

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка
до магістерської кваліфікаційної роботи
«Магістр»
(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **«АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-18м
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіо-
техніка Освітня програма: Радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Сідорук Р. О.

(прізвище та ініціали)

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

Осадчук О. В.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: асистент каф. ТКСТБ

Макогон В. І.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2019 р.

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“ 03 ” 10 2019 року

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

Сідоруку Роману Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Автогенераторні перетворювачі для радіовимірювальних систем»

керівник роботи Осадчук Олександр Володимирович, д.т.н., проф., зав. каф. РТ
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від «02» 10 2019 року № 254

2. Строк подання студентом роботи 17 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи: напруга живлення від 3 до 9В; напруга керування від 1,2 до 6В; струм споживання від 1,5 мА до 25 мА; діапазон зміни частоти від 150 кГц до 3,5 МГц; діапазон робочих температур від -20 до +50⁰С.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану засобів генерації та вимірювання сигналів; математична модель роботи автогенератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором; розробка та дослідження аналогів індуктивності на основі гіраторів; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): функціональний генератор на операційних підсилювачах; функціональний генератор з перемиканням струму на виході; структурна схема вимірювача АЧХ; структурно-функціональна схема генератора сигналів AD9833; схема електрична принципова генератора; схема електрична принципова гіратора; електрична принципова схема транзисторного гіратора; схема високочастотного гіратора.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 04 жовтня 2019 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

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

Студент

(підпис)

Сідорук Р.О.

Керівник роботи

(підпис)

Осадчук О. В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.397

Сідорук Р.О. Автогенераторні перетворювачі для радіовимірювальних систем. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 163 с. На українській мові. Бібліогр.: 75 назв; Таблиць 17. Рисунок 46.

У магістерській кваліфікаційній роботі в науковому плані досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів. Розглянуто схемо-технічні принципи побудови та конструкції частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами у складі безпровідних радіовимірювальних систем контролю.

В практичному плані виконано експериментальну перевірку математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором. Результати представлених досліджень дають можливість використання частотних перетворювачів для створення високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин для безпровідних радіовимірювальних систем, а моделі таких перетворювачів можуть бути використані для прогнозування метрологічних характеристик та електричних параметрів.

У четвертому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з даним пристроєм.

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

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем є доцільним.

В результаті виконання розділу охорони праці було опрацьовано такі питання як безпека в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: автогенераторний перетворювач, від'ємний диференційний опір, радіовимірювальна система, математична модель.

ABSTRACT

Sidoruk R.O. Autogenerator converters for radio measuring systems. Master's qualification work. – Vinnitsa: VNTU, 2019. – 163 p. In Ukrainian language. Bibliogr. : 75 titles; Tab. 17. Fig. 46.

In the master's qualification work in the scientific plan, mathematical models of the autogenerator were investigated as the main element of frequency converters of physical quantities on the basis of using the reactive properties of transistor structures with negative differential resistance, which allow to determine the design parameters of autogenerator converters depending on the given metrologists. Circuit–technical principles of construction and design of frequency converters of physical quantities based on the use of reactive properties of transistor structures with negative differential resistance with non–contact electrically coupled sensing elements in the composition of wireless radio–measuring control systems are considered.

In practical terms, the experimental verification of mathematical models of autogenerator primary converters of physical quantities based on the use of the reactive properties of transistor structures with negative differential resistance is performed. The results of the presented studies make it possible to use frequency converters to create high–sensitivity auto–generator converters of physical quantities for wireless radio–measuring systems, and models of such converters can be used to predict metrological characteristics and electrical parameters. The fourth section describes safety and security guidelines for use with this device.

The fifth section calculates the cost estimates for device production and investment performance.

Calculations on the efficiency of the device showed that its introduction into production is cost effective. Since the Current is <3 ... 5 years, it is advisable to finance this scientific development of acoustic-electronic converters for radio-measuring systems.

As a result of the work safety section, issues such as safety in emergency situations, such as technical solutions for occupational hygiene and industrial sanitation, determination of sound absorption of premises, technical solutions for industrial and fire safety during the development of acoustoelectronic converters for radio-measuring systems, safety in emergency situations.

Keywords: autogenerator primary converter, negative differential resistance, wireless radio–measuring system, mathematical model.

З М І С Т

ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЗАСОБІВ ГЕНЕРАЦІЇ ТА ВИМІРЮ-	
ВАННЯ СИГНАЛІВ.....	11
1.1 Розвиток пристроїв генерації та вимірювання сигналів	11
1.2 Сучасні функціональні генератори–вимірювачі АЧХ	17
1.3 Висновки до розділу	23
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОБОТИ АВТОГЕНЕРАТОРА НА ОСНО-	
ВІ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД’ЄМНИМ ОПОРОМ.....	24
2.1 Дослідження параметрів автогенератора на основі напівпровідникових	
структур з від’ємним опором	24
2.2 Асимптотичні методи розрахунку нелінійних кіл автогенераторних при-	
строїв на транзисторних структурах з від’ємним диференційним опором ...	28
2.3 Визначення рядів, які відображають рішення	30
2.4 Нелінійна модель генератора.....	32
2.5 Визначення режимів збудження і амплітуди коливань.....	36
2.6 Нелінійні спотворення.....	39
2.7 Нелінійне відхилення частоти.....	41
2.8 Експериментальне дослідження нелінійних спотворень.....	44
2.9 Висновки до розділу.....	46
3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АНАЛОГІВ ІНДУКТИВНОСТІ	
НА ОСНОВІ ГІРАТОРІВ.....	47
3.1 Реалізація функції індуктивності	47
3.2 Параметри гіраторного аналога індуктивності	50
3.3 Реалізація гіратора з використанням від’ємного диференційного опору....	55
3.4 Реалізація гіратора на основі транзисторних підсилювачів струму	66
3.5 Реалізація гіраторів на основі операційних підсилювачів	76
3.6 Методи одержання незаземлених гіраторних індуктивностей	80
3.7 Метод реалізації високочастотних гіраторних аналогів індуктивності	83
3.8 Висновки до розділу.....	88
4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛО-	
ГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮ-	
ВАЧІВ ДЛЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИС-	
ТЕМ.....	89
4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки акустoeлектрон-	
них перетворювачів для радіовимірювальних систем.....	89
4.2 Визначення рівня якості розробки акустoeлектронних перетворювачів	
для радіовимірювальних систем	90
4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки акустoeлектронних перет-	
ворювачів для радіовимірювальних систем	92
4.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-	
конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи	93

4.5 Розрахунок загальних витрат на розробку акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем	98
4.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем	98
4.7 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем	99
4.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності ...	100
4.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем	101
4.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем	102
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	103
5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія	103
5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони	103
5.1.2 Виробниче освітлення	104
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання	106
5.1.4 Виробничі випромінювання	109
5.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем ...	110
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць	110
5.2.2 Електробезпека.....	110
5.2.3 Пожежна безпека.....	110
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	112
5.3.1 Дослідження стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії іонізуючого випромінювання	113
5.3.2 Дослідження стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу	114
5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	116
ВИСНОВКИ	118
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	120
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання	125
Додаток Б (обов'язковий) Функціональний генератор на операційних підсилювачах.....	132
Додаток В (обов'язковий) Функціональний генератор з перемиканням струму на виході.....	134
Додаток Д (обов'язковий) Функціональна схема МАХ038.....	136
Додаток Е (обов'язковий) Структурна схема вимірювача АЧХ.....	138
Додаток Ж (обов'язковий) Структурно-функціональна схема генератора сигналів.....	140
Додаток К (обов'язковий) Схема електрична принципова генератора.....	142
Додаток Л (обов'язковий) Загальна схема реалізації індуктивності.....	144
Додаток М(обов'язковий) Гіратор з паралельним навантаженням.....	146
Додаток Н (обов'язковий) Транзисторна схема гіратора з від'ємним диференційним опором.....	148

Додаток П (обов'язковий) Схема електрична принципова гіратора.....	150
Додаток Р (обов'язковий) Електрична принципова схема транзисторного гіратора.....	152
Додаток С (обов'язковий) Електрична принципова схема високочастотного гіратора.....	154
Додаток Т (довідниковий) Лістинг програм для розрахунку параметрів автогенератора в середовищі “MATLAB 9.3”	157

ВСТУП

Актуальність теми. В наші дні електроніка та комп'ютерна техніка швидко розвивається. Майже кожного дня на ринок виходять новинки радіоелектроніки від яких, з часом, нам стає дедалі важче відмовитись. 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. Жодна сучасна компанія, фірма–виробник чи фабрика не обходиться без сучасних засобів виробництва, які в свою чергу керуються комп'ютерами або мікропроцесорами. До того ж, в наш час на цифровій електроніці зосереджується все більше і більше уваги в радіотехніці, системах зв'язку, автоматичі, медико–біологічних системах та інших областях. Ця увага обумовлена в значній мірі такими істотними перевагами: висока точність, гнучкість, адаптивність, мала споживана потужність, менші габарити та можливість реалізації складних алгоритмів синтезу [1].

Необхідність у підвищенні чутливості і точності вимірювання фізичних величин приводить до устанавлення 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 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 первинних перетворювачів на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором показали, що системи на їх основі у багатьох випадках мають ряд переваг: мала довжина хвиль при відносно невисоких частотах, можливість розподіленого приймання сигналу, наявність ефективних методів збудження, передачі та приймання сигналів в пристроях акустoeлектроніки, можливість використання сучасної мікроелектронної технології, що сумісна з технологією виготовлення інтегральних мікросхем. Тому пристрої на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним

диференційним опором впроваджуються при створенні активних первинних перетворювачів: температури, вологості, сили і тиску, складу газового середовища, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, напруженостей електричного та магнітного полів тощо [1–5].

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка схемо–технічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1. Проведення теоретичних та експериментальних досліджень з метою обґрунтування фізичних основ використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором, для побудови автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.
2. Розгляд методу побудови автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.
3. Розробка та дослідження математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів для радіовимірювальних систем, які дозволять визначити вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів.
4. Розробка перспективних шляхів реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот на основі гіраторних схем.
5. Розробка індуктивних та ємнісних елементів коливальних систем автогенераторів, які мають кращі параметри при реалізації гіраторних схем на основі операційних підсилювачів.

Об’єкт дослідження – автогенераторні перетворювачі фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

Предмет дослідження – методи вимірювання фізичних величин; математичні моделі, параметри та конструкції первинних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач використовувалися: методи математичної фізики; положення теорії пружності, теорії коливань та хвиль; фізико–топологічне моделювання і чисельні розрахунки моделей,

що використані для побудови математичних моделей перетворювачів фізичних величин, дослідження їх характеристик та шляхів удосконалення конструкцій.

Наукова новизна.

1. Досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

2. Розглянуто схемо–технічні принципи побудови та конструкції частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором.

3. Розглянуто перспективні шляхи реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот на основі гіраторних схем.

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 реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором для створення високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин, а моделі таких перетворювачів можуть бути використані для прогнозування метрологічних характеристик та електричних параметрів.

2. Представлено схемо–технічні рішення та конструкції автогенераторних частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором для радіовимірювальних систем.

3. Розроблено індуктивні і ємнісні елементи які мають кращі параметри при реалізації гіраторних схем на основі операційних підсилювачів. Сумарна чутливість добротності стосовно змін схемних компонентів дорівнює 1,5, а індуктивності – 2.

Особистий внесок здобувача

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЗАСОБІВ ГЕНЕРАЦІЇ ТА ВИМІРЮВАННЯ СИГНАЛІВ

1.1 Розвиток пристроїв генерації та вимірювання сигналів

В багатьох галузях науки і техніки, на виробництві, в медичних пристроях, в радіовимірjuвальній апаратурі досить часто використовується високо стабільні гармонічні коливання різної форми. В радіовимірjuвальній апаратурі, повинні використовуватись генератори та вимірjuвачі АЧХ, які працюють в широкому діапазоні частот, мають високу стабільність а також задовольняють економічним вимогам згідно сучасного споживчого ринку. Крім того в системах вимірjuвальної апаратури важливим моментом є прив'язка апаратури до персонального комп'ютера, для полегшення подальшого зняття та обробки інформації. Вирішення вище поставлених задач буде сприяти підвищенню якості вимірjuвань характеристик різного роду блоків радіоелектронної апаратури та обладнання на більш високому і професійному рівні.

Функціональними генераторами прийнято називати генератори декількох функціональних залежностей (сигналів), наприклад, прямокутних, трикутних і синусоїдальних, що формуються з одного, який перебудовується в досить широкіх межах частотою [15]. Різноманітність форм сигналів розширює сфери застосування таких генераторів і дозволяє використовувати їх для тестування, налагодження та дослідження самої різноманітної електронної апаратури.

На відміну від RC та LC-генераторів – функціональні генератори є більш широкодіапазонними – відношення максимальної частоти генерації до мінімальної у них має нерідко порядок $10^5 - 10^6$ і вище. Найбільш часто функціональні генератори використовуються при налагодженні ВЧ, НЧ та над-низькочастотних пристроїв. В НВЧ діапазоні частот ці пристрої не використовуються, за винятком застосування як джерела модулюючих сигналів.

Функціональні генератори діляться на два широких класи:

- Аналогові функціональні генератори на основі інтегратора аналогових сигналів у вигляді прямокутних імпульсів (меандру).
- Цифрові функціональні генератори на основі дискретних (цифрових) інтеграторів.

Крім простоти реалізації, аналогові функціональні генератори мають одну незаперечну перевагу перед їх цифровими аналогами – відсутність сходинок на ділянках зростання і спаду пилоподібного і синусоїдального вихідного сигналу. Це особливо важливо, якщо необхідно отримати похідну від вихідної напруги генератора. У даному випадку сходинки неприпустимі, оскільки при

переході від однієї сходинки до іншої похідна спрямовується до надто великих значень. Для реалізації аналогового інтегрування застосовують пристрої заряду–розряду конденсатора незмінним струмом і схеми з 100% від’ємним зворотним зв’язком (ємнісні інтегратори на інтегруючих підсилювачах постійної напруги).

Широке поширення аналогові функціональні генератори отримали після розробки високоякісних інтегральних операційних підсилювачів, на яких стала можлива побудова прецизійних інтеграторів. Вони складають основу функціональних генераторів. Але максимальна частота у таких генераторів не перевершує 1–20 МГц і обмежена частотними властивостями застосовуваних операційних підсилювачів. Функціональні генератори на основі заряду–розряду конденсатора з одною заземленою обкладинкою реалізують максимальні частоти до 20–30 МГц, а в окремих унікальних (лабораторних) розробках до 50 МГц.

Схема типового функціонального генератора, представлена на рисунку 1.1, та наведена в додатку Б, ілюструє принцип побудови цього пристрою [10]. У генераторі можуть використовуватися будь–які універсальні операційні підсилювачі з різнополярним живленням і симетричними передатними характеристиками.

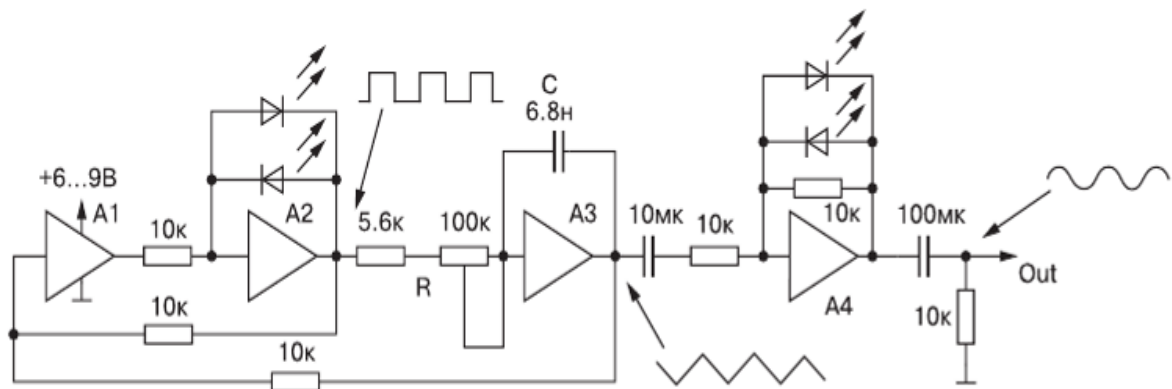


Рисунок 1.1 – Функціональний генератор на операційних підсилювачах

Генератор містить тригер на двох операційних підсилювачах A1 і A2 з обмежувачем напруги на світло випромінюючих діодах. Тригер керує напрямком інтегрування інтегратора на операційному підсилювачі A3. Швидкість лінійної зміни напруги на виході A3 задається ємністю конденсатора C і величиною опору резистора R. Резистором R задається плавна зміна швидкості зміни напруги порядку 10–20 разів, а зміною ємності C – фіксована зміна швидкості.

Якщо сигнал на виході інтегратора зростає, то при досягненні верхнього порогу тригера він переключається, і напрямок інтегрування інтегратора змінюється і напруга на його виході починає лінійно спадати, поки не досягне нижнього порогу інтегрування. При цьому тригер знову перемикається, і напрямок інтегрування змінюється на протилежний. На виході тригера формуються прямокутні імпульси, а на виході інтегратора – трикутні. Для отримання близького до синусоїдального сигналу використовується обмежувач трикутної напруги. В даному випадку він виконаний на операційному підсилювачі А4 з доданим обмежувачем (на світло випромінюючих діодах).

Параметри такого простого функціонального генератора (перш за все, максимальна частота і амплітуда сигналу) цілком залежать від застосовуваних операційних підсилювачів. Звичайні операційні підсилювачі можуть використовуватися до частот в десятки кілогерц і при амплітудах до 10–15 В. Проте новітні надширокопasmові операційні підсилювачі, описані в главі 1, можуть використовуватися для побудови функціональних генераторів з частотами до десятків мегагерц, але з амплітудою імпульсів до 3–5 В.

При побудові простих функціональних генераторів можливості управління їх параметрами, насамперед, частотою, виявляються обмеженими. Таким чином в генераторі зображеному на рисунку 1.2 грубу зміну частоти організовано перемиканням конденсатора C , а плавну зміну частоти організовано зміною опору резистора R .

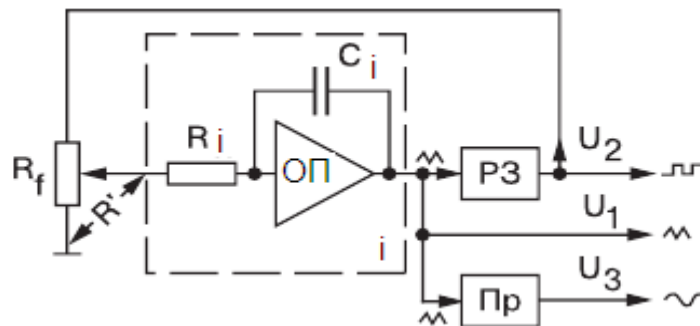


Рисунок 1.2 – Блок–схема функціонального генератора

Кратність плавної зміни частоти може досягати десятків або сотень разів, але для сучасних функціональних генераторів зазвичай необхідна реалізація електронної зміни частоти, а нерідко й інших параметрів, наприклад, несиметрії наростаючої і спадаючої частин трикутного сигналу. Електронна зміна частоти за допомогою керуючої напруги або струму перетворює функціональний генератор в генератор коливальної частоти і дозволяє застосовувати його для зняття амплітудно–частотних (АЧХ) і фазочастотних (ФЧХ) характеристик різних радіотехнічних пристроїв і систем.

Існує два способи електронного керування частотою функціонального генератора:

- 1) зміна струмів заряду і розряду конденсатора;
- 2) зміна рівнів U_1 і U_2 спрацювання релейного елемента.

Другий спосіб найчастіше веде до зміни амплітуди вихідних сигналів, що небажано. У зв'язку з цим будемо розглядати тільки структури функціональних генераторів, у яких керування частотою реалізовано тільки зміною струму заряду і розряду конденсатора. Зауважимо, що в загальному випадку різниця рівнів зарядного і розрядного струму дозволяє отримувати несиметричні по тривалості напівперіоди сигнали.

На рисунку 1.3 показана узагальнена блок-схема функціонального генератора, керованого напругою U_0 , зокрема, що знімається з прецизійного провідникового потенціометра R_f . Блок управління частотою (БУЧ) створює пару напруг або струмів, які можуть мати додаткові збільшення для здійснення частотної модуляції. Для цього на "вхід ЧМ" подається модулююча напруга від відносно низькочастотного генератора.

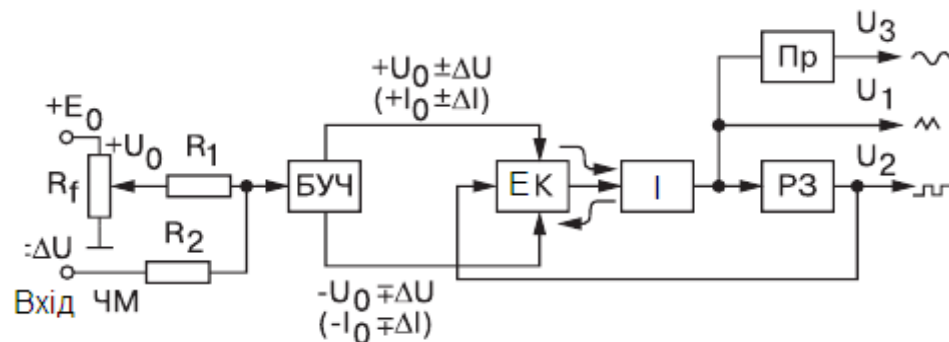


Рисунок 1.3 – Блок-схема керованого та частотно-модулюючого функціонального генератора

На вхід інтегратора подаються поперемінно (за допомогою електронного комутатора (ЕК)) напруги або струми різної полярності, які й визначають час заряду і розряду конденсатора інтегратора. Не враховуючи частотну модуляцію для часу заряду і розряду конденсатора струмами I_3 і I_p , можна записати ідеалізовані вирази:

$$t_3 = 2CU_m / I_3 \quad (1.1)$$

$$t_p = 2CU_m / I_p \quad (1.2)$$

Для випадку генерації несиметричних коливань ($I = I_3 = I_p$)

$$T_0 = t_p + t_p = 4CU_m / I \quad (1.3)$$

$$f_0 = 1/T_0 = I / 4CU_m \quad (1.4)$$

Найчастіше ЕК будується у вигляді мостової схеми на кремнієвих діодах з малими зворотними струмами. Найкращими є діоди Шоткі, які мають малі напруги у відкритому стані, відрізняються високою швидкістю і практично мають мінімальний час перемикання з відкритого стану в закритий.

В іншому варіанті блок-схеми (рисунок 1.4) та наведена в додатку В, застосовується блок керування частотою з перетворювачем напруги в струм (БУЧ-ПНС). При цьому в ролі інтегратора використовується конденсатор C_i з однією з заземлених обкладинок. Для зняття з конденсатора пилоподібної напруги використовується буферний підсилювач БП з якомога більшим входним опором і хорошими частотними властивостями (частотою відсікання набагато більшою максимальної частоти генерації).

