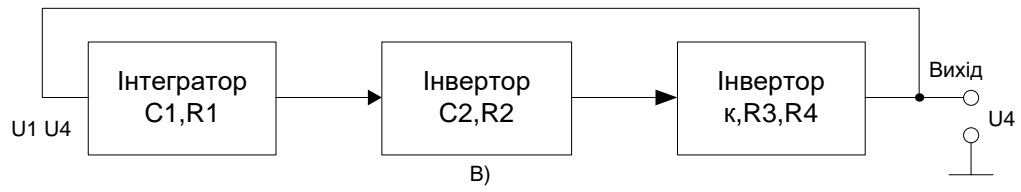
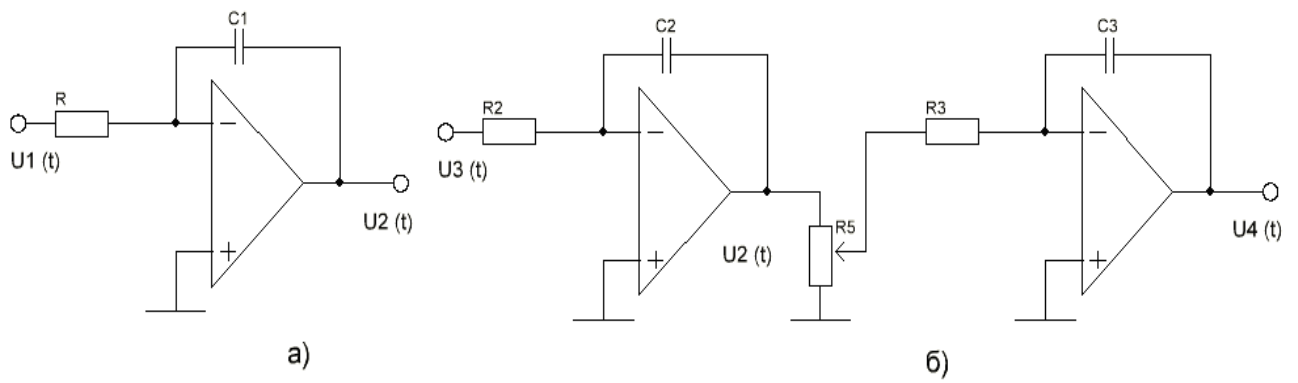
Схеми задаючих генераторів



Додаток Д
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

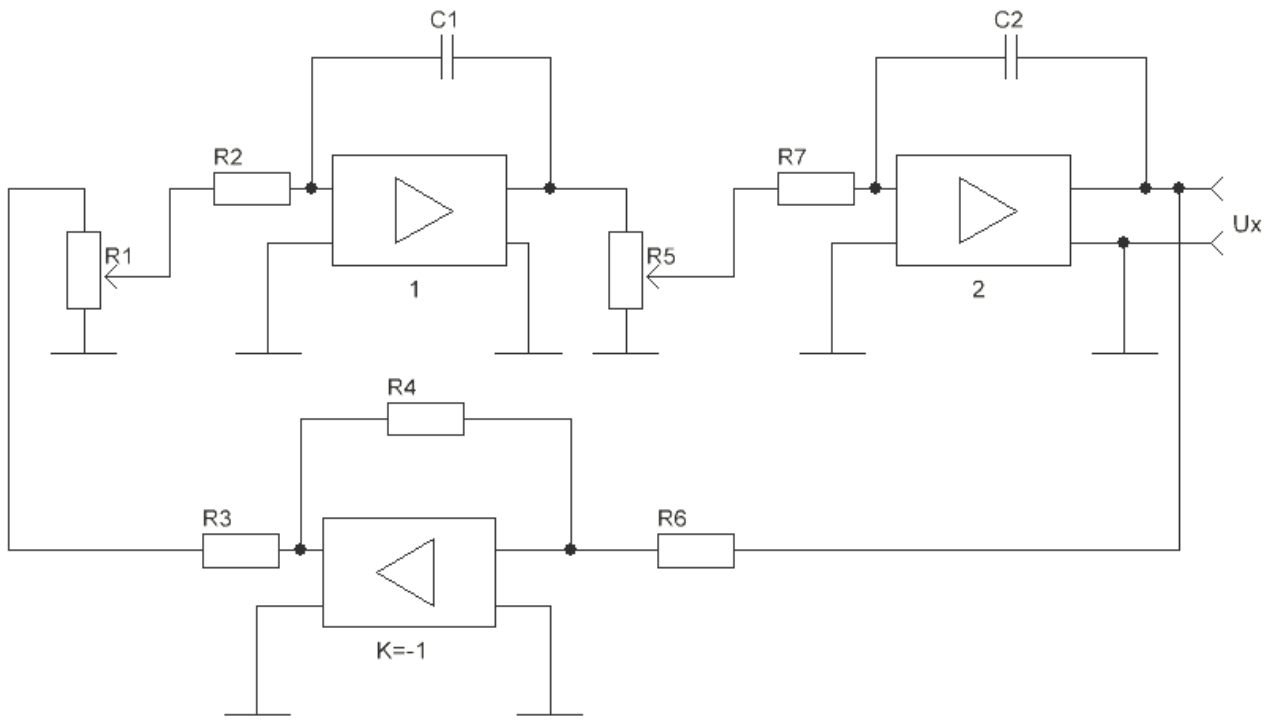
Схема задаючого генератора інфранизької частоти