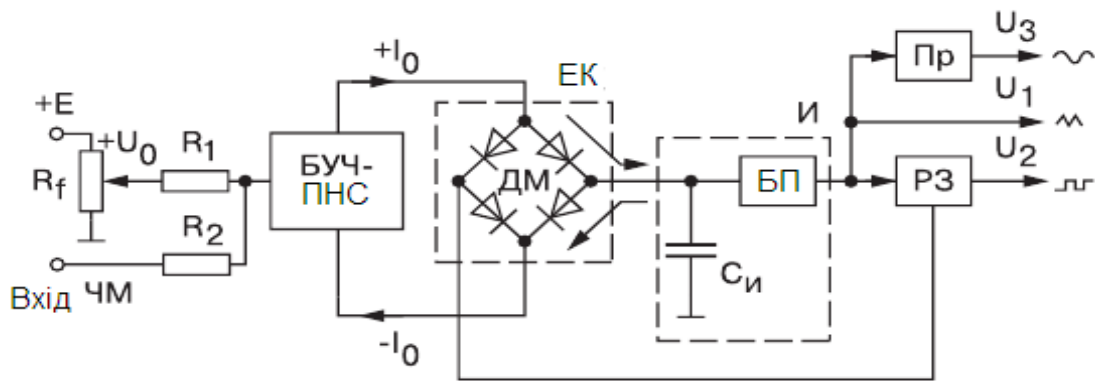


Рисунок 1.4 – Функціональний генератор з перемиканням струму на виході

Формування з трикутного сигналу синусоїдального є однією з основних і найбільш важких завдань при побудові функціональних генераторів. Простий обмежувач показаний на рисунку 1.1, створює помітне спотворення синусоїдальної напруги. Це пов'язано з тим, що обмеження відбувається за логарифмічним законом, який сильно відрізняється від синусоїдального. Набагато кращі результати дає застосування перетворювача на польовому транзисторі (рисунок 1.5). В цьому випадку використовується та обставина, що початкова ділянка вихідної ВАХ польового транзистора схожа на вид синусоїдальної кривої в першому і третьому квадрантах. Однак і в цій схемі вихідний сигнал не ідеально синусоїдальний і коефіцієнт гармонік доходить до часток відсотка лише в ретельно оптимізованій та відрегульованій схемі, що розміщується в мікротермостаті [13–16].

Фактично формувач може бути одноквadrантним, оскільки має відтворювати чверть періоду синусоїдальної функції (інші чверті можна отримати з першої чверті періоду за допомогою не дуже складних схем).

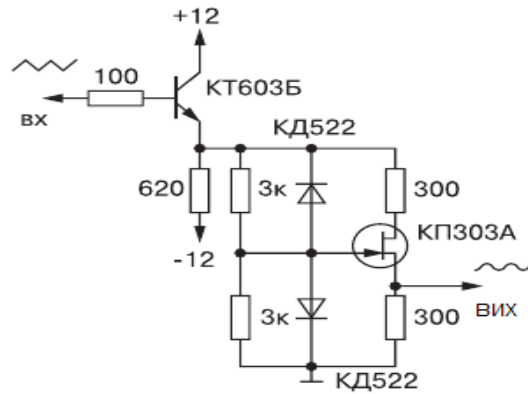


Рисунок 1.5 – Формувач синусоїдального сигналу із трикутного, на польовому транзисторі

В роботах [8, 9] показано, що для цього цілком підходять діодні обмежувачі напруги, які широко використовувалися ще в старих аналогових ЕОМ. Вимірювачі частотних характеристик в загальному будуються по стандартному принципу узагальнена модель якого приведена нижче. Прилад, містить генератор гойдаючої частоти (ГКЧ) з плавною зміною частоти і осцилографічний індикатор, що забезпечує візуальне спостереження АЧХ і вимірювання їх параметрів. Структурна схема вимірювача АЧХ представлена на рисунку 1.6, та наведена в додатку Е.

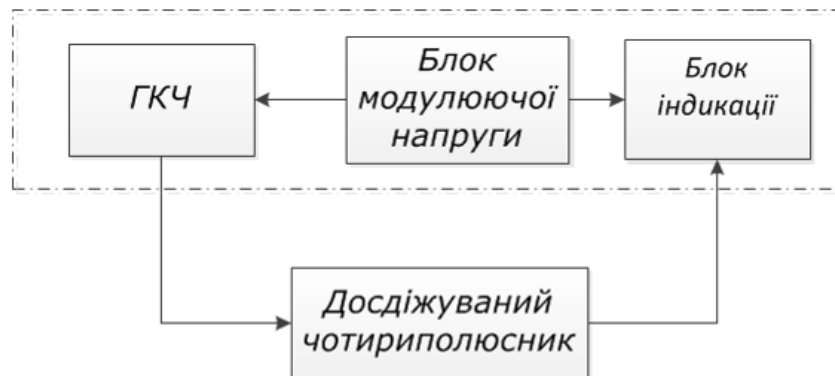


Рисунок 1.6 – Структурна схема вимірювача АЧХ

Гойдання частоти ГКЧ здійснюється пилкоподібною напругою, яка в простому випадку співпадає за формою з напругою, горизонтального відхилення променя індикатора (рисунок 1.7, д). Переміщення променя вздовж горизонтальної осі екрану відбувається синхронно із зміною частоти ГКЧ (рисунок 1.7, а). Частотно-модульована напруга постійної амплітуди $U_{вх}$ з ГКЧ (рисунок 1.7, б) подається на вхід досліджуваного чотириполіусника.

Кожному значенню змінної частоти вхідного сигналу відповідає певний коефіцієнт передачі, тому амплітуда вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ змінюється відповідно до її АЧХ (рисунок 1.7, в). Напруга з виходу чотиріполіусника подається на вхід вертикального каналу осцилографічного індикатора, і на екрані вимальовується амплітудно–частотно–модульоване коливання, огинаюча якого повторює форму АЧХ пристрою.

Для отримання на екрані індикатора пристрою АЧХ чотиріполіусника у вигляді односторонньої кривої, більш зручною для дослідження, напруга $U_{\text{вих}}$ попередньо детектується амплітудним детектором і продетектована напруга (див. рисунок 1.7, г) подається на вертикально–відхиляючі індикатора вимірювача АЧХ.

На час зворотного ходу променя індикатора, ГКЧ замикається і на екрані видно горизонтальна лінія нульового рівня. Таким чином, на екрані приладу за час прямого ходу променя автоматично викреслюється АЧХ досліджуваного чотиріполіусника, причому вісь абсцис індикатора вимірювача АЧХ є віссю частот.

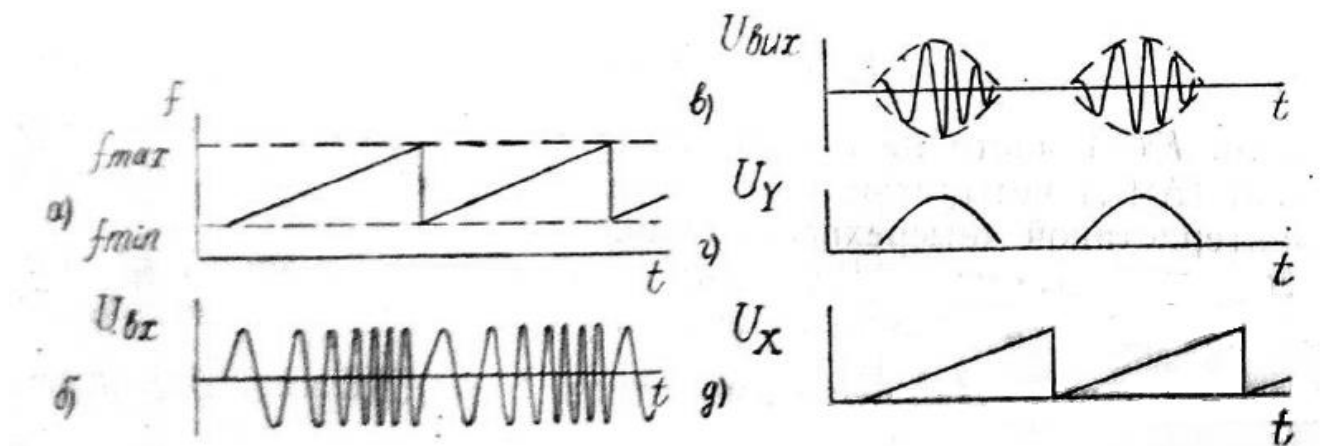


Рисунок 1.7 – Карти напруг: *a* – закон зміни частоти ГКЧ; *б* – напруга на вході чотиріполіусника; *в* – напруга на виході чотиріполіусника; *г* – напруга на Y–пластинах індикатора; *д* – напруга на X–пластинах індикатора

1.2 Сучасні функціональні генератори–вимірювачі АЧХ

Широкому поширенню функціональних генераторів в останні 10–15 років сприяла розробка спеціалізованих великих інтегральних мікросхем (ВІС). Їх застосування не тільки здешевлює ці корисні пристрої, але і дозволяє досягти при їх побудові високих технічних характеристик. Зокрема, завдяки добре узгодженим властивостям входять до їх складу напівпровідникових приладів та операційних підсилювачів.

До таких мікросхем відноситься монолітна інтегральна мікросхема функціонального генератора XR–2206. Вона слугує для побудови наступних пристроїв:

- функціональних генераторів;
- генераторів коливальної частоти;
- генераторів з амплітудною (АМ) і частотною (FM) модуляцією;
- перетворювачів напруги в частоту;
- генераторів з FSK модуляцією та ін.

Основні особливості і параметри мікросхеми:

- малий (до 0,5%) коефіцієнт нелінійних спотворень синусоїдальної напруги;
- висока температурна стабільність частоти до 20 ppm / ° C (або 0,02% / ° C);
- широкий діапазон хитання частоти до 2000/1;
- мала чутливість до зміни напруги живлення;
- лінійна амплітудна модуляція;
- TTL рівні керуючого напруги при фазовій маніпуляції (FSK);
- зміна несиметрії півхвиль в широких межах (від 1 до 99%);
- широкий діапазон можливих робочих напруг (від 10 до 26 В);
- Помірна споживана потужність (не більше 750 мВт).

Мікросхема випускається в декількох варіантах в залежності від типу корпусу і робочого діапазону температур навколишнього середовища. Спрощена блок–схема мікросхеми XR–2206 представлена на рисунку 1.8. Мікросхема містить керований напругою генератор імпульсів VCO, перемикач струму Current Switches і блок множників та формування синусоїдального або трикутної напруги Multiplier And Sine Schaper. За допомогою резистора R_3 , підключеного до виходу 3 мікросхеми, можна здійснювати плавне регулювання амплітуди трикутних імпульсів або синусоїдальної напруги. Їх залежність від значення R_3 представлена на рисунку 1.9. На рисунку 1.10 показана залежність споживаного мікросхемою струму від напруги живлення при різних значеннях опору R . З рисунку 1.9 видно, що мінімальний опір R визначається зростанням споживаної мікросхемою потужності при зменшенні R . Типове мінімальне значення R близько 1 кОм. Максимальне значення R може досягати 2 МОм, так що межі зміни R (і часових параметрів) можуть досягати 2000 разів.

Прикладом високоякісної мікросхеми функціонального генератора є мікросхема MAX038 фірми MAXIM [18]. Функціональна схема мікросхеми MAX038 показана на рисунку 1.11, та наведена в додатку Д. Центральне місце займає власне генератор OSCILLATOR, робота якого заснована на заряді і розряді зовнішньої ємності C регульованим постійним струмом. Для цього

слугує джерело регульованого струму OSCILLATOR CURENT GENERATOR. Таке вирішення забезпечує заземлення однієї з обкладинок зазвичай перемикачання конденсатора і дозволяє в широких межах плавно змінювати частоту генератора зміною керуючі напруги. Крім того, при цьому забезпечено можливість регулювання симетрії (шпаруватості) імпульсів і маніпуляції.

Застосування інтегратора на основі керованих джерел струму має деякі переваги перед інтегратором з ємнісний негативним зворотним зв'язком – більш високі частоти і менші спотворення верхівок трикутних коливань. Правда, отримання високої лінійності трикутного напруги виявляється більш складним завданням.

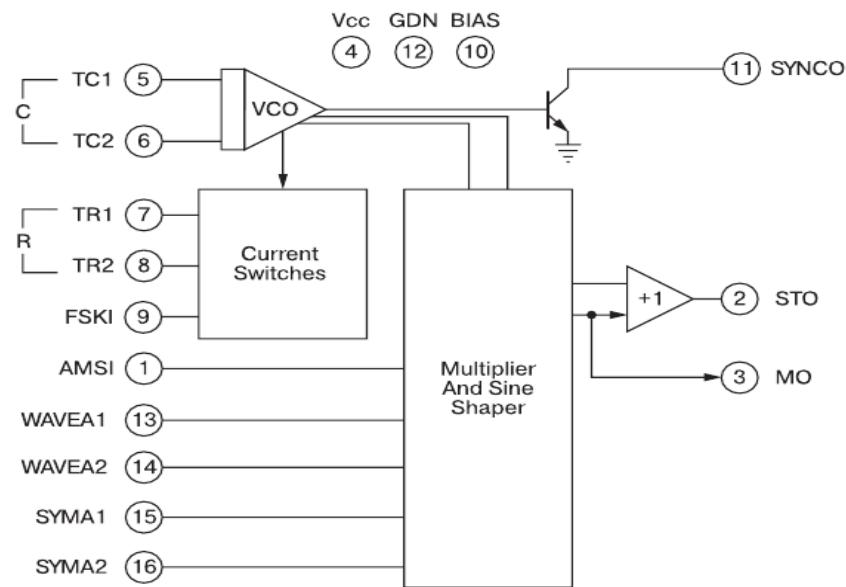


Рисунок 1.8 – Спрощена блок-схема мікросхеми XR-2206

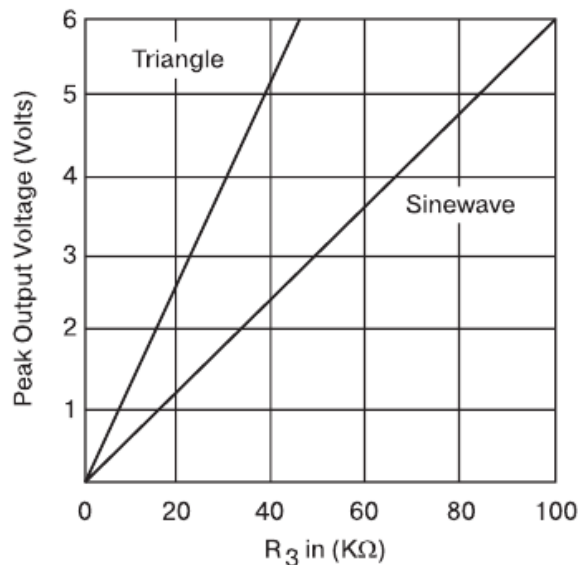


Рисунок 1.9 – Залежність амплітуди трикутних імпульсів та синусоїдальної напруги від величини опору резистора R_3

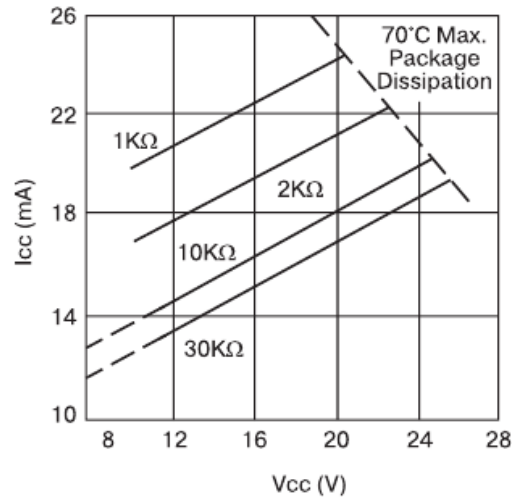


Рисунок 1.10 – Залежність струму споживаної мікросхемою XR–2206 від напруги живлення при різних значеннях R

Для отримання синусоїдальної напруги застосований перетворювач SINE SHAPER, а для отримання прямокутної напруги – додатковий компаратор COMPARATOR. Комутатор MUX служить для вибору форми сигналу (синусоїдальної, трикутної або прямокутної), а буферний підсилювач для підключення навантаження RLCL. Другий компаратор і фазовий детектор PHASE DETECTOR слугують для створення сигналів синхронізації, які використовуються осцилографом при роботі з функціональним генератором.

На рисунку 1.12 представлені, рекомендовані розробником, типові схеми включення цієї мікросхеми: зліва звичайна і справа з дещо поліпшеними характеристиками (показані тільки зміни в основній схемі).

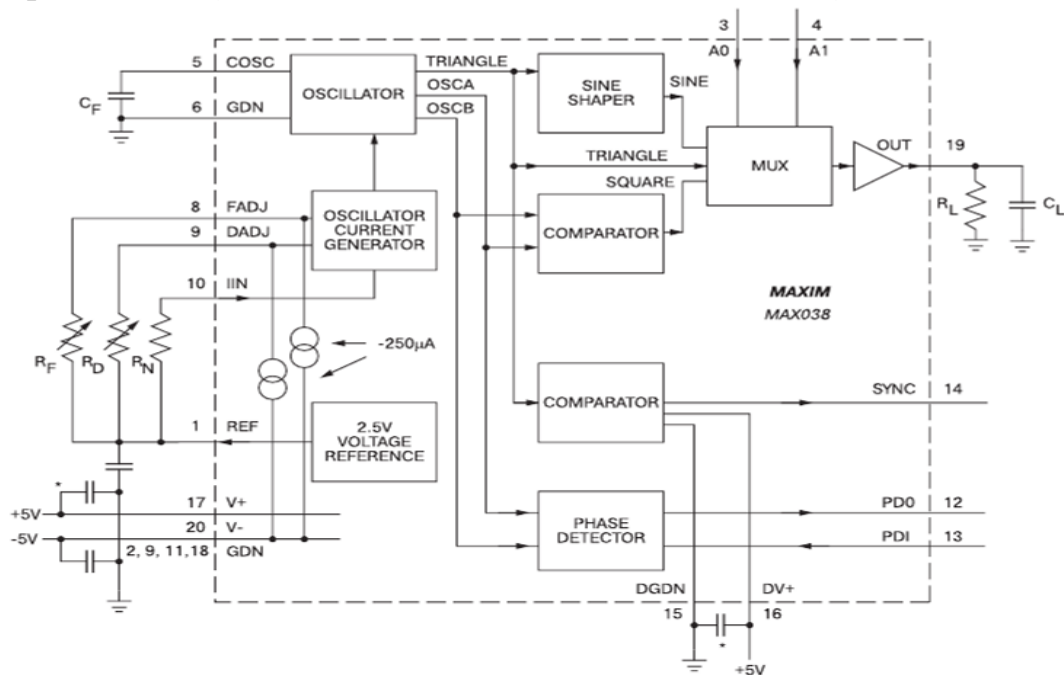


Рисунок 1.11 – Функціональна схема MAX038

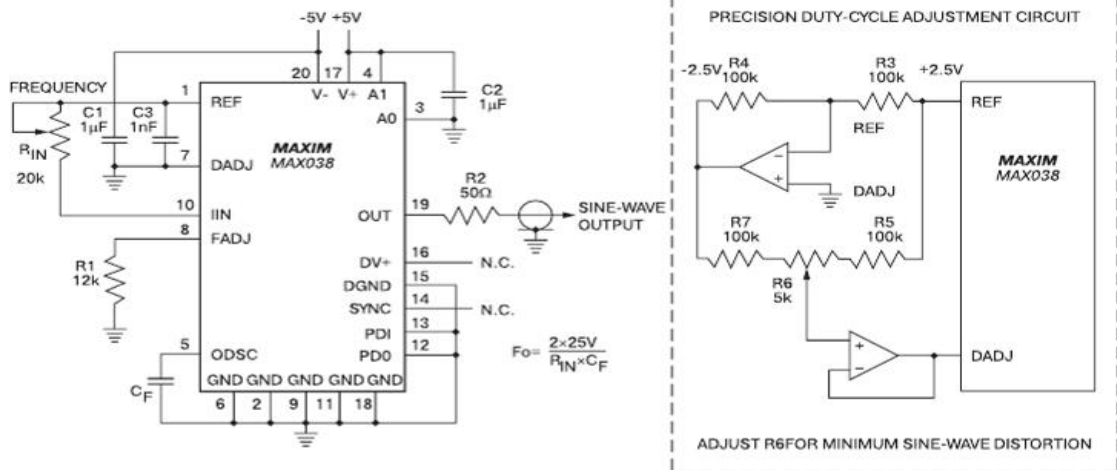
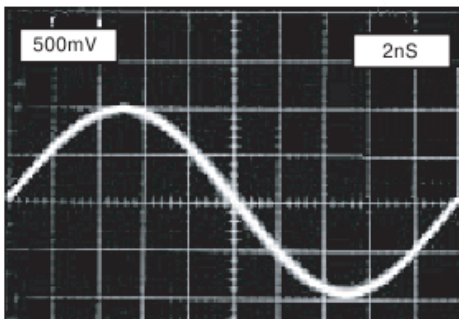
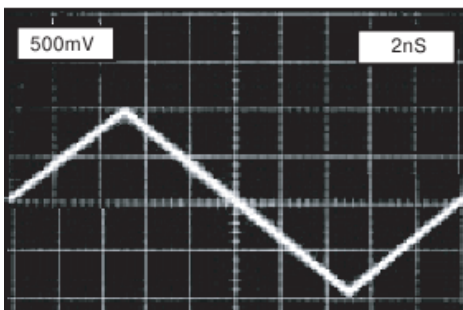


Рисунок 1.12 – Звичайна та поліпшена схеми включення мікросхеми МАХ038

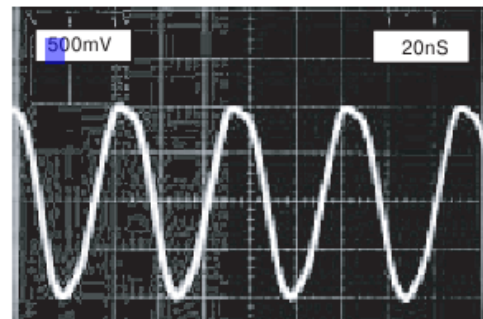
Синусоїда 50Гц



Сигнал трикутник 50Гц



Синусоїда 20МГц



Сигнал трикутник 20МГц

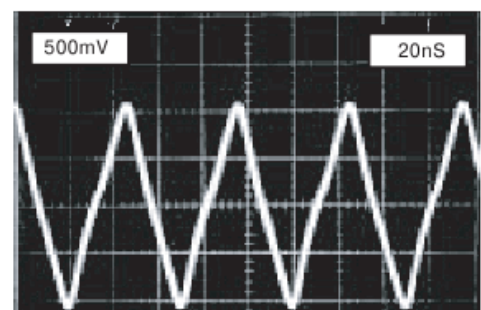


Рисунок 1.13 – Осцилограми сигналів функціонального генератора МАХ038

На рисунку 1.13 представлені отримані широкосмуговим осцилографом осцилограми сигналів функціонального генератора на даній мікросхемі: зліва на частоті 50 Гц, а справа на граничній частоті 20 МГц. Неважко помітити, що на низькій частоті форма сигналів бездоганна, а от на частоті 20 МГц спотворення сигналу помітні навіть на око.

Необхідно зазначити, що функціональні генератори із настільки високою частотою досить рідкісні прилади. Так що мікросхема МАХ038 придатна практично для всіх масових моделей функціональних генераторів. Напряга живлення даної мікросхеми 2,5 В, середній струм споживання 20мА.

В результаті отримали дані для порівняння ІМС функціональних генераторів різних марок та фірм–виробників. Ці дані наведено в таблиці 1.1. З таблиці видно, що ІМС AD9833 має переваги над своїми попередніми аналогами тому буде доцільно обрати її для подальшої розробки генератора сигналів.

Таблиця 1.1 – Порівняльні дані

Модель ІМС	XR–2206	MAX038	AD9833
Діапазон частот, кГц	0–1000	0,001–20000	0–12500
Форма вихідного сигналу	трикутник, меандр, синусоїда	трикутник, меандр, синусоїда	трикутник, меандр, синусоїда
Напруга живлення, В	12	2,5	2,5–3
Струм споживання, мА.	20	50	20

1.3 Висновки до розділу

На підставі аналізу сучасних автогенераторних пристроїв, доведено перспективність напрямку – розробки схемо–технічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

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

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОБОТИ АВТОГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

2.1 Дослідження параметрів автогенератора на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором

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.

Схема, яка реалізує вольт–амперну характеристику з від'ємним диференціальним опором, подана на рисунку 2.1. Вона складається із біполярного і польового транзистора у вигляді гібридної інтегральної схеми. Коливальний контур утворений зовнішньою індуктивністю і внутрішньою ємністю транзисторів разом з від'ємним опором, який існує на електродах колектор–затвор і стік–затвор біполярного і польового транзисторів. Одним із перших досліджень, присвячених вирішенню нелінійного рівняння коливань, була робота Ван–дер–Поля. В цій роботі були об'єднані рівняння паралельного коливального контуру і нелінійної вольт–амперної характеристики з від'ємним диференціальним опором, що дало змогу отримати нелінійне диференціальне рівняння другого порядку, але на практиці найчастіше необхідно мати аналітичні вирази для амплітуди коливань, чутливості амплітуди і частоти до зміни зовнішніх елементів схеми, режимів живлення, тому застосовуються нелінійні методи аналізу.

Фізичні процеси, які протікають в транзисторній структурі (рисунок 2.1), є досить складними, що не дає можливості описати їх простими коректними кількісними залежностями. Тому аналітичний опис основних характеристик та параметрів базується на їх описі елементарними функціями. На рисунку 2.2 наведена статична вольт–амперна характеристика, а на рисунку 2.3 динамічна ВАХ транзисторної структури (рисунок 2.1) та наведена в додатку К з від'ємним диференціальним опором.

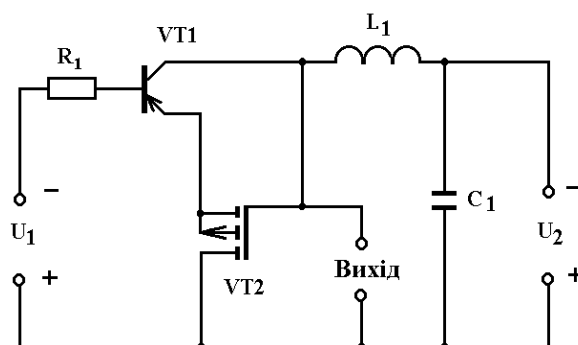


Рисунок 2.1 – Електрична схема генератора

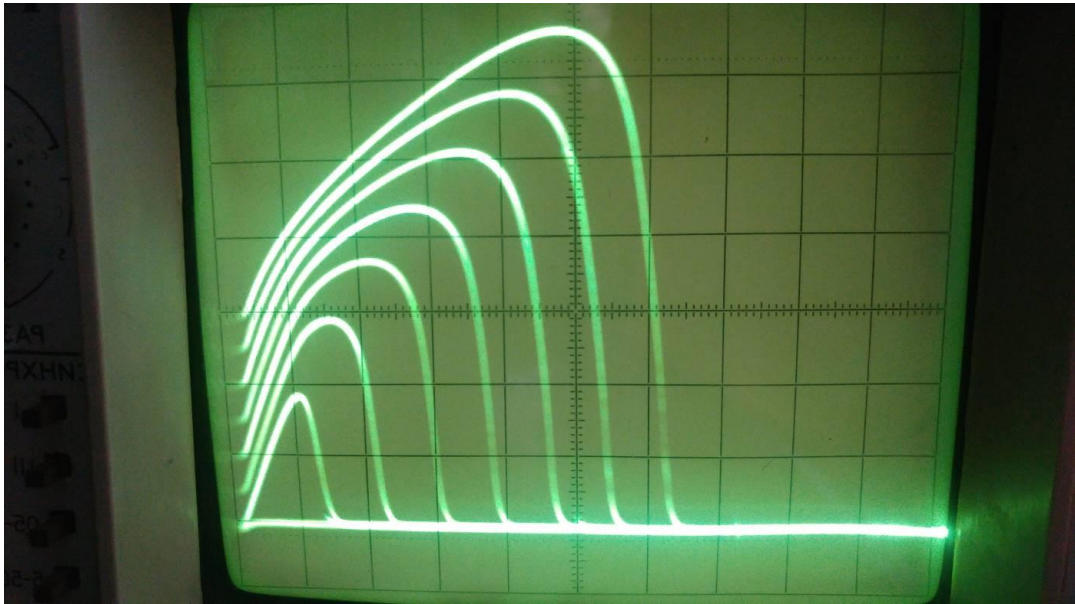


Рисунок 2.2 – Статична вольт–амперна характеристика генератора

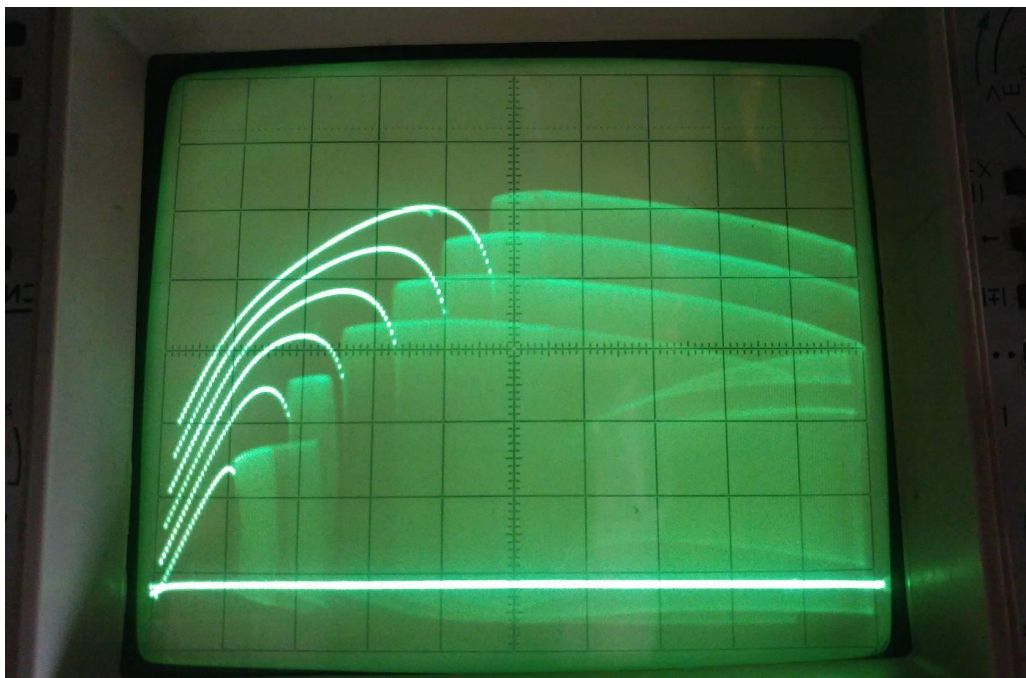


Рисунок 2.3 – Динамічна вольт–амперна характеристика генератора

При проведенні експериментальних досліджень властивостей генератора необхідно визначити повний опір на електродах колектор–стік (рисунок 2.1). Повний опір Z , активна частина якого має від’ємне значення, а реактивна – ємнісний характер, визначається з еквівалентної схеми пристрою, яка подана на рисунок 2.4.

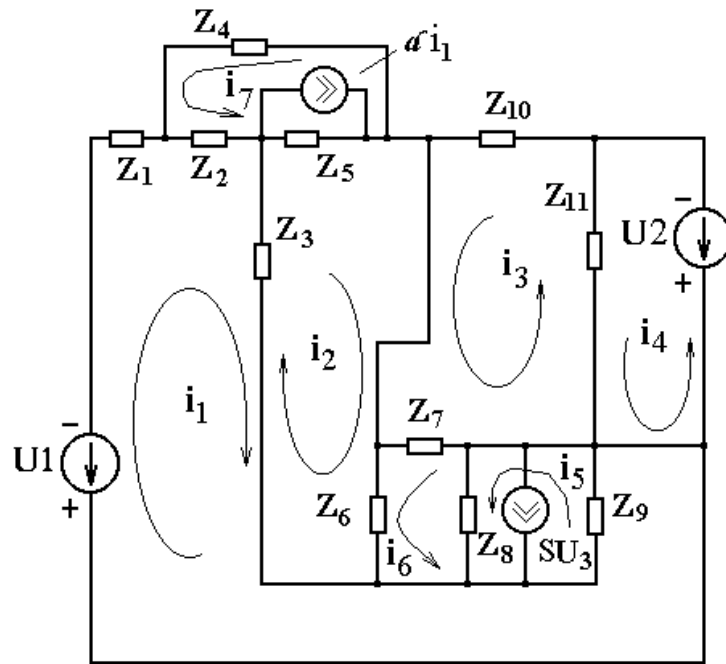


Рисунок 2.4 – Перетворена еквівалентна схема генератора

Згідно вибраних напрямів контурних струмів система рівнянь Кірхгофа має вигляд:

$$\begin{cases} U_1 = (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_9)i_1 + Z_2i_7 - Z_3i_2 + Z_9i_5 + Z_9SZ_6i_2, \\ 0 = (Z_3 + Z_5 + Z_6)i_2 - Z_3i_1 - Z_5\alpha i_1 + Z_5i_7 + Z_6i_6, \\ 0 = (Z_7 + Z_{10} + Z_{11})i_3 - Z_7i_6 - Z_{11}i_4, \\ U_2 = Z_{11}i_4 - Z_{11}i_3, \\ 0 = (Z_8 + Z_9)i_5 - Z_8i_6 - Z_8SZ_6i_2 + Z_9SZ_6i_2 + Z_9i_1, \\ 0 = (Z_6 + Z_7 + Z_8)i_6 + Z_6i_2 - Z_7i_3 - Z_8i_5 + Z_8SZ_6i_2, \\ 0 = (Z_2 + Z_4 + Z_5)i_7 + Z_2i_1 + Z_5i_2 - Z_5\alpha i_1. \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{де } Z_1 = R_{\delta o}, \quad Z_1 = R_{\delta o}, \quad Z_3 = \frac{R_e}{1 + (\omega C_e R_e)^2} - j \frac{R_e^2 \omega C_e}{1 + (\omega C_e R_e)^2}, \quad Z_4 = 1 / j\omega C_\kappa,$$

$$Z_5 = R_\kappa, \quad Z_6 = \frac{R_{38}}{1 + (\omega C_{38} R_{38})^2} - j \frac{R_{38}^2 \omega C_{38}}{1 + (\omega C_{38} R_{38})^2}, \quad Z_7 = 1 / j\omega C_{3c},$$

$$Z_8 = R_{c8}, \quad Z_9 = 1 / j\omega C_{c8}, \quad Z_{10} = j\omega L_1, \quad Z_{11} = 1 / j\omega C_1, \quad \dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j(f / f_0)^2}.$$

$\dot{\alpha}$ – комплексне значення коефіцієнта передачі по струму, S – крутість польового транзистора. Розв'язання системи рівнянь (2.1) виконано методом Гауса з

частковим вибором головного елемента на персональному комп'ютері. Значення параметрів транзисторів необхідних для розрахунків, отримані із джерел [29, 30].

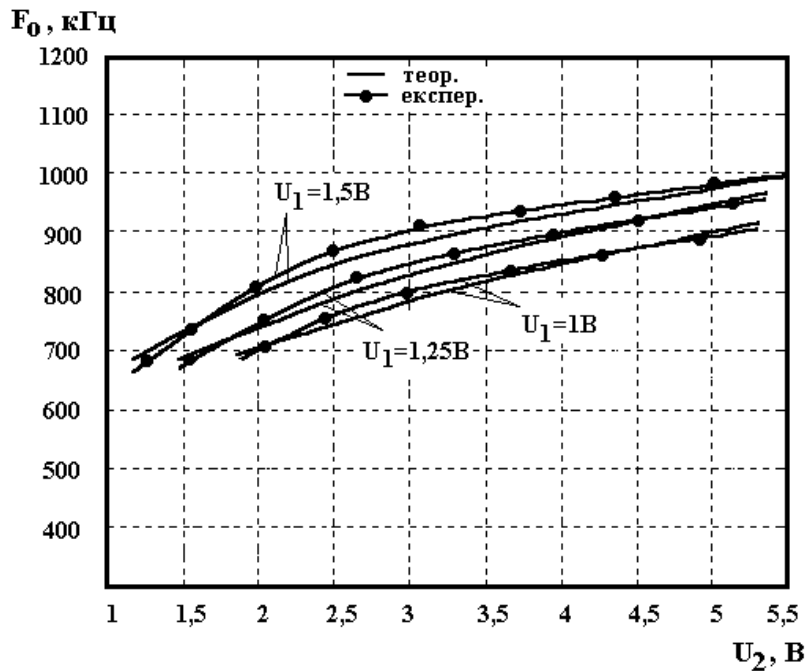


Рисунок 2.5 – Залежності частоти генерації автогенератора від напруги живлення

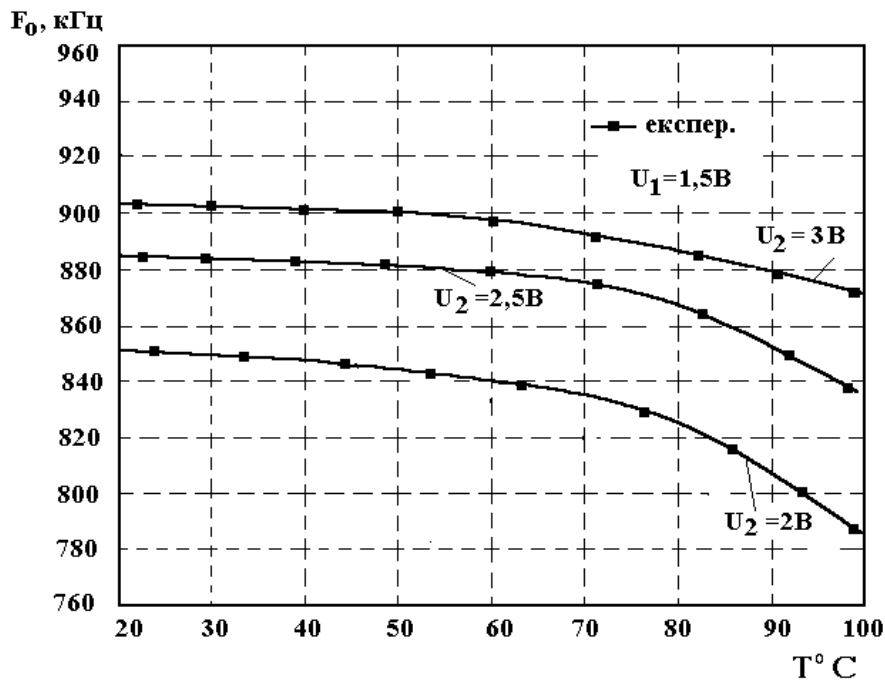


Рисунок 2.6 – Залежність частоти генерації автогенератора від температури

Зміна напруги живлення, яка подається на колектор біполярного транзистора і стік польового транзистора, дозволяє керувати частотою генерації (рисунок 2.5). На рисунку 2.6 наведені експериментальні залежності частоти генерації

при різних режимах живлення від температури навколишнього середовища. Оптимальним діапазоном робочих температур є інтервал від $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Експериментальні дослідження роботи генератора показали, що він стабільно працює при змінах зовнішніх факторів таких як температура, режими живлення. Коефіцієнт нестабільності без застосування методів стабілізації склав 10^{-5} [32].

2.2 Асимптотичні методи розрахунку нелінійних кіл автогенераторних пристроїв на транзисторних структурах з від'ємним диференціальним опором

Практично всі методи розрахунку нелінійних кіл є наближеними, які відрізняються лише ступенем точності. За способом отримання результатів методи аналізу нелінійних кіл розподіляються на аналітичні, числові, графоаналітичні і графічні. Нелінійні задачі можна класифікувати по ряду ознак. Розрізняють кола з малою нелінійністю (квазілінійні) в протилежність колам суттєво нелінійним, з постійними у часі джерелами енергії (автономні) і залежними від часу джерелами енергії (неавтономні).

Широке впровадження електронних обчислювальних машин значно зменшило цінність графічних і графоаналітичних методів, змусило оцінити числові методи з точки зору можливостей їх застосування в обчислювальних пристроях.

З аналітичних методів найбільше розповсюдження знайшов метод малого параметру. Математичні методи його закладені в локальній теорії періодичних рішень Ляпунова–Пуанкаре. Цей метод був вперше застосований для всебічного дослідження нелінійних коливань. Найширше застосування знайшли варіанти методу малого параметру, які розробили Пуанкаре (метод збурення), Ван-дер-Поль (метод усереднення), Н.М.Крилов, Н.Н.Боголюбов, Ю.А. Мітропольський (асимптотичні методи) і багато інших [33–35]. В роботах Н.Н.Боголюбова і Ю.А.Мітропольського метод малого параметру найбільш добре розвинений і застосовується до аналізу і розрахунків автоколивальних систем, близьких до лінійних, які описуються диференціальними рівняннями другого порядку. Тому цей метод покладено в основу розгляду таких систем.

Автоколивальні системи, які широко використовуються в радіоелектроніці, описуються рівняннями [33]

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

де t – незалежна змінна, y – залежна змінна, ω_0 – константа, ε – малий позитивний параметр, який покладено в основу назви метода.

Коли $\varepsilon = 0$, то рівняння набуває вигляду

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

Це рівняння описує процес в лінійному коливальному контурі. Відомо, що в такому контурі, який складається з індуктивності L і ємності C , можливі незатухаючі коливання з частотою $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Ці коливання мають форму косинусоїди $y = a \cos \theta$, де $\theta = \omega_0 t + \varphi$, причому a і φ – сталі величини. Таким чином, при $\varepsilon = 0$ існують коливання із сталою амплітудою і рівномірно зростаючим фазовим кутом:

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

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

Нехай розв'язок рівняння (2.2) має такий вигляд

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

На цей розв'язок накладається додаткова умова: у виразах u_1 , u_2 і так далі відсутня перша гармоніка, що приводить до наступних вимог:

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

Тобто, величина a повинна являти собою повну амплітуду першої гармоніки. В розв'язку (2.5) перша складова є основною частотою, яка перенесена із лінійного випадку. Наступні складові являють собою доданки, які обумовлені нелінійністю, що розкладені в ряд по ступенях малого параметру. Існування навіть ма-

лої нелінійності приводить до того, що амплітуда і фаза першої складової будуть змінюватись в залежності від часу. Аналітичні вирази цих залежностей також можна розкласти в ряд по ступенях малого параметра, як і основне рішення [33]

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

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

На практиці часто необхідно визначити перехідні процеси, тобто розв'язати задачу швидкості встановлення амплітуди і фази коливань. Ця задача розв'язується інтегруванням або аналізом рівнянь (2.7) і (2.8), що значно простіше, ніж інтегрування або аналіз вихідних рівнянь (2.2). Повний опис процесу коливань 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, які відображають рішення

Розв'язки для y , $\frac{dy}{dt}$, $\frac{d^2y}{dt^2}$ підставляються у вихідне рівняння (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 (2.7) і (2.8). Окрім того, ще до підстановки розв'язку у праву частину (2.2), ця частина розкладається у ряд Тейлора в околі нульового розв'язку $y = y_0 = a \cos \theta$, $dy/dt = -a\omega_0 \sin \theta$. Після розкриття дужок у вихідному рівнянні праворуч і ліворуч отримуються поліноми, які розміщуються по ступенях малого параметра ε . Оскільки ε може мати будь-який порядок малості, то можна окремо прирівняти коефіцієнти, які містять малий параметр, за однакових степенів праворуч і ліворуч.

Така операція приводить до таких рівнянь [33]

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

де $f_0(a, \theta) = f(a \cos \theta, -a \omega_0 \sin \theta)$, $f_1(a, \theta)$, $f_2(a, \theta)$ – виражаються набагато складніше. Кількість рівнянь системи (2.10) залежить від необхідної точності розв’язку. З ростом точності зростають степені малого параметра, коефіцієнти при яких потім прирівнюються. Математичний аналіз рівнянь (2.10) дозволяє встановити, що вирази f_0 , f_1 , f_2 є періодичні функції з періодом 2π . Задача визначення функцій u_k , A_k , B_k може бути розв’язана, якщо розкласти в тригонометричні ряди вирази для f_0 , f_1 , $f_2 \dots$, а також u_1 , $u_2 \dots$. Після підстановки тригонометричних рядів в систему рівнянь (2.10) і порівняння коефіцієнтів при однакових гармоніках (окремо для \sin і \cos), то отримуємо вирази для визначення функцій A_k , B_k і коефіцієнтів гармонічних рядів u_1 , $u_2 \dots$.

Після необхідних математичних перетворень для першого наближення отримуємо наступні співвідношення [33]:

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

причому функції $g_0, g_n, h_n, v_0, v_n, w_n$ визначаються із розкладу [33]

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

Таким чином, визначені функції $A_1(a)$, $B_1(a)$ і всі гармонічні компоненти функції $u_1(a, \theta)$, окрім перших – $v_1(a)$ і $w_1(a)$. Про перші гармоніки було зробле-

но припущення (2.6), що вони враховуються тільки основною, першою складовою розв'язку (2.5). Звідки витікає, що

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

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

З формул Фур'є визначають g_n , h_n :

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

Аналогічним чином можна отримати вирази для наступних членів ряду, які відображають розв'язок. Ці вирази є достатньо складними, тому що записуються у загальному вигляді. Для конкретних випадків розв'язок можна отримати в простішому вигляді.

2.4 Нелінійна модель генератора

Розв'язання задачі нелінійного рівняння генератора будемо проводити за методом, розглянутим у попередньому параграфі. Електрична схема генератора подана на рисунок 2.1. За допомогою резистора R_1 і джерел постійної напруги U_1 і U_2 робоча точка устанавлюється на спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики транзисторної структури і забезпечується її стійкість з постійного струму. Блокувальний конденсатор великої ємності C_1 дозволяє вважати транзисторну структуру підключеною по змінному струму паралельно коливальному контуру з боку електродів колектора біполярного і стоку польового транзисторів. Коливальний контур утворено зовнішньою індуктивністю L_1 і внутрішньою ємністю, яка разом з від'ємним опором існує на електродах колектор-стік біполярного і польового транзисторів.