Додаток Е
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

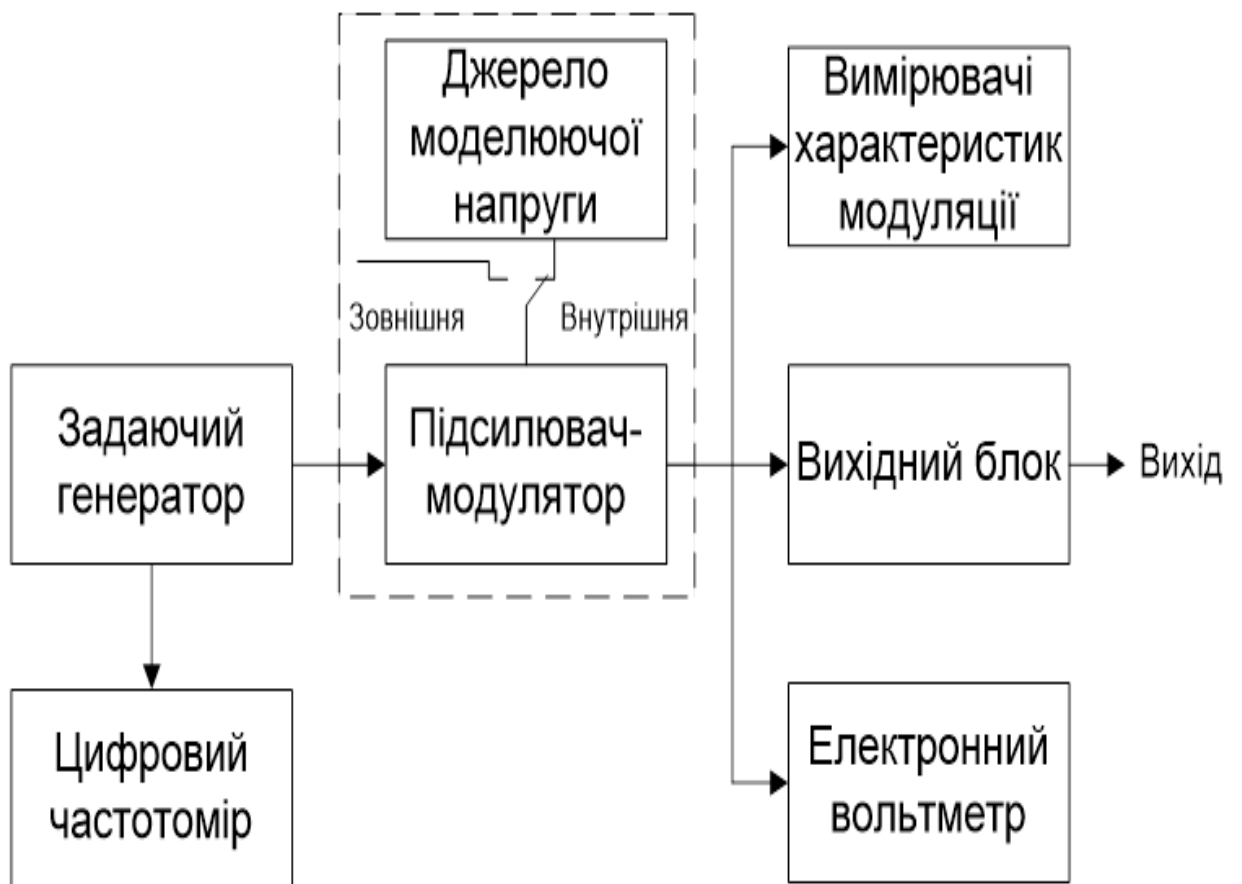
Структурна схема генератора гармонійних сигналів низької частоти



Додаток Ж
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

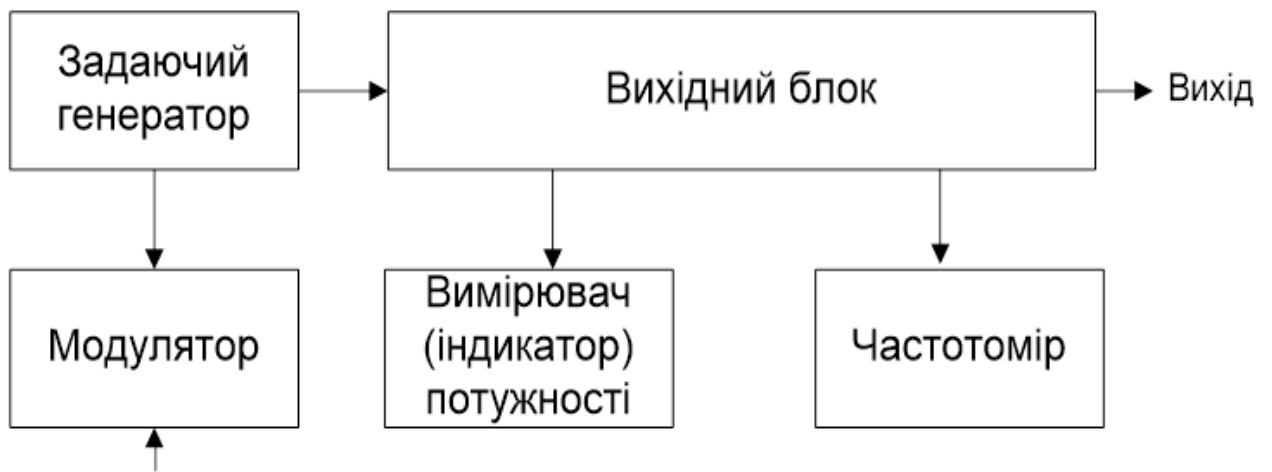
Структурна схема вимірювального генератора
радіочастотного діапазону