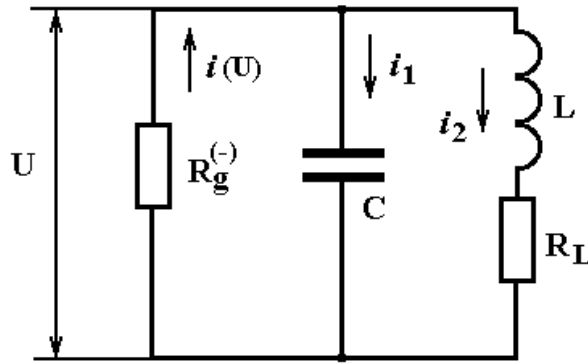


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема генератора по змінному струму

Еквівалентна схема генератора по змінному струму подана на рисунок 2.7, при цьому вважається, що ємність C коливального контуру не залежить від напруги. Позначення на рисунок 2.7 мають такий зміст: R_g – диференційний від’ємний опір, C – еквівалентна ємність транзисторної структури, L – зовнішня індуктивність, $R = R_L + \rho^2 / R_H$ – опір втрат контуру, R_L – активний опір індуктивності L , $\rho = (L/C)^{1/2}$ – характеристичний опір контуру. Рівняння Кірхгофа для цієї схеми мають вигляд:

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

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

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

Вираз (2.16) підставимо в третє рівняння системи (2.15) і зробимо необхідні перетворення, що приводить (2.15) до вигляду:

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

Введемо позначення: $\omega_0^2 = 1/LC$, $\delta = \frac{R}{\omega_0^2 L}$ – затухання контуру, $G(u) = \frac{di(u)}{du}$ – диференціальна провідність транзисторної структури. З врахуванням цих позначень рівняння (2.17) набуває вигляду

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

Перейдемо до безрозмірних величин по часу: $\tau = \omega_0 t$; по напрузі: $y = u/U_{\min}$ і струму: $I = i/I_{\max}$ де U_{\min} , I_{\max} – відповідно напруга в точці мінімуму і струм в точці максимуму характеристики транзисторної структури. В цьому випадку рівняння (2.17) перетворюється до вигляду

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

де $R'_g = U_{\min}/I_{\max}$, $I_-(y)$ – змінна складова нормованого струму транзисторної структури. Підставимо в (2.18) значення апроксимуючих функцій, тоді

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

В якості малого параметра приймаємо величину $\varepsilon = \omega_0 La_1 / R'_g$. Оскільки $a_1 < 0$ і в загальному випадку затухання контуру δ значне, то рівняння (2.19) описує коливальний процес з малою нелінійністю, якщо ε в незначній мірі відрізняється від δ . В цьому випадку можна записати

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

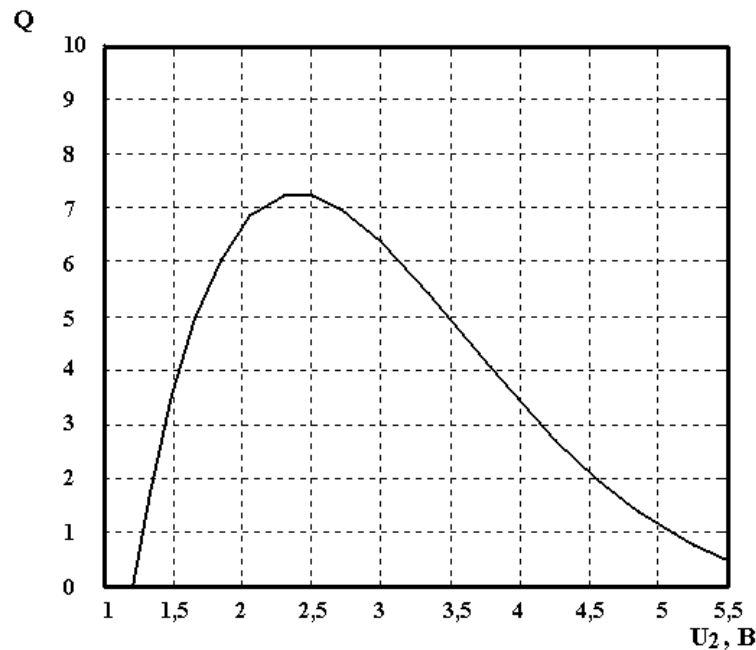


Рисунок 2.8 – Залежність Q від напруги живлення

при цьому значення Q дорівнює кільком одиницям. З другого боку, 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 виразу (2.19) мають порядок малості δ^2 і ними при визначенні амплітуд гармонік в першому наближенні можна знехтувати. З врахуванням цього (2.19) можна записати у вигляді

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

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

Розв'язок рівняння (2.22) в нульовому наближенні до амплітуди першої гармоніки і в першому наближенні до амплітуд вищих гармонік має вигляд [33, 36]

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

де

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

Підставимо у праву частину (2.22) замість y і $dy/d\tau$ відповідно

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

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

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 режимів збудження і амплітуди коливань

Амплітуда коливань визначається із рівняння $Y_2(2\pi) = 0$ або згідно (2.24)

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

тобто 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 цього можна записати [37]

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

Розв'язок рівняння (2.29) має вигляд [37]

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

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

1. $Qb_5 < 0$. Оскільки $b_5 < 0$ на всій спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики (рисунок 2.2), то окрім стаціонарного стану $A_{01} = 0$, можливий стан з амплітудою [37]

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

Знак похідної $d\Phi(A_0)/dA$ визначає стійкість стаціонарних станів. Якщо $d\Phi(A_0)/dA > 0$ і $Qb_5 < 0$, то стан $A_{01} = 0$ є нестійким, при $d\Phi(A_0)/dA < 0$ і $Qb_5 < 0$ стан з амплітудою A_{02}' є стійким. Нерівність $Qb_5 < 0$ можна привести до вигляду 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 транзисторної структури в робочій точці.
 $R_{екв}' = R_{екв}R_H/(R_{екв} + R_H)$ і $R_{екв} = \rho^2/R_L$.

2. $Qb_5 > 0$. В цьому випадку $d\Phi(A_{01})/dA < 0$ і стаціонарний стан $A_{01} = 0$ є стійким. Якщо $9b_3^2 < 40Qb_5$, то інших стаціонарних станів не існує. Ця нерівність записується у вигляді

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

Якщо $9b_3^2 > 40Qb_5$ то знак нерівності (2.33) змінюється на протилежний і в системі окрім $A_{01} = 0$ виникають ще два стаціонарних стани з амплітудами [37]

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

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

причому стан з амплітудою A_{02}'' є нестійким, а стан з A_{02}' – стійкий.

Отже, можна сказати, що в генераторі виникає режим м'якого збудження, коли резонансний опір навантаженого контуру $R_{екв}'$ буде задовольняти умові (2.32), з амплітудою коливань яка визначається формулою (2.31). Якщо, транзисторна структура працює при великих напругах зміщення ($b_3 > 0$) і виконується

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

то в системі виникає жорсткий режим збудження. При виконанні умови (2.33) в системі не виникає коливань.

Вираз для відносного значення амплітуди коливань в нульовому наближенні з врахуванням значень коефіцієнтів b_3, b_5, Q має вигляд [67]

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

Слід зауважити, що при достатньо 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 рисунок 2.9 подана залежність відносного значення амплітуди коливань від напруги зміщення для різних значень R_g'/R_H . Оптимальне навантаження складає $R_g'/R_H = 0,5$, при максимальній потужності, причому R_g' близьке до зна-

чення $R_g = (U_{\min} - U_{\max}) / (I_{\max} - I_{\min})$. Як видно з графіка, із зростанням R_H збільшується амплітуда коливань і область напруг зміщення, при яких можливо збудження коливань. В нульовому наближенні розмірна амплітуда коливань дорівнює $U = A_0 U_{\min}$ (В) (рисунок 2.9).

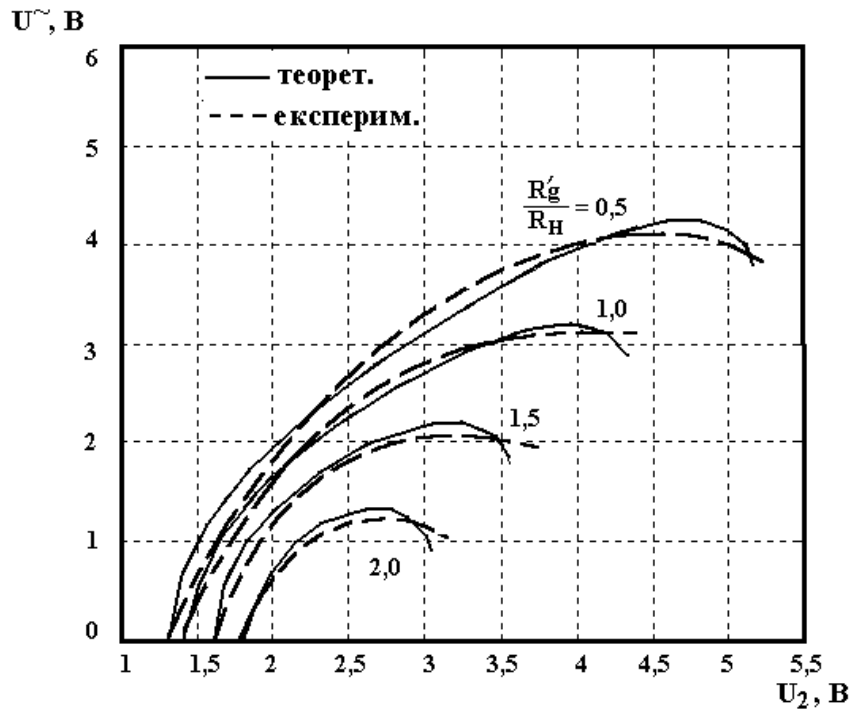


Рисунок 2.9 – Залежність вихідної напруги генератора від напруги живлення

2.6 Нелінійні спотворення

Амплітуда вищих гармонік у першому наближенні визначається інтегруванням виразу (2.23), причому відкидаються неперіодичні складові та складові з одиничною частотою, тоді [37]

$$\begin{aligned}
 Y_2(\tau) = & -\frac{A_0}{48} (15A_0^4 b_6 + 16A_0^2 b_4 + 16b_2) \sin 2\tau - \\
 & -\frac{3A_0^3}{128} (5A_0^2 b_5 + 4b_3) \sin 3\tau - \frac{A_0^4}{60} (3A_0^2 b_6 + 2b_4) \sin 4\tau - \quad (2.39) \\
 & -\frac{5A_0^5 b_5}{284} (\sin 5\tau) - \frac{3A_0^6 b_6}{560} \sin 6\tau
 \end{aligned}$$

Перейдемо до реального часу, при цьому поділимо амплітуди гармонік на A_0 , що дозволяє отримати вирази для коефіцієнтів гармонік [37]

$$\begin{aligned}
K_{U2} &= \frac{\rho A_0}{48R_g'} (15A_0^4 a_6 + 16A_0^2 a_4 + 16a_2) \quad , \\
K_{U3} &= \frac{3\rho A_0^3}{128R_g'} (5A_0^2 a_5 + 4a_3) \quad , \\
K_{U4} &= \frac{\rho A_0^4}{60R_g'} (3A_0^2 a_6 + 2a_4) \quad , \\
K_{U5} &= -\frac{5\rho A_0^5 a_5}{284R_g'} \quad , \\
K_{U6} &= \frac{3\rho A_0^6 a_6}{560R_g'} \quad .
\end{aligned} \tag{2.40}$$

Аналіз виразів (2.40) показує, що коефіцієнти гармонік є складними функціями напруг зміщення транзисторної структури, параметрів його характеристики $(a_n R_g')$, параметрів контуру (ρ) і амплітуди коливань A_0 , яка, в свою чергу, залежить від параметрів контуру, навантаження і зміщення. Очевидно, що шлях до отримання майже гармонічних коливань полягає у використанні контуру із значною ємністю (ρ мале) і при роботі із малими амплітудами коливань за рахунок вибору певних значень R_H . Проте в останньому випадку покращання форм коливань досягається за рахунок зменшення потужності у навантаженні.

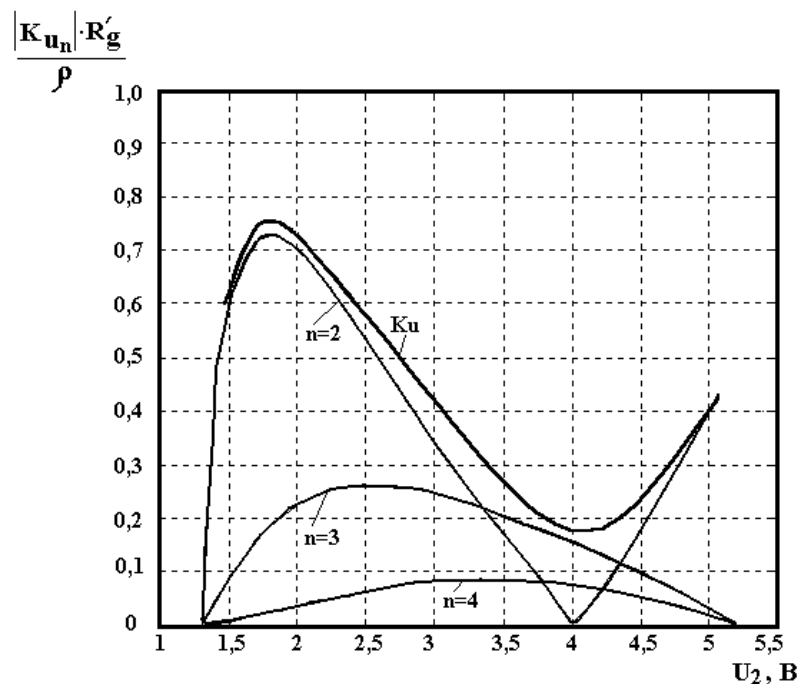


Рисунок 2.10 – Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень і коефіцієнтів 2-ї, 3-ї і 4-ї гармонік

На рисунок 2.10 наведені залежності модулів 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік, а також коефіцієнта нелінійних спотворень

$$K_U = \sqrt{K_{U2}^2 + K_{U3}^2 + K_{U4}^2} \quad (2.41)$$

від напруги зміщення при $R_H = 2R_g'$, при цьому значення K_U віднесено до ρ/R_g' . Впливом гармонік вище 4-ої нехтуємо внаслідок їх малого значення.

Аналіз графіків показує, що з великими значеннями опору навантаження R_H і певними значеннями U_0 коефіцієнти 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік наближаються до нуля. Це дає можливість вибрати режим з мінімальними нелінійними спотвореннями. Зростання опору навантаження з одного боку приводить до збільшення амплітуди коливань, а з другого до збільшення коефіцієнта нелінійних спотворень в області малих напруг зміщення і до зсуву його максимуму в сторону більших напруг зміщення.

2.7 Нелінійне відхилення частоти

Нелінійні спотворення суттєвим чином впливають на зсув робочої частоти генератора відносно частоти нульового наближення [33, 34]. Зміна параметрів характеристики транзисторної структури, напруги джерела живлення і навантаження приводить до зміни величини цього зсуву. Використання методу малого порядку дозволяє визначити поправки до частоти різних порядків малості.

Перша поправка до частоти порядку δ визначається виразом [37]

$$v_1 = -\frac{1}{2\pi A} \dot{Y}_2(2\pi) = -\frac{1}{2\pi A} \int_0^{2\pi} f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha) \cos \alpha d\alpha \quad (2.42)$$

Аналіз (2.42) показує, що перша поправка до частоти пропорційна коефіцієнту при $\cos \alpha$ у розкладі функції $f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha)$ у ряд Фур'є. Якщо виконується умова

$$v_1 = -\frac{1}{2\pi A} \dot{Y}_2(2\pi) = 0 \quad (2.43)$$

то поправка до частоти другого порядку визначається формулою [37]

$$v_2 = \varepsilon^2 \frac{Y_4(2\pi)\dot{Y}_3(2\pi) - Y_3(2\pi)\dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi AY_3(2\pi)} , \quad (2.44)$$

де функції $Y_3(\tau)$ і $Y_4(\tau)$ визначаються із рівнянь

$$\ddot{Y}_3 + Y_3 = \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_1 + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_1 , \quad (2.45)$$

$$\ddot{Y}_4 + Y_4 = \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2 + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2 , \quad (2.46)$$

де $Y_1(\tau) = \cos \tau$, а $Y_2(\tau)$ визначається виразом (2.23). В похідних, які стоять у квадратних дужках, $\partial f / \partial y$ і $\partial f / \partial \dot{y}$ замість y і \dot{y} підставлені відповідно $\varphi(\alpha) = A \cos \alpha$ і $\dot{\varphi}(\alpha) = -A \sin \alpha$. Визначивши похідні в правій частині рівняння (2.22) і зробивши зазначену підстановку, отримаємо такі рівняння [37]

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] &= (2Ab_2 + 3A^3b_4 + \frac{9}{2}A^5b_6) \sin \alpha + (3A^3b_3 + 5A^4b_5) \sin 2\alpha + \\ &+ (3A^3b_4 + \frac{27}{4}A^5b_6) \sin 3\alpha + \frac{5}{2}A^4b_5 \sin 4\alpha + \frac{9}{4}A^5b_6 \sin 5\alpha \end{aligned} , \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] &= -(Q + \frac{3}{2}A^2b_3 + \frac{15}{8}A^4b_5) - (2Ab_2 + 3A^3b_4 + \frac{15}{4}A^5b_6) \cos \alpha - \\ &- (\frac{3}{2}A^2b_3 + \frac{5}{2}A^4b_5) \cos 2\alpha - (A^3b_4 + \frac{15}{8}A^3b_6) \cos 3\alpha - \frac{5}{8}A^4b_5 \cos 4\alpha - \frac{3}{8}A^5b_6 \cos 5\alpha \end{aligned} \quad (2.48)$$

Рішення рівняння (2.42) має вигляд [37]

$$Y_3(\tau) = \int_0^\pi \left(\left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_1(\alpha) + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_1(\alpha) \right) \sin(\tau - \alpha) d\alpha . \quad (2.49)$$

Якщо $Y_2(2\pi) = \dot{Y}_2(2\pi) = 0$, то

$$Y_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] d\alpha , \quad \dot{Y}_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] d\alpha . \quad (2.50)$$

Це відповідає тому, що $Y_3(2\pi)$, $\dot{Y}_3(2\pi)$ є сталими членами в розкладі підінтегральних функцій в ряд Фур'є, які помножені на 2π . З рівнянь (2.47) і (2.48) визначаємо [37]

$$Y_3(2\pi) = -2\pi(Q + \frac{3}{2}A^2b_3 + \frac{15}{8}A^4b_5), \quad \dot{Y}_3(2\pi) = 0. \quad (2.51)$$

Використання (2.51) дозволяє спростити рівняння (2.42), тобто

$$v_2 = -\varepsilon^2 \frac{\dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi A}. \quad (2.52)$$

Значення функції $Y_4(2\pi)$ є рішенням рівняння (2.44), а її похідна має вигляд [37]

$$\dot{Y}_4(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left(\left[\frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2(\alpha) + \left[\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2(\alpha) \right) \cos \alpha d\alpha. \quad (2.53)$$

При підстановці у (2.53) виразів (2.39), (2.48) і (2.49) та зробивши інтегрування отримаємо функцію $\dot{Y}_4(2\pi)$. Проте цей вираз описується дуже складними рівняннями і містить в собі члени з амплітудою A в 11-ому степені, тому нехтуючи складовими із степенями вище 5-ої і підставляючи отриманий результат у (2.52), визначимо нелінійне відхилення частоти [37]:

$$\Delta\omega = \frac{\rho^2 A_0}{(R_g')^2} \left[\frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0}{192} (27 Q a_1 a_3 - 32 a_2^2) + \right. \\ \left. + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3) + \frac{A_0^3}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4) \right]. \quad (2.54)$$

Аналіз виразу (2.54) показує, що залежність зсуву частоти має складний характер від напруги зміщення, параметрів характеристики транзисторної структури, амплітуди коливань і параметрів контуру. Підвищення стабільності частоти генератора визначається використанням контурів з малими значеннями ρ і їх роботою з малими амплітудами коливань.

Виконаємо розрахунок зсуву частоти згідно (2.54) для генератора з параметрами: $I_{\max} = 1,3$ мА, $\rho = 1,3868$ кОм, $R_H = 2R_g'$, $U_0 = 3,5$ В для області напруг зміщення з мінімальними спотвореннями. Як показав розрахунок $\Delta\omega = 6,7061 \cdot 10^{-2}$. Зменшення напруги зміщення, яке пересуває робочу точку в область більших спотворень, збільшує зсув частоти по абсолютній величині $\Delta\omega = 1,1621 \cdot 10^{-1}$.

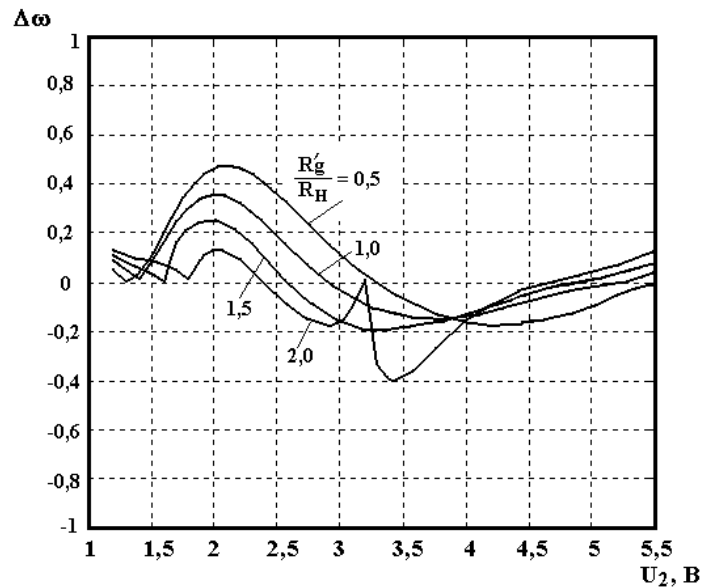


Рисунок 2.11 –Залежність зсуву частоти від напруги живлення

2.8 Експериментальне дослідження нелінійних спотворень

Для перевірки теоретичних виразів були виконані виміри коефіцієнтів 2-ої і 3-ої гармонік в генераторі, схема якого подана на рисунок 2.1. Генератор був виготовлений на основі біполярного транзистора типу BF569 і польового BF998 з параметрами: $I_{\max} = 1,3$ мА, $R'_g = 4,6154$ кОм, $R = 208,43$ Ом. Контур складався з індуктивності $L = 250$ мкГн, ємності $C = 130$ пФ ($\rho = 1,3868$ кОм), який був налаштований на частоту $f_0 = 882$ кГц. Контур шунтувався опором навантаження R_H таким чином, щоб результуючий еквівалентний опір $R'_{екв1} = 50$ Ом або $R'_{екв2} = 25$ Ом. Відносний рівень гармонік вимірювався за допомогою аналізатора спектру типу С4–54.

Розраховані залежності коефіцієнтів для 2-ої і 3-ої гармонік від напруги живлення при різних значеннях еквівалентного опору контуру подано на рисунок 2.12. Теоретичні розрахунки проводились за формулами (2.40) з врахуванням усередненої форми вольт–амперної характеристики. Експериментальні і теоретичні розрахунки залежності коефіцієнта нелінійних спотворень з врахуванням 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік з визначеними вище опорами навантаження наведені на рисунок 2.13, рисунок 2.14, рисунок 2.15.

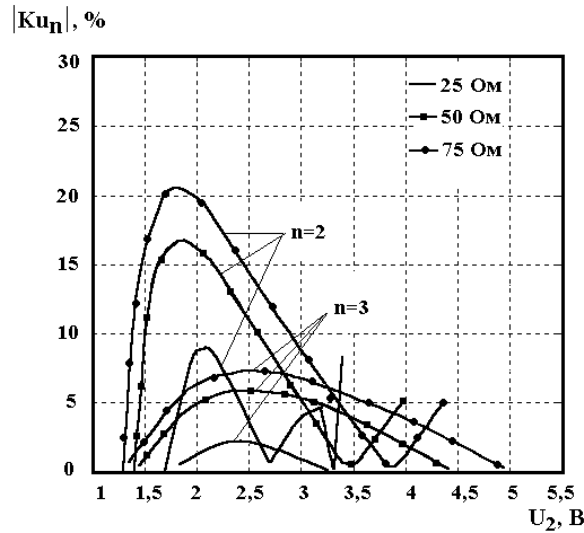


Рисунок 2.12 – Залежність коефіцієнтів для 2-ої і 3-ої гармонік від напруги живлення при різних значеннях еквівалентного опору контуру

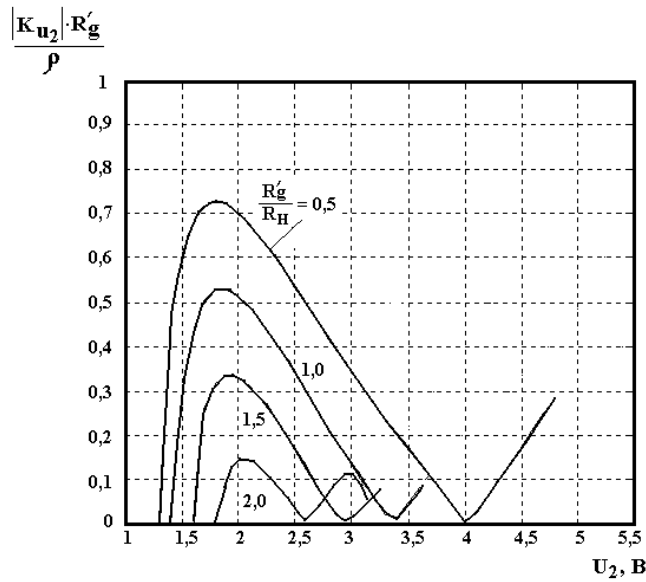


Рисунок 2.13 – Залежність коефіцієнту 2-ої гармоніки від напруги живлення

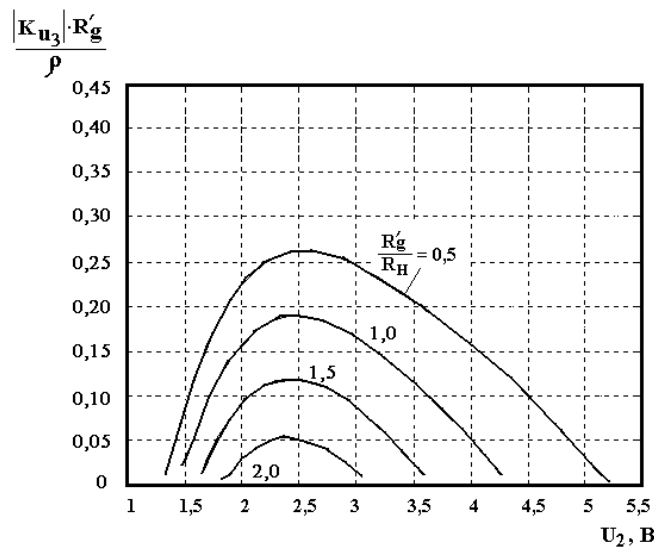


Рисунок 2.14 – Залежність коефіцієнту 3-ої гармоніки від напруги живлення

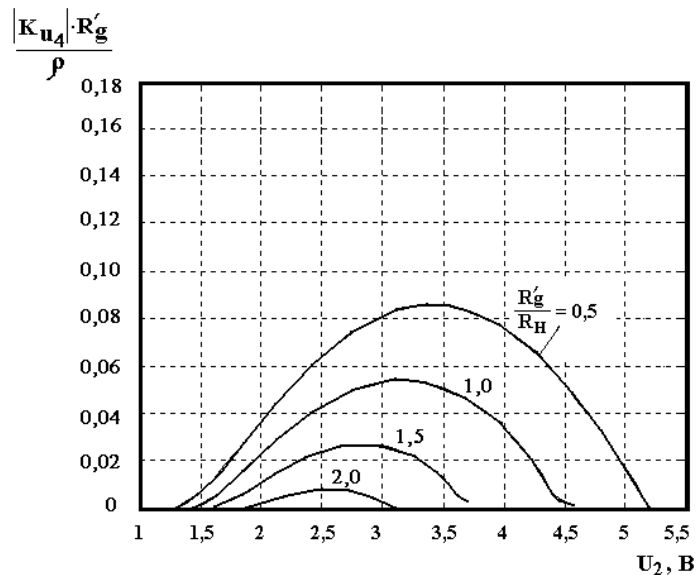


Рисунок 2.15 – Залежність коефіцієнту 4-ої гармоніки від напруги живлення

2.9 Висновки до розділу

Удосконалена математична модель генератора, яка на відміну від існуючих, описує процеси в генераторі на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором, що відповідає спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики. Проаналізовано роботу генератора, яка відповідає лінійному і нелінійному режимам, що дозволило визначити амплітуду коливань і частоту з врахуванням нелінійних спотворень.

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

3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АНАЛОГІВ ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ ПІРАТОРІВ

3.1 Реалізація функції індуктивності

Залежність між напругою і струмом на контактах ідеальної індуктивності можна визначити простим лінійним диференціальним рівнянням першого порядку

$$U = L \frac{di}{dt} . \quad (3.1)$$

Двополюсник, який задовольняє рівнянню (3.1), розглянемо як замітник індуктивності. Відповідно до виразу (3.1) індуктивність є накопичувачем енергії магнітного поля і по величині відповідає $\frac{Li^2}{2}$. З усіх елементів активної RC – ланки тільки конденсатор забезпечує диференціальну залежність між напругою і струмом, а також накопичує енергію. Таким чином, схема, яка реалізує індуктивність повинна мати принаймні один конденсатор. З іншого боку, залежність між напругою і струмом на будь-якій парі контактів RC – ланки, яка містить n – конденсаторів, визначається диференціальним рівнянням n –го порядку. Зменшити порядок можливо шляхом введення в ланцюг деякої компенсації, яка відповідає множникам які скорочуються у функції повного опору даної схеми. Такий підхід небажаний, тому що утрудняє настроювання схеми і збільшує чутливість схеми до розкиду параметрів елементів. Таким чином, можна вважати, що оптимальна схема, яка реалізує активну індуктивність, повинна складатись з одного конденсатора [19, 45].

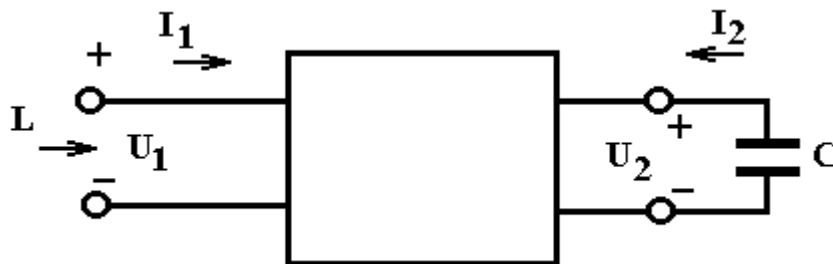


Рисунок 3.1 – Загальна схема реалізації індуктивності

Виходячи з вище викладеного, цю схему можна представити у вигляді схемної моделі, яка представлена на рисунку 3.1, та наведена в додатку Л. Вона представляє собою частково незалежний чотирьохполюсник, який складається з

резисторів і активних пристроїв, навантажений на контактах 2 конденсатором і забезпечує на клеммах 1 задану характеристику індуктивності. Такий чотирьохполюсник є основою методу побудови безіндуктивних коливальних контурів генераторів, активних фільтрів, помножувачів частоти. Розглянемо властивості такого чотирьохполюсника який реалізує активну індуктивність.

Струм i і напруга на контактах 1 пов'язані виразом

$$U_1 = L \frac{dI_1}{dt}, \quad (3.2)$$

тоді як ємність на контактах 2 накладає умови

$$I_2 = -C \frac{dU_2}{dt}. \quad (3.3)$$

Ці напруги і струми пов'язані також алгебраїчно рівняннями чотирьохполюсника

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= R_{11}I_1 + R_{12}I_2 \\ U_2 &= R_{21}I_1 + R_{22}I_2 \end{aligned} \right\}. \quad (3.4)$$

Диференціюючи друге рівняння системи (3.4) і підставляючи струм I_2 з урахуванням виразу (3.3) у перше з них, одержимо:

$$U_1 = R_{11}I_1 - CR_{12}R_{21} \frac{dI_1}{dt} - CR_{12}R_{22} \frac{dI_2}{dt}. \quad (3.5)$$

Порівняння виразів (3.5) і (3.2) показує, що параметри чотирьохполюсника повинні задовольняти наступним умовам:

$$R_{11} = R_{22} = 0, \quad (3.6)$$

$$CR_{12}R_{21} = -L. \quad (3.7)$$

Приймаючи, що позитивна індуктивність відповідає позитивній ємності, то відповідно до виразу (3.7) один із множників R_{12} і R_{21} повинен мати позитивне значення, а інший – від'ємне значення. Таким чином, опори R_{12} і R_{21} не можуть бути рівними, а звідси витікає, що схема повинна бути невзаємною.

Для спрощення системи рівнянь, приймаємо

$$R_1 = -R_{12} \quad , \quad R_2 = R_{21} \quad .$$

В результаті система рівнянь (3.4) записується в наступним чином:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -R_1 \\ R_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad . \quad (3.8)$$

Дана схема має загальні властивості інверсії повного опору, який показано на рисунку 3.2. Як видно з виразу (3.8), підключення повного опору Z забезпечує на інших контактах вхідний опір $\frac{R_1 R_2}{Z}$. Окремим випадком інверсії опору є перетворення ємнісного реактанса в індуктивний.

Ця схема є невзаємною, крім того, в загальному випадку – активною, про що говорить аналіз виразу

$$U_1 I_1 + U_2 I_2 = I_1 I_2 (R_2 - R_1), \quad (3.9)$$

який характеризує енергетичний баланс на контактах схеми.

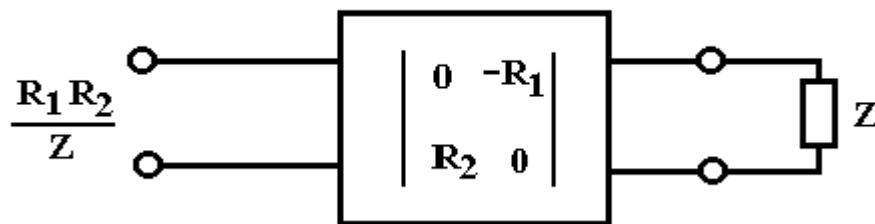


Рисунок 3.2 – Схема інверсії повного опору

При умові $R_1 - R_2 \neq 0$ можна вибрати знаки струмів I_1 і I_2 так, що розсіювана потужність буде мати від'ємне значення. Таким чином, завжди можна знайти умови, за яких схема буде віддавати потужність у навантаження. При використанні схеми в якості еквівалента індуктивності (рисунок 3.1) її властивості як активного пристрою є слабкими, тому що струми і напруги на контактах обмежені умовами рівності вхідної і вихідної потужностей.

3.2 Параметри гіраторного аналога індуктивності

У випадку, коли опори $R_1 = R_2$, для загальної потужності вираз (3.9) прямує до нуля незалежно від величин струмів I_1 і I_2 . У результаті схема не віддає і не поглинає потужності і перетворюється в пасивний невзаємний чотирьохполюсник без втрат. Ця схема вперше була запропонована в роботі [17] і названа автором гіратором за аналогією з механічною гіростатичною системою напруги на контактах, яка гіратує із струмами. Її умовне позначення дається на рисунку 3.3. Загальну величину опорів R_1 і R_2 називають гіраторним опором.

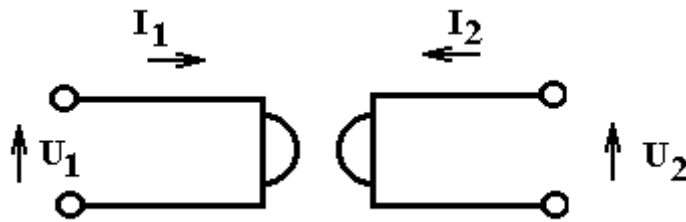


Рисунок 3.3 – Умовне позначення гіратора

Ідеальний гіратор являє собою чотирьохполюсник, що описується системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= gU_2 \\ I_2 &= -gU_1 \end{aligned} \right\}, \quad (3.10)$$

де g – провідність гірації. Властивості гіратора, як елемента електричної схеми, визначаються системою рівнянь короткого замикання, отриманої на підставі виразів (3.10)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & g \\ -g & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Еквівалентна схема ідеального гіратора представлена на рисунку 3.4 а, векторна діаграма напруг і струмів представлена на рисунку 3.4 б. Практичні схеми гіраторів відрізняються від ідеальних з наступних причин: 1) вхідна і вихідна провідності системи рівнянь короткого замикання не рівні нулю; 2) залежні джерела вносять визначений фазовий зсув ε_1 і ε_2 при проходженні сигналу через гіратор. Так, системи рівнянь провідності короткого замикання реального гіратора має вигляд:

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & g \\ -g & y_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

де y_{11} , y_{22} – вхідна і вихідна провідності гіратора. Аналіз вхідної провідності гіратора за підключення до його виходу ємнісного навантаження $Z_H = -j \frac{1}{\omega C_H}$.

Вхідна провідність гіраторної схеми в даному випадку визначається виразом

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2}{y_{22} + j\omega C_H}. \quad (3.13)$$

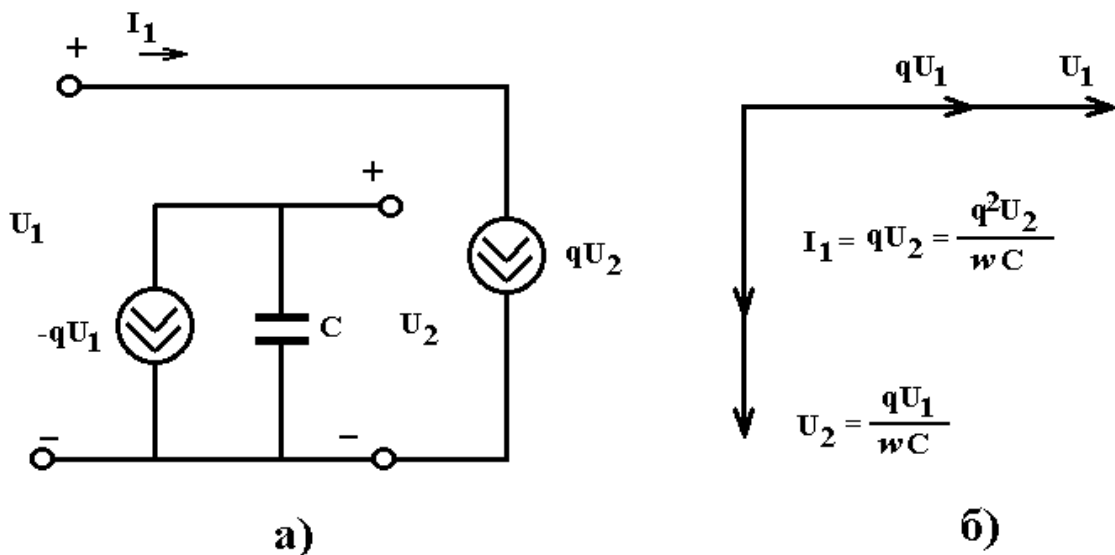


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема ідеального гіратора (а), векторна діаграма напруг і струмів (б)

Після перетворень виразу (3.13) отримаємо

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{y_{22}^2 + (\omega C_H)^2} - j \frac{g^2 \omega C_H}{y_{22}^2 + (\omega C_H)^2}. \quad (3.14)$$

За умови $y_{22}^2 \ll (\omega C_H)^2$ вираз (3.14) прийме вигляд

$$Y_{ex} = y_{11} + \frac{g^2 y_{22}}{(\omega C_H)^2} - j \frac{g^2}{\omega C_H}. \quad (3.15)$$

Вхідна провідність гіратора з ємнісним навантаженням має індуктивний характер. Уявна частина виразу (3.15) визначає величину індуктивності

$$L = \frac{C_H}{g^2} . \quad (3.16)$$

Добротність аналога індуктивності, побудованого на реальному гіраторі, визначається відношенням уявної частини до дійсної виразу (3.15)

$$Q = \frac{\omega C_H g^2}{y_{11}(\omega C_H)^2 + y_{22}g^2} . \quad (3.17)$$

Величину оптимальної навантажувальної ємності C_H можна визначити з умови

$$\frac{dQ}{dC_H} = 0$$

$$C_{Hopt} = \frac{g}{\omega} \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}}} . \quad (3.18)$$

Підставляючи вираз (3.18) у вираз (3.17) визначимо максимальне значення добротності гіратора

$$Q_{max} = \frac{g}{2\sqrt{y_{11}y_{22}}} . \quad (3.19)$$

Аналіз формули (3.19) показує, що максимальне значення добротності зменшується із зростанням значень y_{11} , y_{22} в реальному гіраторі.

Враховуючи фазові зсуви у керованих джерелах струму видозмінює матрицю провідності короткого замикання

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & \frac{g}{1 + j\omega\tau_1} \\ \frac{g}{1 + j\omega\tau_2} & y_{22} \end{bmatrix} . \quad (3.20)$$

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

$$Y_{ex} = Y_{11} + \frac{g^2 / y_{22}}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega C_H / y_{22})}. \quad (3.21)$$

Значення індуктивності і добротності визначається з формули (3.21):

$$L = \frac{y_{22}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}{\omega\lambda_2 g^2}, \quad (3.22)$$

$$Q = \frac{\lambda_2 g^2}{\lambda_1 g^2 + y_{11}y_{22}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}, \quad (3.23)$$

де

$$\lambda_1 = 1 - \omega^2 \left(\tau_1 \tau_2 + (\tau_1 + \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right), \quad (3.24)$$

$$\lambda_2 = \omega \left((\tau_1 + \tau_2) + (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2) \frac{C_H}{y_{22}} \right). \quad (3.25)$$

Вирази (3.22) і (3.23) показують яким чином неідеальність гіратора впливає на значення індуктивності і добротності. Визначимо оптимальну навантажувальну ємність C_H , що відповідає максимальному значенню добротності. Для цього необхідно взяти похідну по C_H формули (3.23) і отриманий вираз дорівняти нулю. Одержимо наступне рівняння для визначення ємності C_{Hopt} :

$$\begin{aligned} & C_H^2 (y_{11}y_{22}k_5d_5^2 - 2y_{11}y_{22}g^2d_7(k_6d_7 - m_6d_5)) - \\ & - C_H (k_5d_5(g^2 + 2y_{11}y_{22}k_7) + g^2(m_5d_7 + 2y_{11}y_{22}(2d_6k_6d_7 + m_6k_7d_7 - m_6d_5d_6))) + \\ & + (k_5k_7(g^2 + y_{11}y_{22}k_7) - g^2d_6(m_5 + 2y_{11}y_{22}(m_6k_7 + k_6d_6))) = 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Розв'язання виразу (3.26) дозволяє визначити ємність C_{Hopt} :

$$C_{Hopt} = \frac{-b_6 + \sqrt{b_6^2 - 4a_6c_6}}{2a_6}, \quad (3.27)$$

де

$$\begin{aligned} a_6 &= y_{11}y_{22}k_5d_5^2 - 2y_{11}y_{22}g^2d_7(k_6d_7 - m_6d_6), \\ b_6 &= -(k_5d_5(g^2 + 2y_{11}y_{22}k_7) + g^2(m_5d_7 + 2y_{11}y_{22}(2d_6k_6d_7 + m_6k_7d_7 - m_6d_5d_6))), \\ c_6 &= (k_5k_7(g^2 + y_{11}y_{22}k_7) - g^2d_6(m_5 + 2y_{11}y_{22}(m_6k_7 + k_6d_6))), \end{aligned}$$

$$k_5 = \omega g^2 \frac{1}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2),$$

$$k_6 = \frac{\omega}{y_{22}} (1 - \omega^2 \tau_1 \tau_2),$$

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

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

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

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

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

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

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

Підстановкою виразу (3.27) у формулу (3.23) отримаємо максимальне значення добротності індуктивного елемента на основі гіратора.

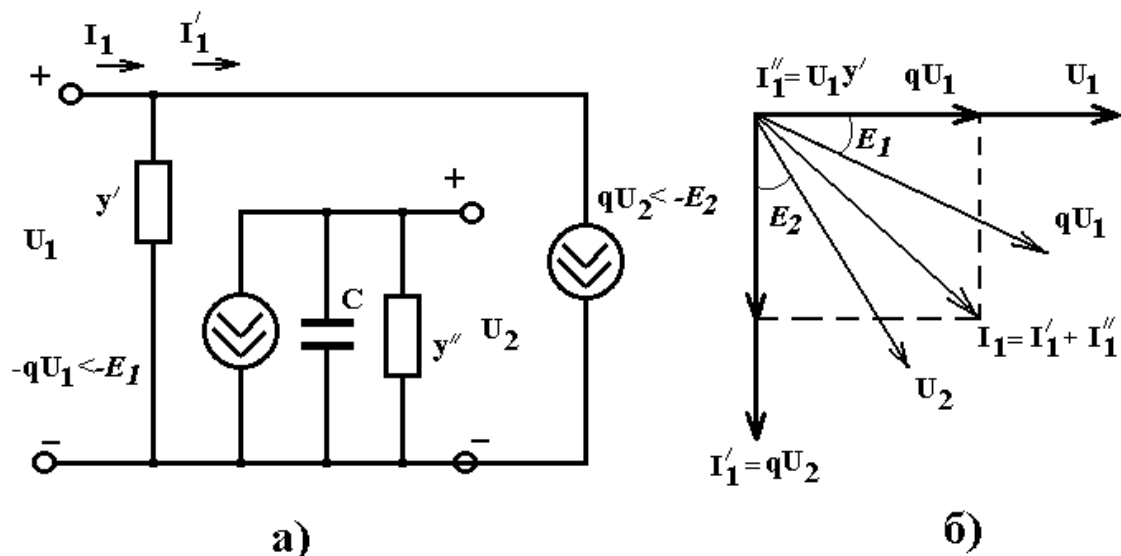


Рисунок 3.5 – Еквівалентна схема гіратора (а), векторна діаграма струмів і напруг (б)

У практичних схемах гіраторів їхній вхід і вихід шунтують паразитними провідностями y' і y'' , а також, залежні джерела вносять певний зсув фаз ε_1 і ε_2 при проходженні сигналу через гіратор. Схема гіратора наведена на рисунку 3.5 а., а векторна діаграма напруг і струмів наведена на рисунку 3.5 б.

3.3 Реалізація гіратора з використанням від'ємного диференційного опору

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

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Але транзистор має досить великі значення y_{11} і y_{22} , для того щоб ними можна було знехтувати. Якщо чотирьохполюсник описується матрицею провідностей

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

то її можна розкласти в наступний спосіб:

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 1/2(y_{12} - y_{21}) \\ -1/2(y_{12} - y_{21}) & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11} & 1/2(y_{12} + y_{21}) \\ 1/2(y_{12} + y_{21}) & y_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Перший доданок в матриці (3.30) описує гіратор, а другий доданок описує ланцюг, який складається з трикутника провідностей:

$$\begin{aligned} A_o &= y_{11} + 1/2(y_{12} + y_{21}), \\ B_o &= -1/2(y_{12} + y_{21}), \\ C_o &= y_{22} + 1/2(y_{12} + y_{21}). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Повна схема гіратора представлена у вигляді рівнобіжного з'єднання цих двох ланцюгів, як показано на рисунку 3.6, та наведена в додатку М. У якості елементів, що компенсують, можуть бути використані конвертори від'ємного диференційного опору [4, 5], напівпровідникові прилади з від'ємним диференціальним опором: лавинні транзистори, чотирьохшарові напівпровідникові структури, а

також ланцюг, запропонований в роботі [5]. Електрична схема гідратора приведена на рисунку 3.7, та наведена в додатку Н. Дана схема представляє собою керований струмом від'ємний диференційний опір, величина якого перелаштується шляхом зміни

$$R_{екв} = -\frac{R_1}{n} . \quad (3.32)$$

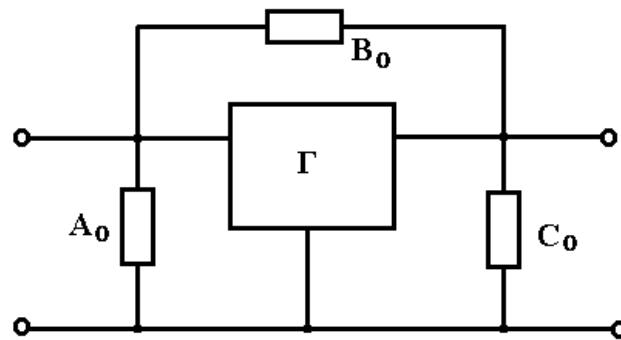


Рисунок 3.6 – Гіратор з паралельним навантаженням

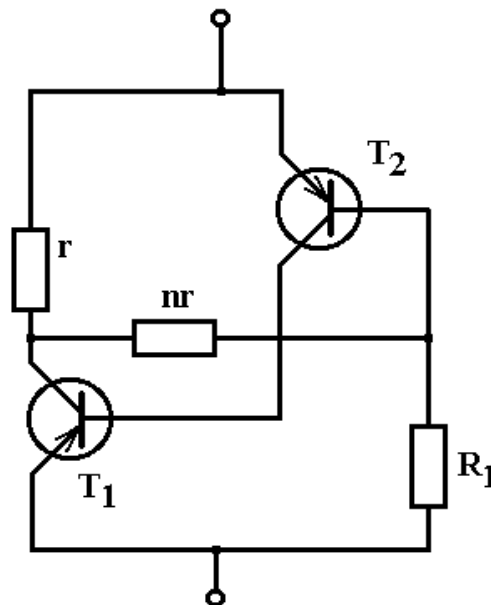


Рисунок 3.7 – Транзисторна схема гідратора з від'ємним диференційним опором

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

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{bmatrix} . \quad (3.33)$$

Розкладемо матрицю (3.34) за аналогією з (3.30)

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}} \\ \frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11}} & \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}} \\ \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Перша матриця розкладання описує ідеальний гіратор із гіраторною провідністю

$$g = \frac{h_{12} + h_{21}}{2h_{11}}. \quad (3.35)$$

Друга матриця відповідає трикутнику провідностей

$$A_o = \frac{1}{h_{11}} + \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}},$$

$$B_o = -\frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}},$$

$$C_o = \frac{\Delta h}{h_{11}} + \frac{h_{21} - h_{12}}{2h_{11}}. \quad (3.36)$$

Отже, транзисторна схема з загальною базою буде представляти собою ідеальний гіратор, якщо паралельно провідностям A_o , B_o , C_o розмістити провідності $-A_o$, $-B_o$, $-C_o$. Схема такого гіратора представлена на рисунку 3.8. Розрахунок гіратора на транзисторі типу BSZ12, основні параметри даного транзистора наступні: $\alpha_o = 0,92$; $r_{\bar{o}} = 150$ Ом; $r_k = 200$ кОм. Визначимо h – параметри транзисторної схеми при струмі емітера $I_e = 0,5$ мА і величині зовнішнього базового опору $R_{\bar{o}} = 200$ Ом.