Додаток К
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

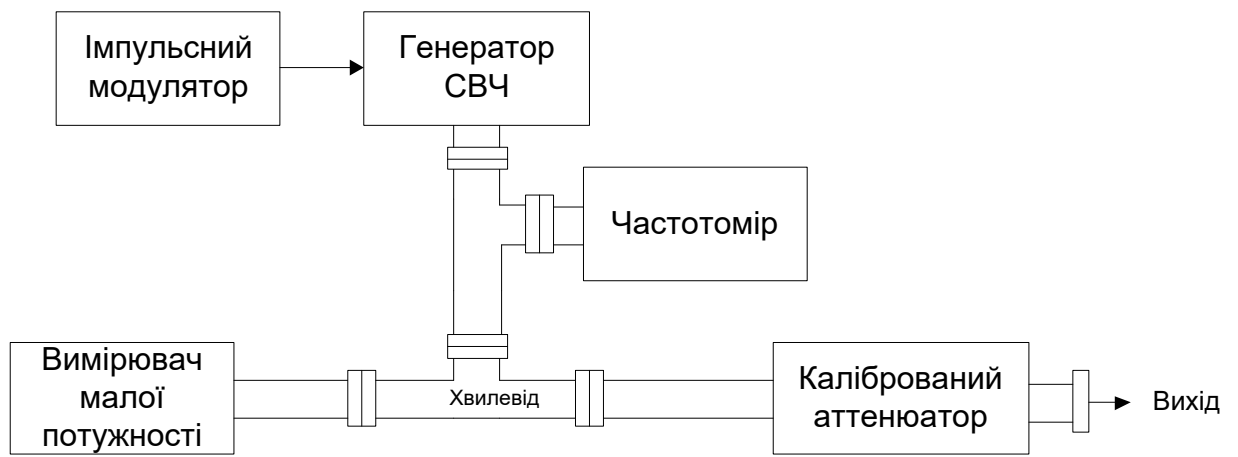
Структурна схема НВЧ генератора



Додаток Л
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

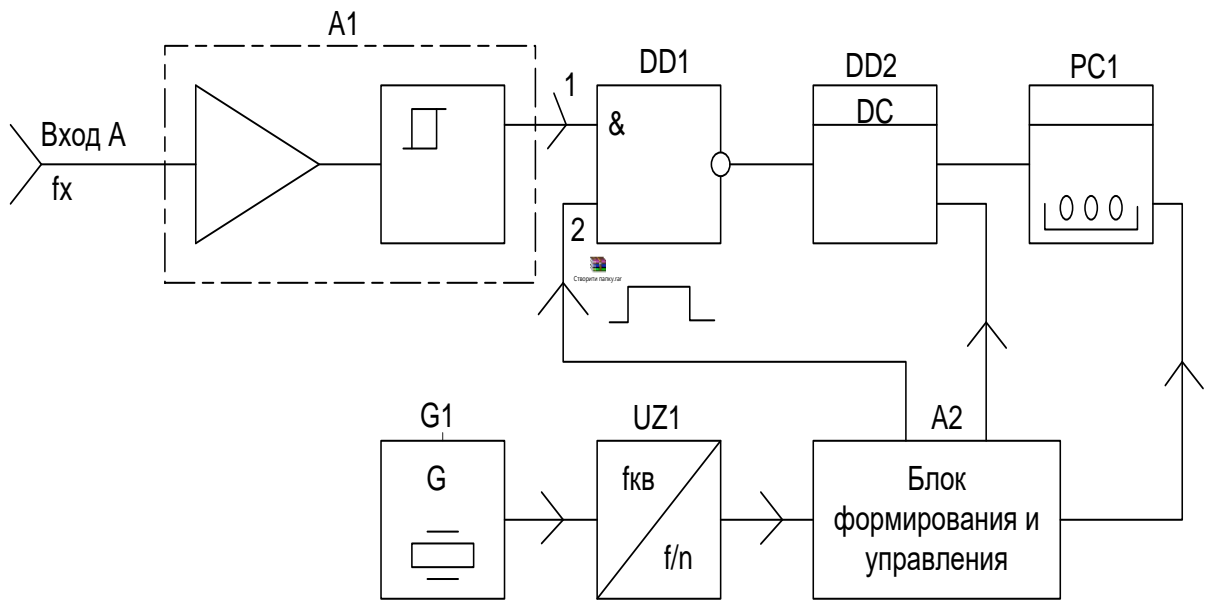
Генератор надвисоких частот



Додаток М
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

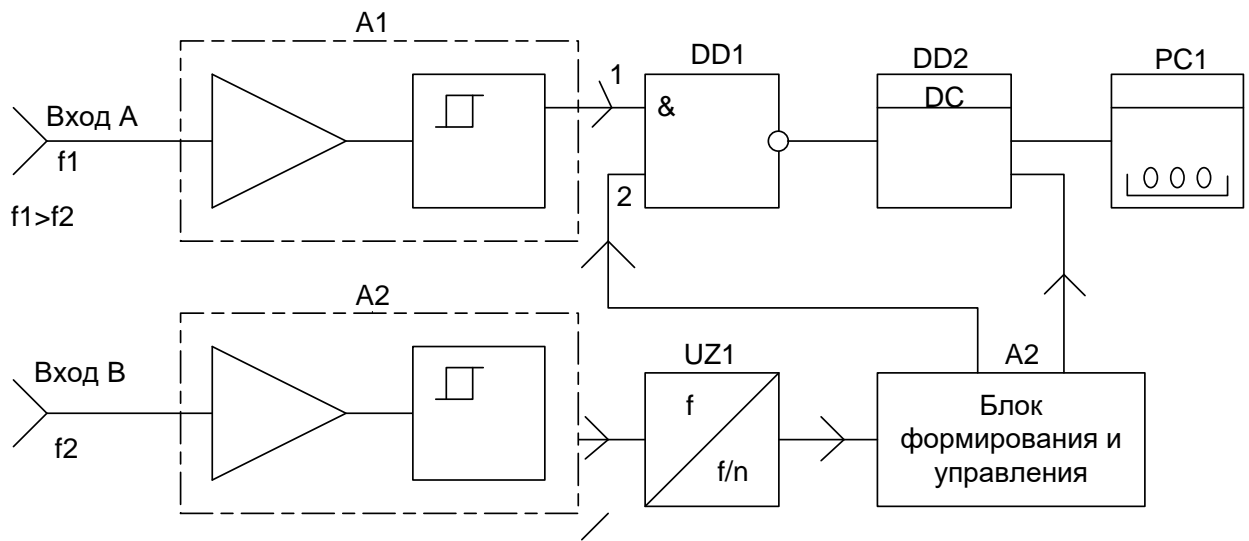