У такий спосіб:

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

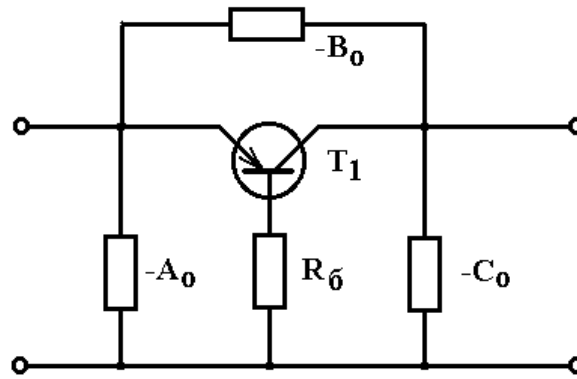


Рисунок 3.8 – Гіраторна схема з від'ємним опором.

Таким чином, параметри гіраторної схеми мають значення:

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

Величини компенсуючих опорів визначаються співвідношеннями:

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

Для створення від'ємних диференціальних опорів скористаємося схемою, зображеною на рисунку 3.7. Для одержання струму зсуву біля 3,3 мА схема, що моделює опір R_A , підключається до джерела емітерної напруги в 1 вольт через опір 300 Ом. Величині від'ємного опору $R_A = -53,5$ Ом відповідають значення $r = 100$ Ом, $n = 2$ і $R_I = 107$ Ом. Аналогічний ланцюг для моделювання опору $R_C = -170$ Ом підключається до джерела колекторного зміщення з напругою $U_K = 10$ В через опір у 3 кОм. Для цієї схеми $r = 100$ Ом, $n = 2$ і $R_I = 34$ Ом. Принципова схема гіратора наведена на рисунку 3.9, та наведена в додатку П.

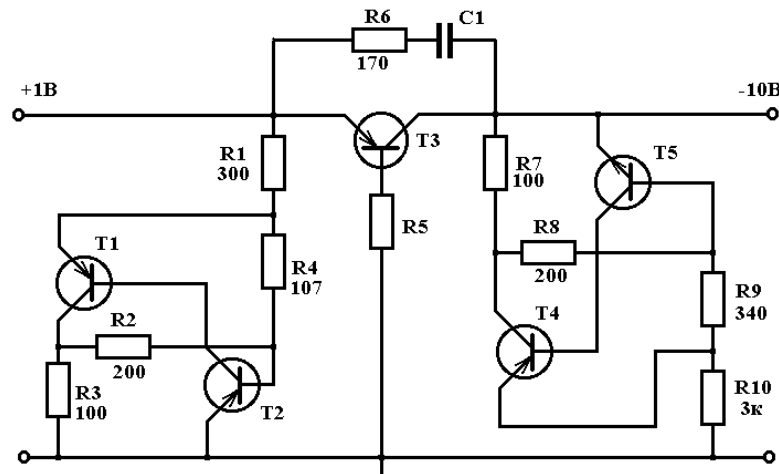


Рисунок 3.9 – Принципова схема гіратора

Розглянемо наступний варіант реалізації гіратора на основі транзисторної схеми з загальним колектором (рисунок 3.10 а), в якій R_1 – опір зсуву, R_2 – опір навантаження. Еквівалентна схема каскаду наведена на рисунку 3.10 б. Матриця провідностей цього чотирьохполюсника має наступний вид:

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{r_e + r_k(1-\alpha)}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} + \frac{1}{R_1} & -\frac{r_k(1-\alpha)}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} \\ -\frac{r_k}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} & -\frac{r_k + r_{\bar{o}}}{r_e r_{\bar{o}} + r_k(r_e + r_{\bar{o}}(1-\alpha))} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & -g_{12} \\ -g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

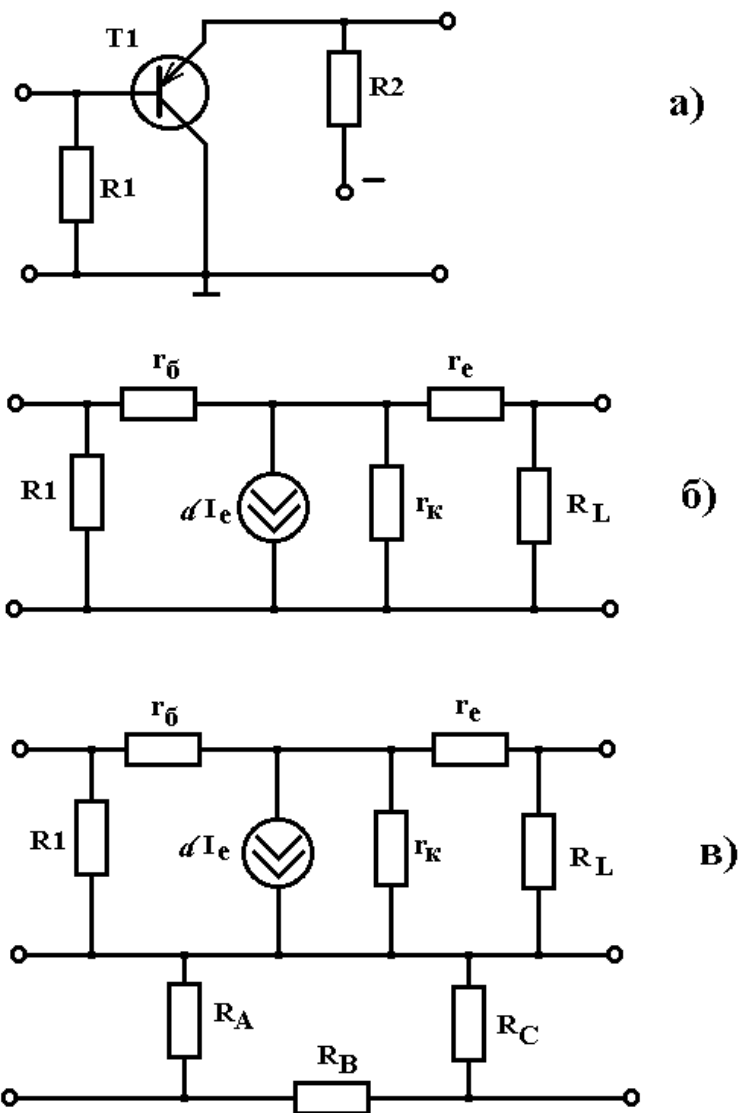


Рисунок 3.10 - Схемне рішення гіратора на основі транзистора з загальним колектором (а), еквівалентна схема транзистора (б), еквівалентна схема гіратора (в)

Матриця опорів у цьому випадку визначається формулою:

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.38)$$

Вираз (3.38) можна розкласти на дві складові:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_{21} - R_{12}}{2} \\ \frac{R_{21} - R_{12}}{2} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{11} & \frac{R_{21} + R_{12}}{2} \\ \frac{R_{21} + R_{12}}{2} & R_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

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

$$[Z]_k = \begin{bmatrix} -R_{11} & -\frac{R_{21} + R_{12}}{2} \\ -\frac{R_{21} + R_{12}}{2} & -R_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

то отримана комбінація буде являти собою гіратор. Обертання матриці (3.40) у матрицю провідностей $[Y]_k$ дозволяє реалізувати її у вигляді П-подібної схеми, параметри якої визначаються за формулою (3.37). Повна еквівалентна схема гіратора приведена на рисунку 3.10 в. Нижче поданий розрахунок гіратора при $\alpha=0,95$ і таких величинах опорів еквівалентної схеми, зображеної на рисунку 3.10 б; $r_e=25$ Ом, $r_o=150$ Ом, $r_k=200$ кОм, і $R_1=2$ кОм, $R_2=1$ кОм. Матриця провідностей каскаду з загальним колектором має вигляд

$$[Y]_k = \begin{bmatrix} 2,04 \cdot 10^{-3} & -1,54 \cdot 10^{-3} \\ -30,8 \cdot 10^{-3} & 31,8 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Відповідна їй матриця опорів визначається виразом

$$[Z] = \begin{bmatrix} 1815 & 88 \\ 1760 & 116,5 \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Матриця (3.42) розкладається в наступний спосіб:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -836 \\ 836 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1815 & 924 \\ 924 & 116,5 \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

Матриця провідностей компенсуючого ланцюга утворюється перетворенням другого доданку розкладу (3.43)

$$[Y]_к = \begin{bmatrix} 0,183 \cdot 10^{-3} & -1,445 \cdot 10^{-3} \\ -1,445 \cdot 10^{-3} & 2,842 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Відповідно до формул (3.37) провідності й опори П-подібної компенсуючої схеми визначаються величинами:

$g=1,445 \cdot 10^{-3}$ сим; $g=-1,262 \cdot 10^{-3}$ сим; $g=1,397 \cdot 10^{-3}$ сим; $R_A=-792$ Ом; $R_B=693$ Ом; $R_C=717$ Ом. Від'ємний опір, як і в попередньому випадку, реалізується схемою, зображеною на рисунку 3.7. У даному випадку $r=1000$ Ом, $n=5$ і $R_I=3960$ Ом. Принципова схема гіратора подана на рисунок 3.11.

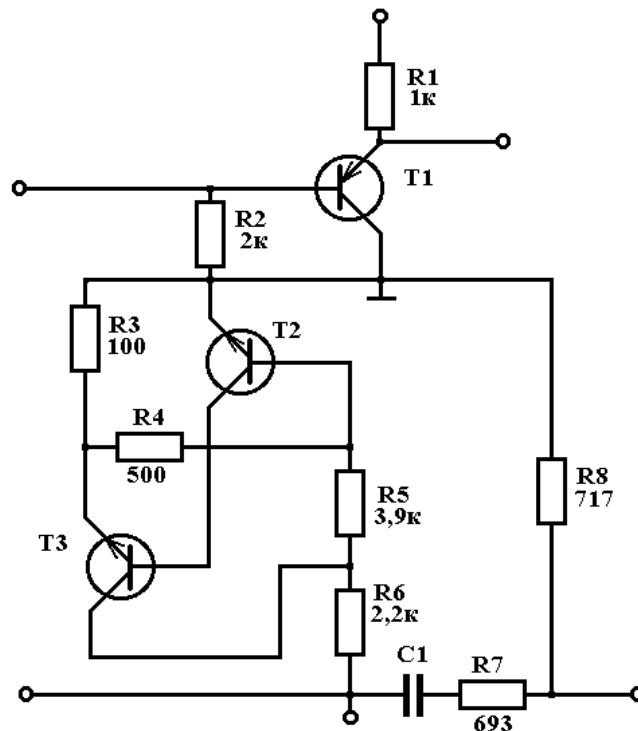


Рисунок 3.11 – Принципова схема гіратора

Розглянемо метод компенсації паразитних провідностей гіратора за допомогою конвертора від'ємного опору [5, 4]. Схема вмикання конверторів від'ємного опору по струму (КВОСТ) до входних затискачів гіратора подана на рисунку 3.12. Матриця провідностей даної схеми буде мати вигляд

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{ex2} & g \\ -g & Y_{22} + Y_{ex1} \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

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

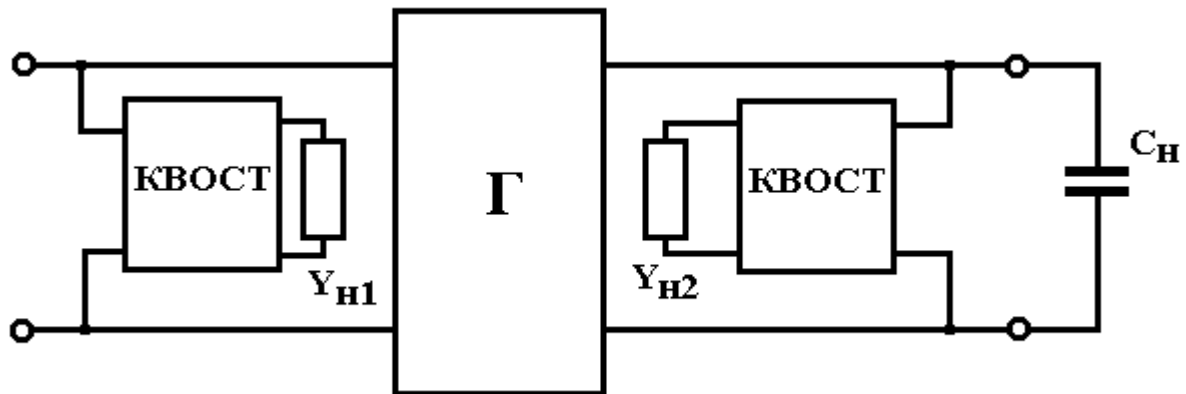


Рисунок 3.12 – Схема компенсації паразитних провідностей гіратора за допомогою конвертора від’ємного опору по струму

Як очевидно з матриці (3.45) паразитні параметри гіратора Y_{11} , Y_{22} будуть компенсовані при виконанні умов:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= -Y_{ex2} \\ Y_{22} &= -Y_{ex1} \end{aligned} \right\}. \quad (3.46)$$

Матриця КВОСТ, навантаженого на провідність Y_H , має вигляд

$$\begin{bmatrix} 1 + B_{12}Y_H & B_{12} \\ B_{21} - \frac{Y_H}{K} & -1/K \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

де B_{12} і B_{21} – параметри матриці і K – коефіцієнт перетворення КВОСТ. Параметри стосовні до першого КВОСТ позначаються індексом 1 (наприклад $B_{12(1)}$, $B_{21(1)}$ $K(1)$); параметри, що відносяться до другого КВОСТ – 2 (наприклад $B_{12(2)}$, $B_{21(2)}$ $K(2)$).

З виразу (3.47) видно, що вхідні провідності першого і другого КВОСТ відповідають:

$$Y_{\text{ex}1} = \frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}}, \quad Y_{\text{ex}2} = \frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}}. \quad (3.48)$$

Таким чином, із виразу (3.47) і (3.48) можна записати

$$Y_{11} = -\frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}}, \quad Y_{22} = -\frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}}. \quad (3.49)$$

Виконання цих рівностей забезпечує повну компенсацію паразитних параметрів Y_{11} , Y_{22} . Проте чутливість схеми при цьому є дуже високою. Отже, замість (3.49) необхідно використовувати рівність

$$Y_{11} = -\frac{B_{21(2)} - \frac{Y_{H2}}{K_2}}{1 + B_{12(2)}Y_{H2}} + \gamma, \quad Y_{22} = -\frac{B_{21(1)} - \frac{Y_{H1}}{K_1}}{1 + B_{12(1)}Y_{H1}} + \gamma. \quad (3.50)$$

Величина γ характеризує ступінь наближення гіратора до ідеального і може бути обрана по приведеним на рисунках 3.13 і 3.14 графікам, виходячи з початкової добротності гіратора і припустимій чутливості.

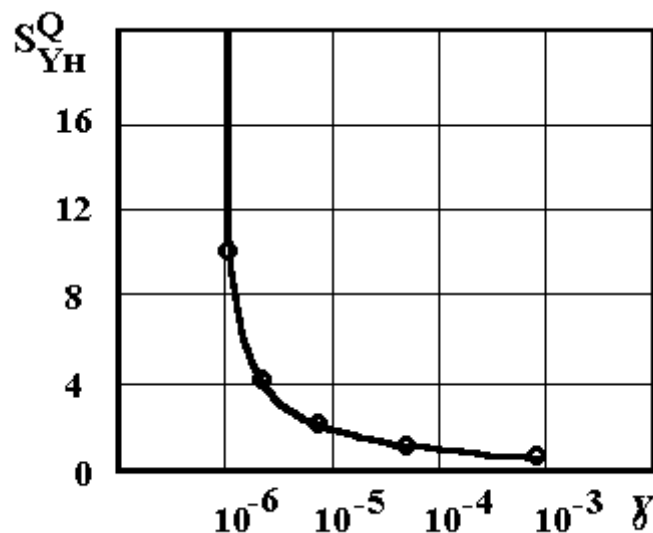


Рисунок 3.13 – Залежність чутливості від коефіцієнта компенсації паразитних провідностей гіратора

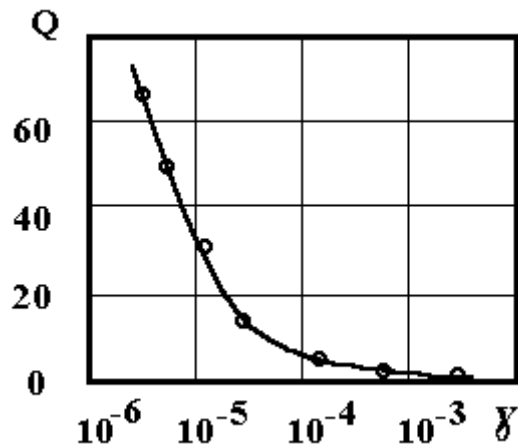


Рисунок 3.14 – Залежність добротності від коефіцієнта компенсації паразитних провідностей гіратора

З (3.50) знайдемо, які провідності Y_{H1} , Y_{H2} повинні бути залучені до першого і другого КВОСТ, щоб одержати повну компенсацію неідеальностей гіратора:

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

$$Y_{H2} = \frac{(\gamma - Y_{11} - B_{21(2)})K_2}{Y_{11}B_{21(2)}K_2 - 1 - \gamma B_{12(2)}K_2}. \quad (3.51)$$

Визначимо чутливість схеми компенсованого гіратора при різноманітному наближенні гіратора до ідеального. Вважаючи КВОСТ ідеальним пристроєм із $B_{12}=B_{21}=0$ і $K_1=K_2=1$, і з (3.14) знайдемо вхідну провідність компенсованого гіратора, навантаженого на ємність

$$Y_{\text{ex}} = (Y_{11} - Y_{H2}) + \frac{g_1 g_2 (Y_{22} - Y_{H1})}{(Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2} - j \frac{\omega C_H g_1 g_2}{(Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2}. \quad (3.52)$$

Добротність схеми, обумовлена з (3.52), може бути записана у вигляді

$$Q = \frac{\omega C_H g_1 g_2}{(Y_{11} - Y_{H2}) \cdot ((Y_{22} - Y_{H1})^2 + (\omega C_H)^2) + g_1 g_2 (Y_{22} - Y_{H1})}. \quad (3.53)$$

При $Y_{11}=Y_{22}=\gamma$ одержуємо $Y_{H1}=Y_{H2}=Y_H$, вважаючи рівними провідності гіратора $g_1=g_2=g$, вираз (3.53) перепишемо у вигляді

$$Q = \frac{\omega C_H g^2}{(Y - Y_H) \cdot ((Y - Y_H)^2 + (\omega C_H)^2 + g^2)}. \quad (3.54)$$

На підставі (3.54) визначимо чутливість добротності схеми при зміні навантажувальної провідності КВОСТ

$$S_{Y_H}^Q = \frac{Y_H(3(Y - Y_H)^2 + (\omega C_H)^2 + g^2)}{(Y - Y_H)^3 + (Y - Y_H)((\omega C_H)^2 + g^2)}. \quad (3.55)$$

Залежність $S_{Y_H}^Q = f(\gamma)$ подана на рисунок 3.13. Як видно з графіка, здійснення повної компенсації Y_{11} і Y_{22} веде до нескінченно великої чутливості схеми до параметрів Y_{H1} і Y_{H2} . Тому одержати від даної схеми нескінченно велику добротність неможливо, проте така схема компенсації дозволяє підвищити початкову добротність некомпенсованого гіратора в 2 – 3 рази.

Експериментальні дослідження властивостей гіраторної схеми (рисунок 3.16) та наведена в додатку Р, із підключенням КВОСТ, запропонованої в роботі [5] показали, що добротність пристрою вдалося підвищити з 49 до 100 при цьому чутливість рівнялася 3. Дослідження проводилися на частоті 68 кГц.

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

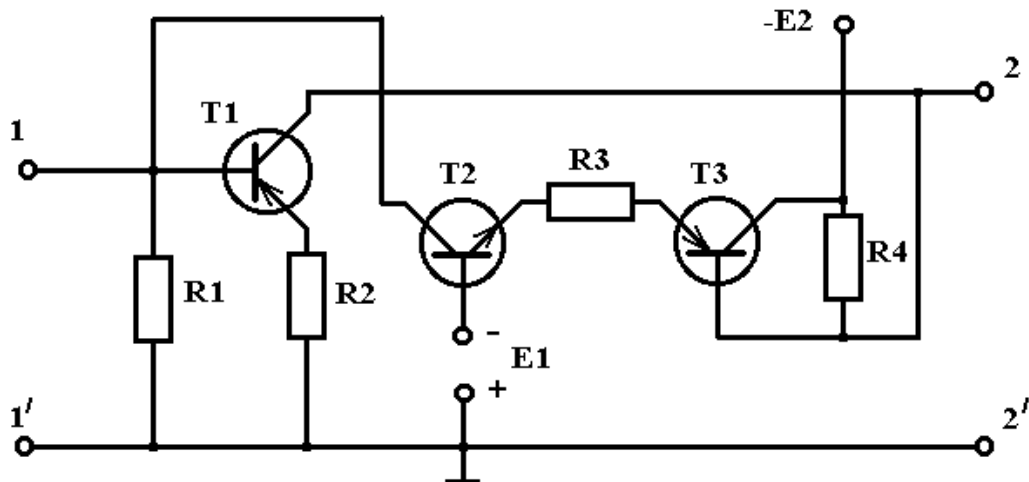


Рисунок 3.15 – Схема гіратора на основі двох керованих джерел струму

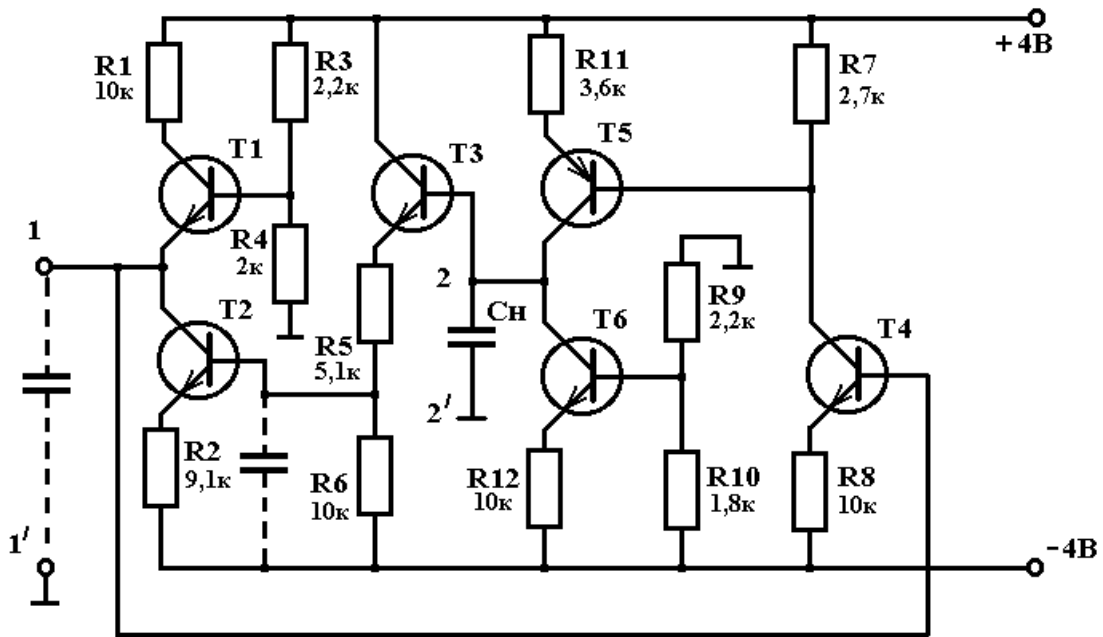


Рисунок 3.16 – Схема транзисторного гіратора

3.4 Реалізація гіратора на основі транзисторних підсилювачів струму

Одним із засобів уникнути такої компенсації і пов'язаних із нею труднощів підгонки параметрів є використання в схемі тільки таких приладів, що не здійснюють істотного впливу на члени Y_{11} і Y_{22} або Z_{11} і Z_{22} . Метод, що дозволяє реалізувати цю ідею, запропонований у роботі [4]. Його сутність полягає в розкладанні матриці провідностей гіратора на суму двох матриць:

$$\begin{bmatrix} 0 & -g \\ g & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -g \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

Перший з двох доданків матриць виразу (3.56) відповідає ідеальному неінвертуючому підсилювачу струму, а друга ідеальному підсилювачу, що інвертує, включеному в зворотному напрямку. Сума відповідає паралельному з'єднанню підсилювачів. Така реалізація гіратора дозволяє розглядати його як систему з від'ємним зворотним зв'язком, що стабілізує параметри гіратора.