Структурна схема електронно-лічильного частотоміра



Додаток Н
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

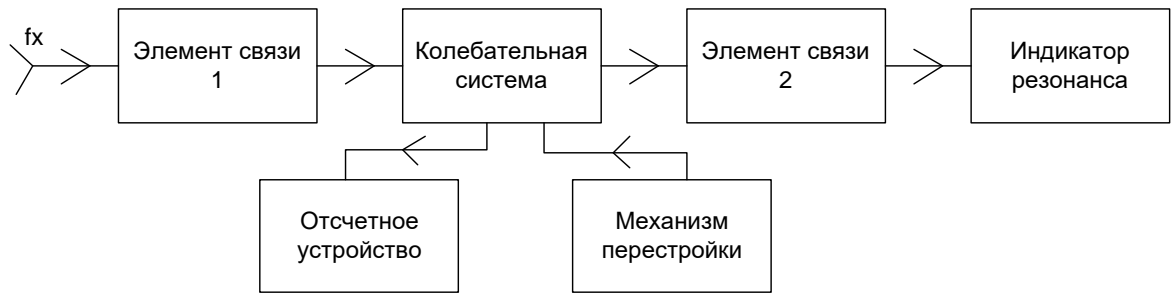
Структурна схема електронно-лічильного частотоміра для вимірювання відношення частот



Додаток П
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

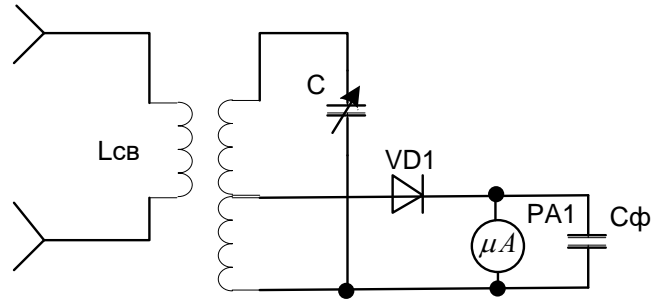
Узагальнена структурна схема резонансного частотоміра



Додаток Р
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

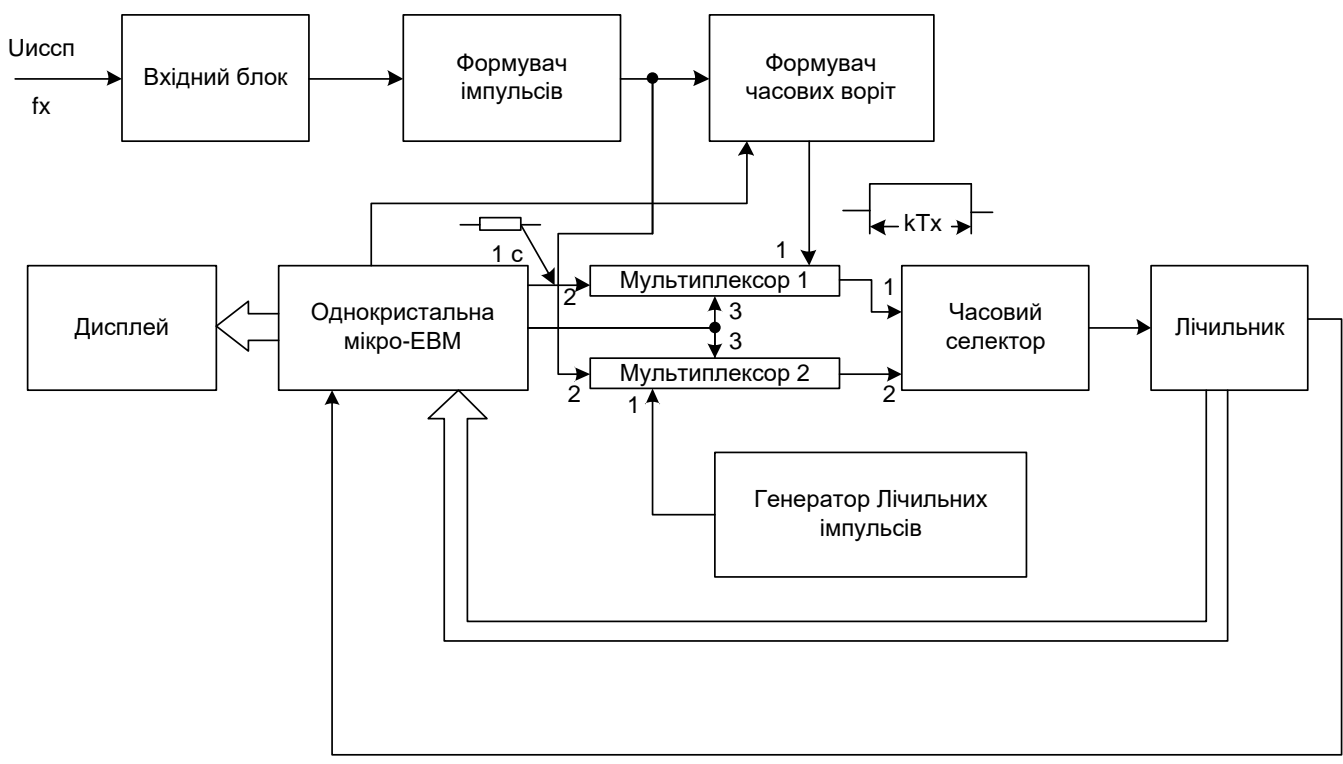
Схема резонансного хвилеміра з коливальною системою у вигляді контуру з зосередженими параметрами L і C