Найпростіша схема гіратора [18] показана на рисунку 3.15 – підсилювач струму, що не інвертує, виконаний на транзисторі T1 і характеризується матрицею провідностей (3.15). Неінвертуючий підсилювач струму, виконаний на транзисторі T1, і характеризується матрицею провідностей

$$\begin{bmatrix} \frac{1-\alpha_1}{R_2+h_{11}'} & 0 \\ \frac{\alpha_1}{R_2+h_{11}'} & \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{K1}} \end{bmatrix}, \quad (3.57)$$

де $h_{11}' = r_{e1} + r_{\bar{b}1}(1-\alpha_1)$, α_1 , r_{e1} , $r_{\bar{b}1}$, r_{k1} – параметри Т-подібної низькочастотної еквівалентної схеми транзистора. Інвертуючий підсилювач струму побудований на транзисторах Т2 і Т3. Його матриця провідностей при використанні аналогічних позначень транзисторів має вигляд

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{K3}} & \frac{-\alpha_3}{R_3+h_{11}''+h_{11}'''} \\ 0 & \frac{1-\alpha_1}{R_3+h_{11}''+h_{11}'''} \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

Сума матриць (3.57) і (3.58) визначає матрицю провідностей реального гідратора

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{K3}} + \frac{1-\alpha_1}{R_2+h_{11}'} & \frac{-\alpha_3}{R_3+h_{11}''+h_{11}'''} \\ \frac{\alpha_1}{R_2+h_{11}'} & \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{K1}} + \frac{1-\alpha_2}{R_3+h_{11}''+h_{11}'''} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -g_2 \\ g_1 & Y_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

Визначимо максимальне значення добротності, що можна одержати, використовуючи дану схему гідратора в якості аналога індуктивності. Для цього задамося значеннями параметрів, що входять у вираз (3.59)

$$\begin{aligned} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0,99; \quad h_{11}' = h_{11}'' = h_{11}''' = 60 \text{ Ом}; \quad r_{\bar{b}1} = r_{\bar{b}2} = r_{\bar{b}3} = 100 \text{ Ом}; \\ r_{K1} = r_{K2} = r_{K3} = 10^6 \text{ Ом}; \quad R_1 = R_4 = 10^5 \text{ Ом}; \quad R_2 = 884 \text{ Ом}; \quad R_3 = 878 \text{ Ом}; \\ g_1 = g_2 = 10^{-3} \text{ см}. \end{aligned}$$

Отже, вираз (3.59) у числовому вигляді можна представити

$$\begin{bmatrix} 2 \cdot 10^{-5} & -10^{-3} \\ 10^3 & 2 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -g_2 \\ g_1 & Y_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

На підставі його неважко визначити максимальне значення добротності

$$Q_{\max} = \frac{g}{2\sqrt{Y_{11}Y_{22}}} = 25 .$$

Експериментальне значення Q_{\max} на частоті 70 кГц дорівнювало 17,3. Таким чином, для поліпшення якості аналога індуктивності необхідно усунути вплив опорів R_1 і R_4 , а також підбирати транзистори зі значеннями α максимально наближеного до одиниці. На основі джерела струму, побудованого на транзисторах, вплив опорів R_1 і R_4 можна звести до нуля.

Розглянемо схеми гіраторів, що реалізують цей ефект. Одна з них подана на рисунок 3.16. У даній схемі підсилювачі реалізуються на транзисторах Т1, Т2, Т3 і Т4, Т5, Т6. На транзисторі Т4 зібраний каскад, що ділить й інвертує вхідний сигнал, що надходить потім на вихідну пару транзисторів Т3 і Т6, що роблять посилення сигналу. З колекторного ланцюга транзисторів Т5 і Т6 змінний сигнал надходить на базу транзистора Т3, де проводиться його розподіл без інверсії і потім подається на диференціальну пару транзисторів Т1 і Т2. Величина провідності гірації g_1 визначається сумою провідностей $\frac{1}{R_1}$ і $\frac{1}{R_2}$, а величина g_2 – сумою провідностей $\frac{1}{R_{11}}$ і $\frac{1}{R_{12}}$. Елементи матриці провідностей гіратора, обчислені з застосуванням теорії багатополіусників [5], мають вигляд

$$Y_{11} = \frac{1 - \alpha_4}{r_4 + \frac{1}{Y_8}} , \quad (3.61)$$

$$Y_{12} = -g_1 = \frac{-\alpha_2}{r_2 r_3} \cdot \frac{Y_2 Y_5}{\left(Y_5 + \frac{1}{r_3}\right) \cdot \left(\left(Y_5 + Y_6 + \frac{1 - \alpha_2}{r_2}\right) \left(Y_2 + \frac{1}{r_2}\right) - \frac{1 - \alpha_2}{r_2^2}\right) - Y_5^2 \left(Y_2 + \frac{1}{r_2}\right)} , \quad (3.62) ,$$

$$Y_{21} = g_2 = \frac{\alpha_4 \alpha_5}{r_4 r_5} \cdot \frac{Y_8 Y_{11}}{\left(Y_8 + \frac{1}{r_4}\right) \cdot \left(\left(Y_7 + \frac{1 - \alpha_5}{r_5}\right) \cdot \left(Y_{11} + \frac{1}{r_5}\right) - \frac{1 - \alpha_5}{r_5^2}\right)} , \quad (3.63)$$

$$Y_{22} = \frac{1 - \alpha_3}{r_3} \cdot \frac{Y_5 \left(Y_2 Y_6 + \frac{1 - \alpha_2}{r_2} Y_{22} + \frac{1}{r_2} Y_6 \right)}{\left(Y_5 + \frac{1}{r_3} \right) \cdot \left(\left(Y_5 + Y_6 + \frac{1 - \alpha_2}{r_2} \right) \left(Y_2 + \frac{1}{r_2} \right) - \frac{1 - \alpha_2}{r_2^2} \right) - Y_5^2 \left(Y_2 + \frac{1}{r_2} \right)} \quad (3.64)$$

Величини, що входять у вирази (3.61) – (3.64), мають значення

$$Y_i = \frac{1}{R_i}, \quad r_n = r_{en} + r_{\text{он}}(1 - \alpha_n), \quad n = 2, 3, 4, 5. \quad (3.65)$$

За допомогою формул (3.61) – (3.64) можна розрахувати значення елементів матриці провідностей для режиму по постійному струму, зазначеного на рисунку 3.16. У цьому випадку

$$[Y] = \begin{bmatrix} 3 \cdot 10^{-6} & -65 \cdot 10^{-6} \\ 38 \cdot 10^{-6} & 2 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Обчислена по формулах (3.62) і (3.63) величина добутку провідностей гірації $g_1 g_2 = 2,49 \cdot 10^{-9} \text{ сим}^2$ добре узгоджується з експериментальними результатами $g_1 g_2 = 2,39 \cdot 10^{-9} \text{ сим}^2$. На рисунку 3.17 наведені розрахункова й експериментальна залежності еквівалентної індуктивності від величини навантажувальної ємності C_n . Як видно з графіка, значення індуктивності лежить в області сотень мілігенрі. Добротність гіраторної індуктивності може бути значно збільшена шляхом регулювання фазового зсуву ланцюга зворотного зв'язку [5]. У даній схемі таке регулювання здійснюється за допомогою ємності C_2 , що підключається паралельно опорів R_6 . На рисунок 3.18 подана залежність нормованої напруги на контурі від частоти при різних значеннях ємності C_2 .

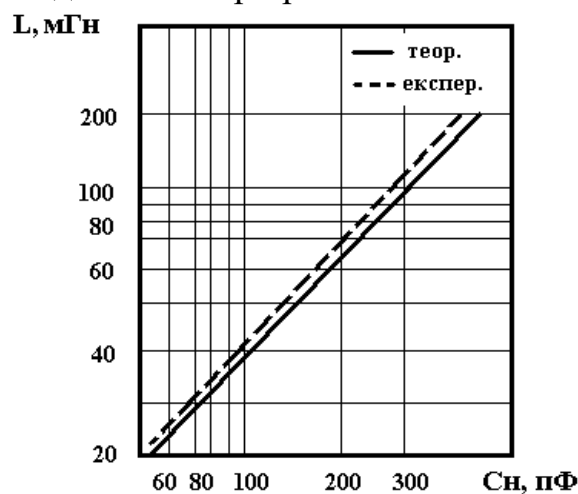


Рисунок 3.17 – Експериментальна і теоретична залежності індуктивності від навантажувальної ємності

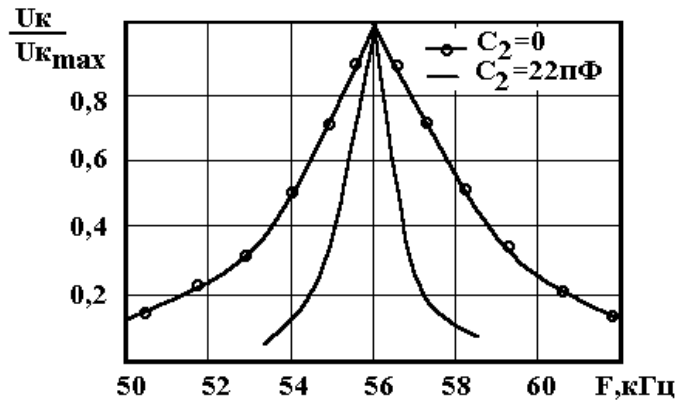


Рисунок 3.18 – Резонансні криві контуру при різних значеннях ємності фазового керування

Зміна напруг живлення впливає на параметри гіраторної індуктивності. Так збільшення напруги на +5% приводить до збільшення добротності на 10%, причому значення індуктивності залишається незмінним. Зменшення напруги на таку ж величину викликає убування добротності на 16% при незмінному значенні індуктивності (рисунок 3.19). Температурний дрейф величини добротності складає 8% у діапазоні температур від +20° С до +55° С (рисунок 3.20) на частоті 7,5 кГц. Значення індуктивності залишається постійним у даній області зміни температури. Схема гіратора, що дозволяє поліпшити параметри аналога індуктивності, приведена на рисунку 3.21. Вхідна напруга підводиться до транзистора Т1, що виступає в якості підсилювача. Сигнал із колектора транзистора Т1 надходить на базу транзистора Т3, що разом із Т4 реалізує підсилювач струму. При цьому транзистор Т4 забезпечує режим живлення по постійному струму для Т3. Транзистор Т5 реалізує емітерний повторювач, напруга з якого надходить на підсилювач струму Т7 – Т8. У даній схемі вхідний опір на контактах 1 визначається трьома величинами: вхідним опором транзистора Т1, що дорівнює опорі $2R_1$, помноженому на коефіцієнт підсилення по струму транзистора в схемі з загальним емітером β_o і колекторними опорами транзисторів Т7 і Т8. При рівних опорах колекторів r_k транзисторів Т7 і Т8, вхідний опір схеми буде рівним

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{r_k}{1 + \frac{R_{\delta}}{R_e}} + 2\beta_o R_1,$$

де R_e і R_{δ} – загальний опір у ланцюгах емітера і бази відповідно.

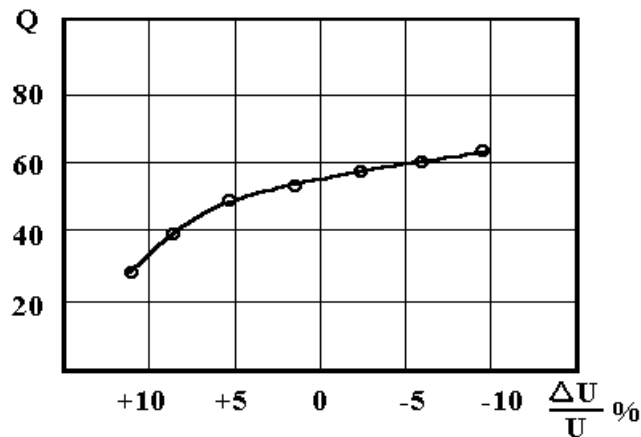


Рисунок 3.19 – Залежність добротності від зміни величини напруги живлення по постійному струму

Виходячи із значень опорів, зазначених на рисунку 3.21, а також вважаючи $r_k = 10^6 \text{ Ом}$ і $\beta_o = 100$, одержимо матрицю провідності

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1,06 \cdot 10^{-6} & -0,42 \cdot 10^{-3} \\ 0,42 \cdot 10^{-3} & 1,06 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix} \text{ сим.}$$

Максимальне значення добротності, реалізоване даною схемою, рівняється

$$Q_{\max} = \frac{g}{2\sqrt{Y_{11}Y_{22}}} = 200 \text{ .}$$

На рисунку 3.22 і 3.23 подані експериментальні залежності добротності від частоти при різних значеннях навантажувальної ємності, та наведені в додатку Т.1., Т.2. Як видно з графіка, максимум добротності спостерігається при рівних значеннях навантажувальної і вхідної ємності. Експериментальне і розрахункове значення добротності знаходиться в хорошій відповідності.

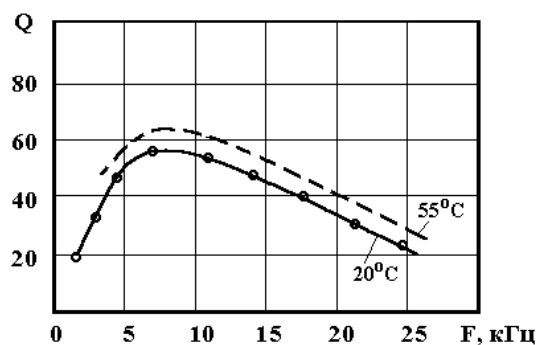


Рисунок 3.20 – Зміна добротності від частоти при різних температурах

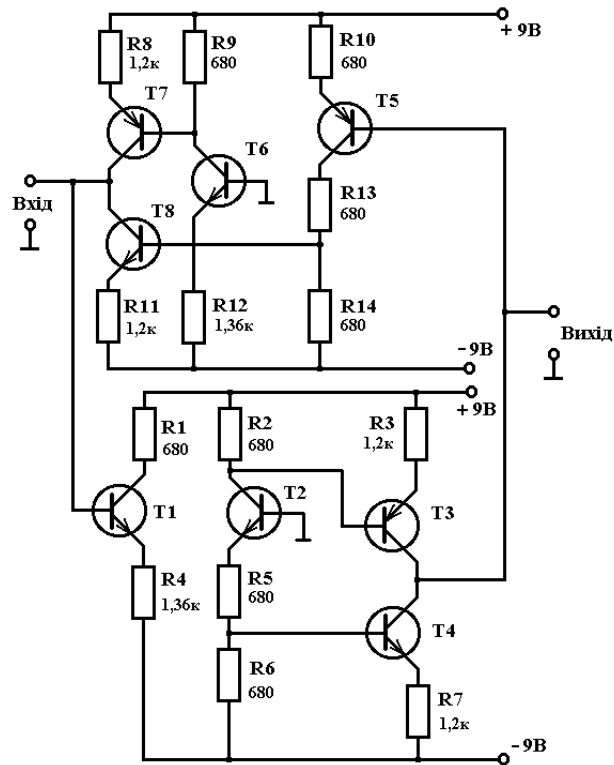


Рисунок 3.21 – Електрична схема гіратора

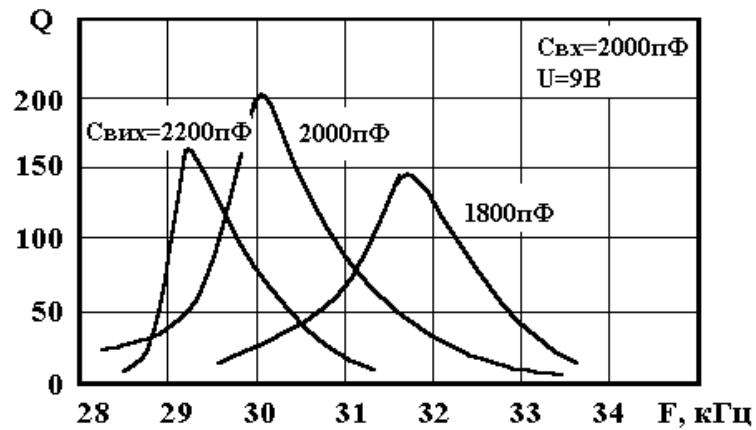


Рисунок 3.22 – Залежність добротності від зміни частоти

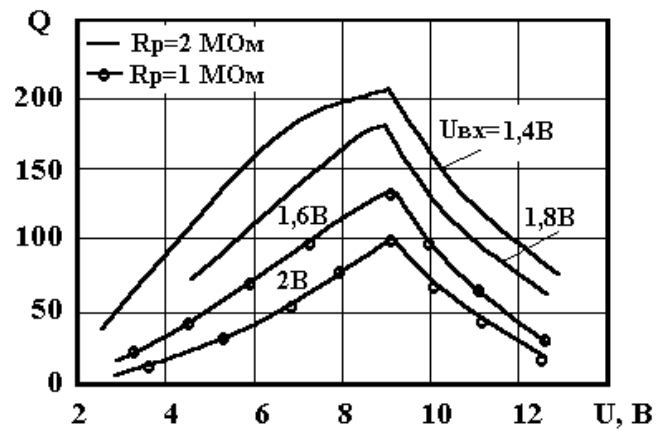


Рисунок 3.23 – Залежність добротності гіратора від зміни величини постійної напруги живлення гіратора

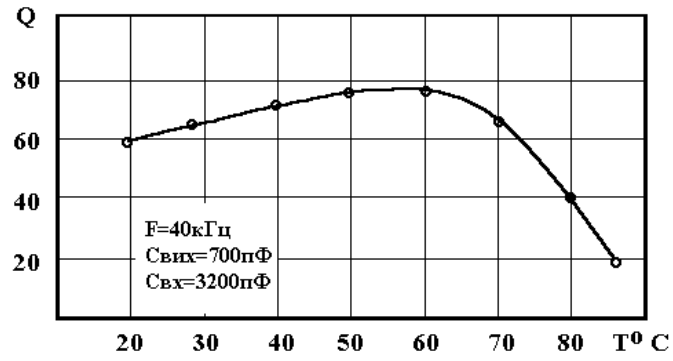


Рисунок 3.24 – Залежність добротності гіратора від температури

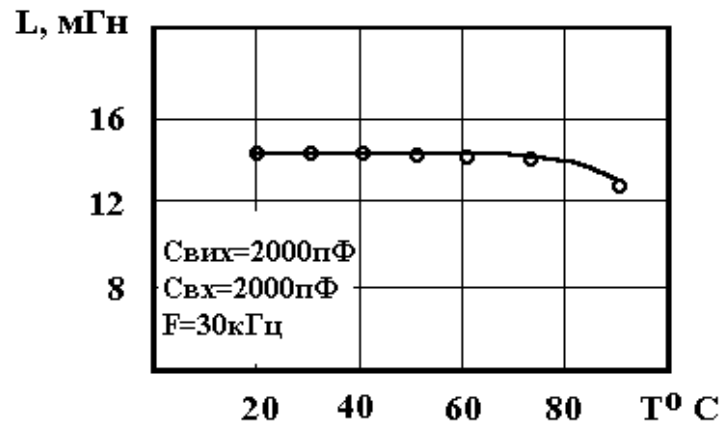


Рисунок 3.25 – Залежність індуктивності гіратора від температури

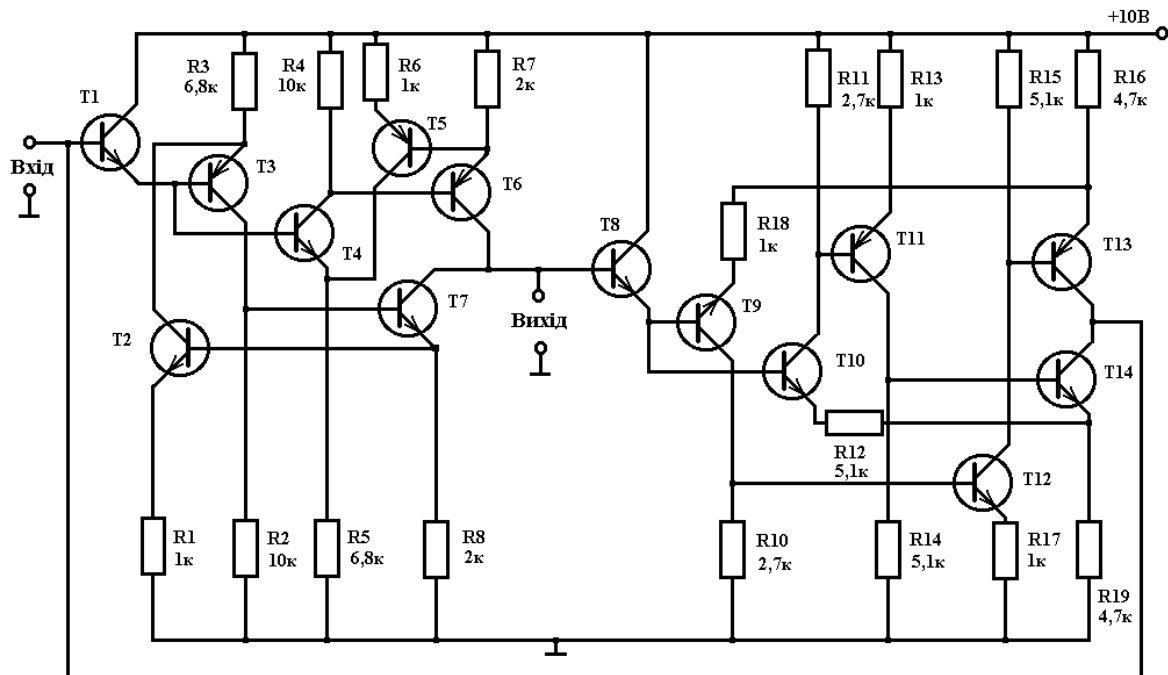


Рисунок 3.26 – Схема високодобротного транзисторного гіратора

Режим живлення істотно впливає на величину добротності. Існує оптимальне значення напруги, при якій добротність досягає максимального значення (рисунок 3.25). Величина індуктивності при цьому змінюється в незначній мірі.

Залежність добротності від температури має складний характер (рисунок 3.24). В області температур від 20°C до 60°C добротність зростає, а потім починає зменшуватися. Значення індуктивності практично постійне аж до $+70^{\circ}\text{C}$, після чого спостерігається її зміна (рисунок 3.25).

Розглянемо ще один варіант схеми (рисунок 3.26) гіратора з високою добротністю, синтезованого на основі двох підсилювачів струму [5]. Транзистори T_1 і T_3 є транзисторами ланцюга Дарлінгтона, застосованого для збільшення вхідного опору підсилювача струму. У підсилювачі, для якого точка В є входом, а точка А – виходом, ланцюг прямого проходження сигналу утворений транзисторами T_4 і T_6 , зворотний зв'язок забезпечується транзистором T_5 . Додатковий підсилювальний ланцюг утвориться транзисторами T_3 і T_7 із зворотним зв'язком через транзистор T_2 . Від'ємний зворотний зв'язок по струму застосований для збільшення вхідного і вихідного опору підсилювача. Крім того, для досягнення великого вихідного опору підсилювача колектори транзисторів T_6 і T_7 з'єднані разом.

Величини вхідного і вихідного опору цього підсилювача, а також його перехідної провідності визначаються за умови, що коефіцієнти підсилення по струму β_o у всіх транзисторів однакові.

$$Z_{вих} = \frac{1}{2} r_{\kappa} \frac{R_1}{R_8} \left(1 + \frac{R_4}{R_6} \right),$$

$$Z_{вх} = \frac{1}{2} \beta_o^2 R_5 \left(1 + \frac{R_4}{R_6} \right),$$

$$g_1 = 2 \frac{R_4 R_6}{R_5 R_7 (R_4 + R_6)},$$

де r_{κ} – опір колектора транзистора.