Додаток С
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

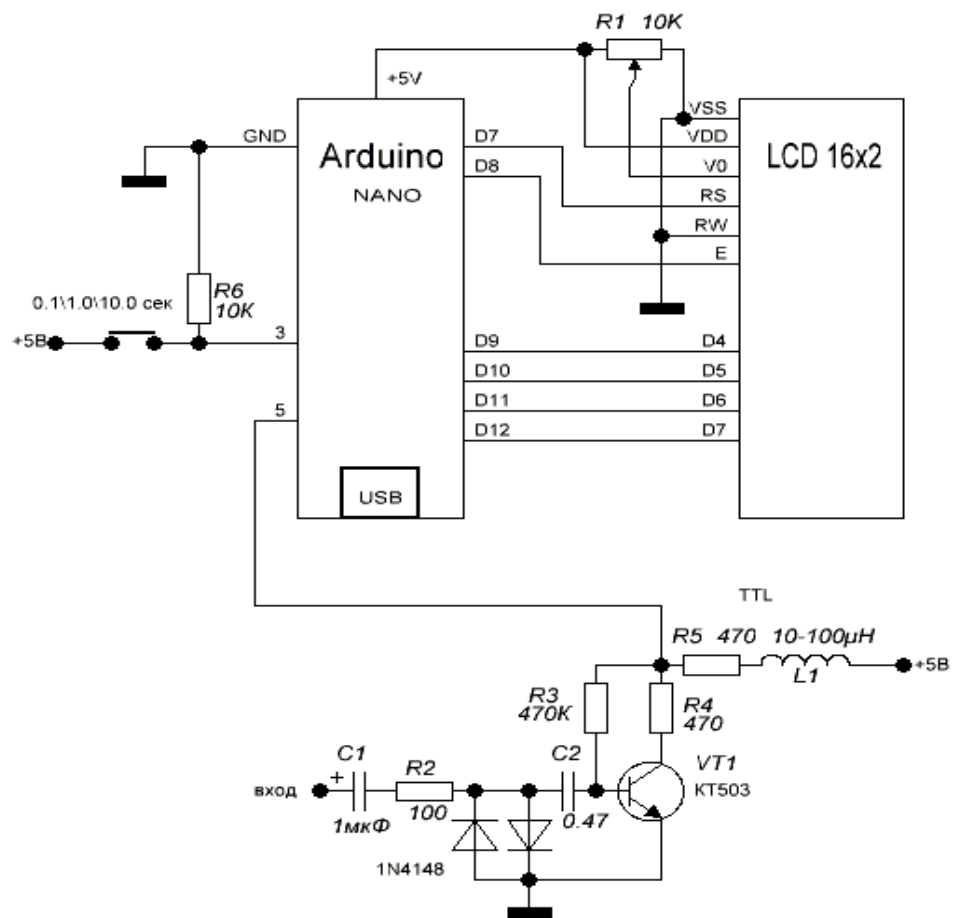
Структурна схема цифрового частотоміра для мультиметрів



Додаток Т
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

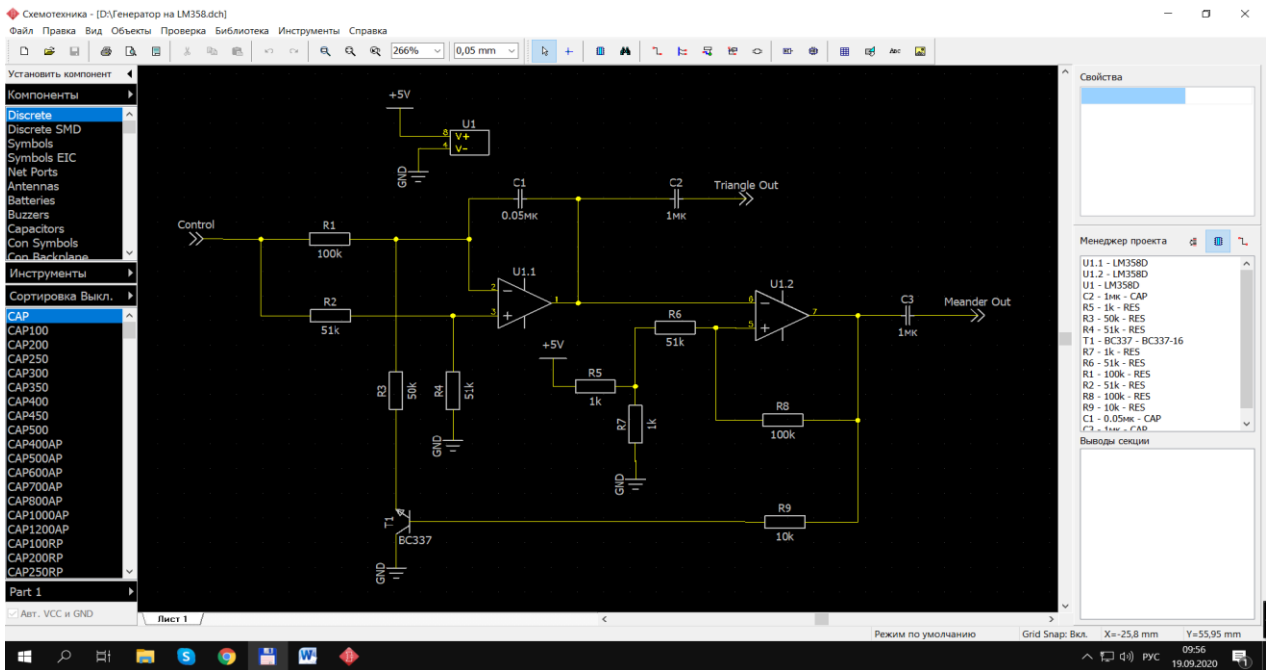
Схема частотоміра на Arduino



Додаток У
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

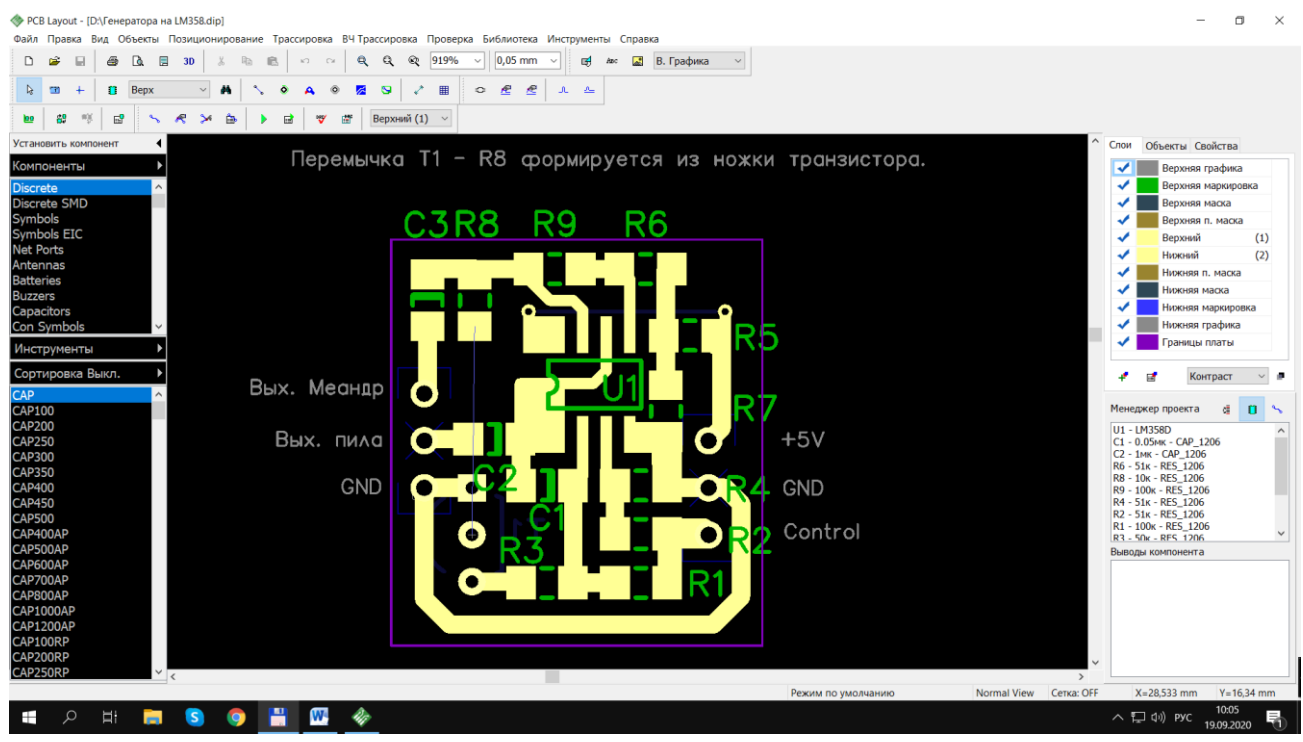
Схема радіовимірювального перетворювача інформації
на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3



Додаток Ф
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

Друкована плата радіовимірювального перетворювача
інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3



Додаток X
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ НА ОСНОВІ
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

3D модель друкованої плати радіовимірювального перетворювача
інформації на основі операційного підсилювача в САПР DipTrace 3.3