Підсилювач із входом у точці А і з виходом у точці В має ланцюги прямого сигналу на транзисторах T_{10} , T_{11} і T_{14} із зворотним зв'язком через опір R_{12} і на транзисторах T_9 , T_{12} , T_{13} із зворотним зв'язком через опір R_9 . Цей підсилювач характеризується такими значеннями параметрів:

$$Z_{вих} = \frac{1}{2} r_{\kappa} \frac{R_{19} R_{11}}{R_{12} R_{13}},$$

$$Z_{вх} = \frac{1}{2} \beta_o^2 \left(R_{12} + R_{19} + \frac{R_{11} R_{14}}{R_{13}} \right),$$

$$g_1 = 2 \frac{R_{11}R_{14}}{R_{19}(R_{11}R_{14} + R_{12}R_{13})} .$$

У розглянутій схемі $g_1=g_2$, що відповідає умові пасивності гіратора. Виходячи з цього, визначені значення опорів, що зазначені на схемі (рисунок 3.26). Вхідний опір на контактах В буде мати індуктивний характер, при підключенні до затискачів А ємності. Величина індуктивності при цьому буде дорівнювати

$$L = \frac{C_A}{g_1 g_2} .$$

Внаслідок скінчених величин вхідних і вихідних опорів гіраторних підсилювачів вхід В і вихід А гіратора будуть шунтуватись опорами R_A і R_B . Величина добротності змінюється з частотою через збільшення фазового зсуву, за рахунок сигналу, що проходить через неї. Схема має максимальну добротність

$$Q_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{R_A R_B g_1 g_2} \quad (3.67)$$

на частоті

$$f = \frac{Q_{\max}}{\pi \cdot C_A R_A} .$$

Для схеми реального гіратора, поданої на рисунок 3.26, були виміряні такі значення величин, що входять у вираз (3.67):

$$R_A = 4,5 \cdot 10^6 \text{ Ом}; \quad R_B = 3,6 \cdot 10^6 \text{ Ом}; \quad g_1 = g_2 = 0,135 \cdot 10^{-3} \text{ см} .$$

Для еквівалентної індуктивності, при навантаженні гіратора ємністю $C_A = 0,01 \text{ мкф}$, отримана величина добротності $Q_{\max}=270$ на частоті $f=2$ кГц. Обчислені значення добротності добре узгоджуються з експериментальними.

Одержання більш високих значень можливо при подальшому збільшенні вхідних і вихідних опорів підсилювачів, а також при використанні в якості навантаження конденсаторів із високою добротністю $Q=104$. При цьому індуктивні елементи на основі розглянутого гіратора мають добротність $Q=500$ у частотному діапазоні 1 – 30 кГц.

Для підвищення вхідного опору гіраторних підсилювачів у їхніх вхідних каскадах застосовуються МДН–транзистори [5]. Підсилювачі з вхідними каскадами на МДН–транзисторах, маючи високі вхідні опори (тисяча МОм), у той же час викликають дуже малі фазові зсуви сигналу.

3.5 Реалізація гіраторів на основі операційних підсилювачів

Як випливає з розкладання матриці провідностей (3.57), ідеальний гіратор може бути реалізований у вигляді рівнобіжного з'єднання двох керованих напругою джерел струму, як показано на рисунку 3.27. Джерела струму можна реалізувати за допомогою операційних підсилювачів, тобто підсилювачів із великим, що досягає розміру декількох десятків тисяч, коефіцієнтом підсилення [5]. Схема такого джерела приведене на рисунку 3.28.

Матриця провідностей схеми, зображеної на рисунку 3.28, при короткому замиканні виходу 2, буде визначатися таким виразом:

$$[Y_{13}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}R & 0 \\ \frac{1}{\xi \cdot R} & \frac{1}{R_S} \end{bmatrix}, \quad (3.68)$$

де

$$R_S = \frac{\xi \cdot \chi \cdot R}{\chi \xi + \xi - \chi}. \quad (3.69)$$

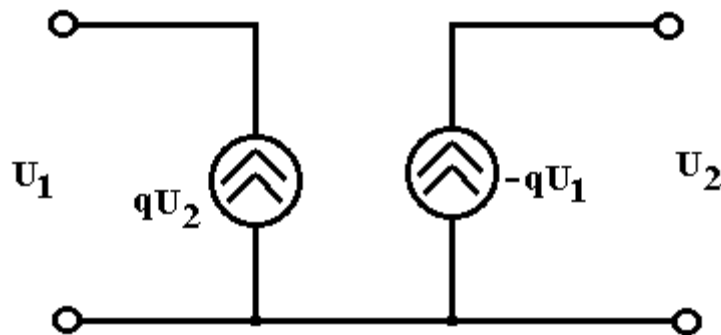


Рисунок 3.27 – Реалізація гіраторів на основі паралельного з'єднання двох керованих напругою джерел струму

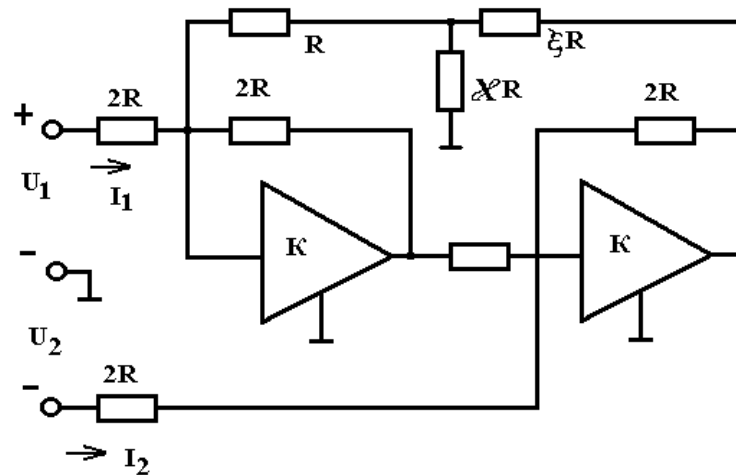


Рисунок 3.28 – Керване напругою джерело струму.

Аналогічним способом одержимо матрицю провідностей для чотирьохполюсника при короткому замиканні входу 1

$$[Y_{32}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} & -\frac{1}{\xi \cdot R} \\ 0 & \frac{1}{2R} \end{bmatrix} . \quad (3.70)$$

При паралельному з'єднанні чотирьохполюсників, що описуються матрицями (3.68) і (3.70), матриця повної схеми буде мати вигляд

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2R} + \frac{1}{R_S} & -\frac{1}{\xi \cdot R} \\ \frac{1}{\xi \cdot R} & \frac{1}{R_S} + \frac{1}{2R} \end{bmatrix} . \quad (3.71)$$

Запис матриці (3.71) можна спростити, вважаючи

$$g = \frac{1}{\xi \cdot R} , \quad \nu = \frac{\xi(R + R_S/2)}{R_S} . \quad (3.72)$$

У цьому випадку (3.71) приймає вид

$$[Y] = \begin{bmatrix} \nu & -g \\ g & \nu \end{bmatrix}. \quad (3.73)$$

З виразів (3.69) і (3.72) випливає, що

$$\nu = \frac{\frac{3}{2}\xi\chi - \chi + \xi}{\chi\xi}. \quad (3.74)$$

Вираз (3.73) відповідає матриці ідеального гіратора в тому випадку, коли $\nu = 0$, що досягається при

$$\xi = \frac{\chi}{\frac{3}{2}\chi + 1}. \quad (3.75)$$

Проблемі реалізації гіраторів за допомогою операційних підсилювачів присвячений ряд робіт [4, 5]. Практична гіраторна схема зображена на рисунку 3.29 б. Вона описується такою системою Z – параметрів:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= 4R(K_1 + 2)/D_2 \\ Z_{12} &= RK_2(K_1 + 2)/D_2 \\ Z_{21} &= -RK_2(K_1 + 2)/D_2 \\ Z_{22} &= R(4K_2 - K_1 + 6)/D_2 \end{aligned} \right\},$$

де $D_2 = K_1K_2 - 2K_1 + 2K_2 + 12$. Умова стійкої роботи схеми, обумовлена нерівністю

$$R_e(Z_{11}) > 0, \quad R_e(Z_{22}) > 0,$$

буде при визначених співвідношеннях між K_1 і K_2 порушуватися, що свідчить про можливість нестабільної роботи схеми в такому режимі.

Для усунення цього недоліку була запропонована схема, подана на рисунку 3.29 а. Її система Z – параметрів має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= 8R/D_1 \\ Z_{12} &= RK_2(K_1 + 4)/D_1 \\ Z_{21} &= -RK_1(K_2 + 4)/D_1 \\ Z_{22} &= 2R(K_1 + K_2 + 3)/D_1 \end{aligned} \right\} ,$$

де $D_2 = K_1K_2 + 4(K_1 + K_2) + 12$. У даних системах коефіцієнти підсилення операційних підсилювачів $K_1=1000$, $K_2=50$, $R=1$ кОм.

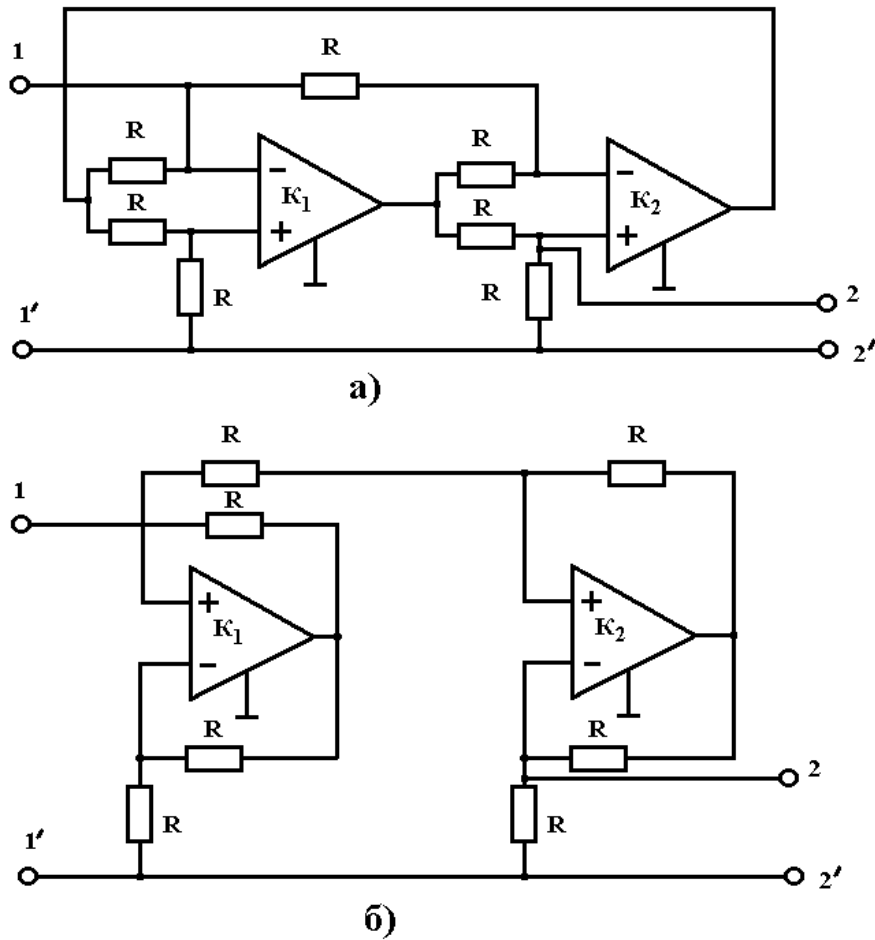


Рисунок 3.29 – Схеми гіраторів на операційних підсилювачах.

У роботі [5] розглянута можливість реалізації щодо великих значень індуктивності при невеликих габаритах за допомогою операційних підсилювачів промислового зразка, виконаних у вигляді інтегральних схем. На рисунку 3.30 подана схема аналога індуктивності. Вхідний опір даної схеми визначається виразом

$$Z_{ex} = j\omega RR_1C .$$

Стійкість роботи схеми погіршується внаслідок великих паразитних ємностей операційних підсилювачів, виконаних у вигляді інтегральних схем. Цей недолік можна усунути шляхом вмикання в схему опорів R_2 і R_3 . Проте це призводить до зменшення добротності синтезованого індуктивного елемента через появу синфазної компоненти струму, що протікає через резистор R_3 .

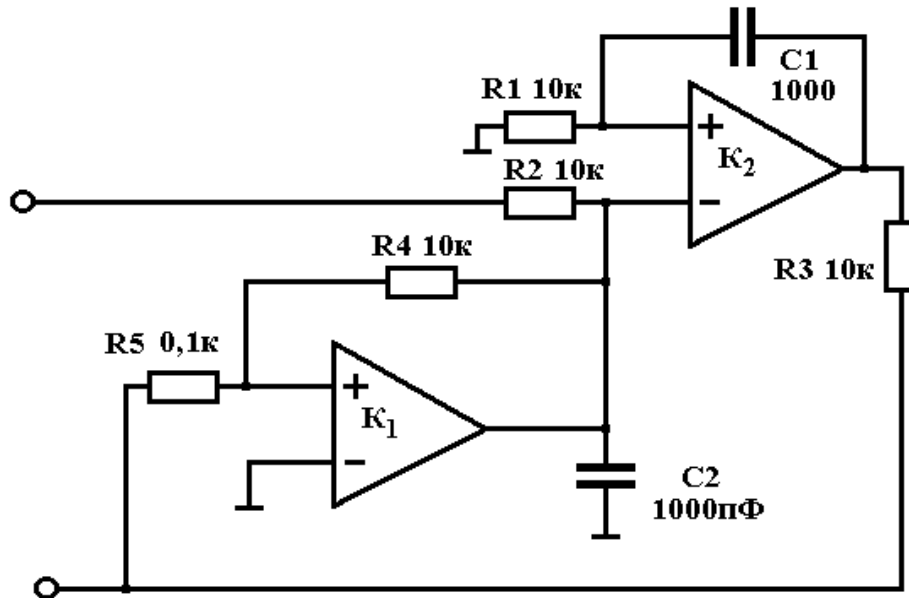


Рисунок 3.30 – Схема аналога індуктивності на операційних підсилювачах

3.6 Методи одержання незаземлених гіраторних індуктивностей

При реалізації фільтрів на основі гіраторів часто виникає проблема заміни незаземленої індуктивності, тобто індуктивності, жодний із затискачів якої не пов'язаний безпосередньо з “землею”. Для досягнення цієї мети існує декілька шляхів. Першим способом реалізації незалежної індуктивності [5] є спосіб використання заземлених гіраторів (рисунок 3.31). Крім необхідної послідовної індуктивності еквівалентна схема такого ланцюга містить також шунтуючі індуктивності L_2 і L_3 . Будемо вважати, що $g_1 = g_2 = g_3 = g$, $g_4 = g(1 + \varepsilon)$. При цьому $L_1 = \frac{C}{g^2}$, $L_3 = \frac{C}{\varepsilon g_2}$, $L_2 = \infty$. Для багатьох випадків застосування допус-

тима величина ε може бути достатньо великою і реалізація індуктивності по цьому методу не представляє проблеми. Проте при використанні таких схем у складних фільтрах вимоги до рівності гіраторних провідностей стають дуже жорсткими $\varepsilon < 0,01$. Це призводить до збільшення чутливості фільтрів до навіть незначних змін компонентів схем. Щоб уникнути цього запропонована схема, що перетворить заземлений гіратор у незаземлений [4]. Схема вмикання гіратора показана на рисунку 3.32 а. У цій схемі гіратор живиться по постійно-

му струму через транзистори T_4 і T_2 . По змінному струму гіратор ізольований від «землі» внаслідок високих вихідних опорів транзисторів T_1 і T_2 . Струми через транзистори T_1 і T_2 повинні бути рівними. Щоб досягти цього, напруга в точці * підтримується за допомогою польового транзистора T_4 . За допомогою ланцюга зворотного зв'язку, здійсненого на транзисторах T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , регулюється струм через транзистор T_1 до необхідного значення. Для запобігання зменшенню опору ізоляції ланцюг зворотного зв'язку розв'язаний по перемінному сигналу через ємність C_1 . У схемі, наведеній на рисунок 3.32, опір ізоляції склав 150 кОм на частотах 10–20 кГц. Еквівалентна схема описаного вище гіраторного ланцюга показана на рисунку 3.32 б.

Запропоновано зручну в практичному відношенні схему гіратора, що має незаземлений вхід і заземлений вихід [4,5]. Вона показана на рисунку 3.33. Ланцюг заміщення незаземленої індуктивності за допомогою такого гіратора приведений на рисунку 3.34. Аналоги індуктивності, створені на основі даного гіратора, мали добротність від 500 до 1000. Регулювання добротності можна здійснювати за допомогою підключення конденсаторів малої ємності паралельно опорам R_2 і R_5 .

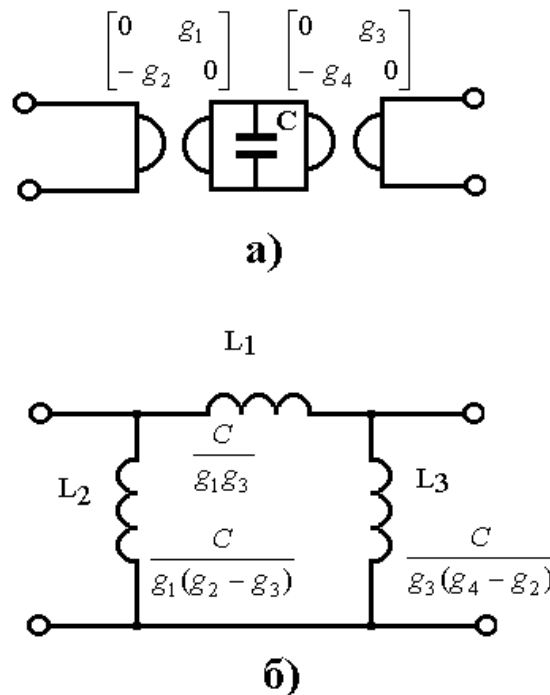


Рисунок 3.31 – Реалізація незаземленої індуктивності за допомогою двох заземлених гіраторів (а) і її еквівалентна схема (б)

Гіраторна індуктивність на базі напівзаземленого гіратора по властивостях цілком тотожна схемі, що використовує два заземлених гіратори, проте, на

відміну від останньої, вона потребує для своєї реалізації значно меншу кількість деталей. Вхідний опір ланцюга між точками, до яких підключається гіраторна індуктивність, не повинний бути дуже високим, тому що в цьому випадку гіратор стає чутливим до температурних змін. Для стабілізації положення робочої точки підсилювачів гіратора доводиться з'єднати його незаземлений вхід із “землею” через опір 10–12 кОм.

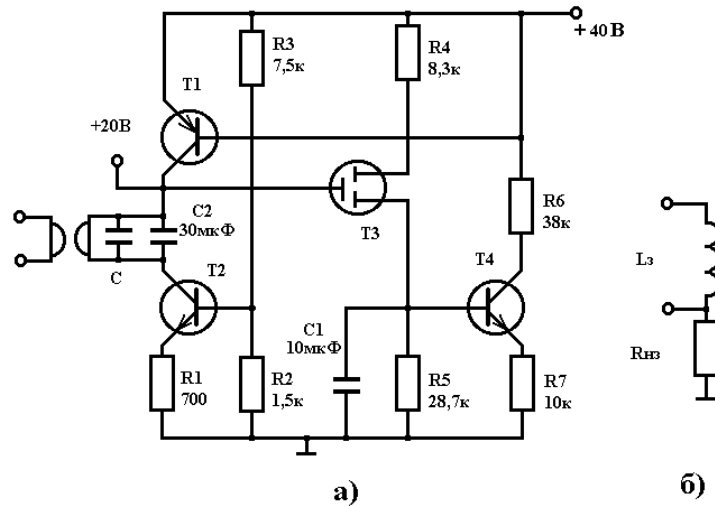


Рисунок 3.32 – Схема незаземленого гіратора (а) і його еквівалентна схема (б)

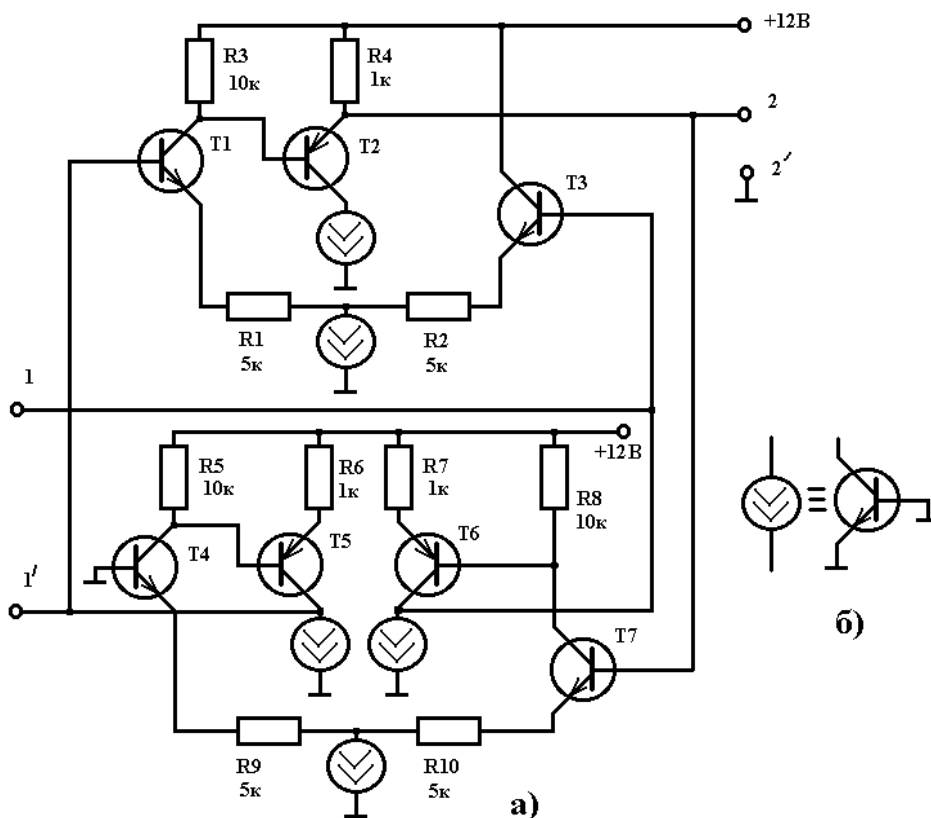


Рисунок 3.33 – Схема напівзаземленого гіратора (а) і реалізація джерел струму (б)

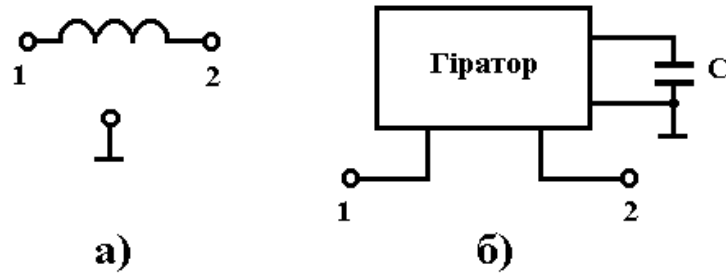


Рисунок 3.34 – Незаземлена індуктивність (а) і гіраторна побудова незаземленої індуктивності (б)

Проблема стабілізації робочої точки перешкоджає застосуванню методу напівзаземленого гіратора і методу двох заземлених гіраторів для реалізації фільтрів, у яких індуктивність відділена від “землі” конденсатором. Для схеми, яка приведена на рисунку 3.32, такої проблеми не виникає внаслідок стабілізуючого зворотного зв'язку.

3.7 Метод реалізації високочастотних гіраторних аналогів індуктивності

В області низьких частот параметри еквівалентної схеми транзистора вважаються чисто активними. Проте з підвищенням частоти починає виявлятися їхній комплексний характер, що призводить до фазового зсуву між струмом і напругою в керованих джерелах струму. Це знижує добротність гіраторної індуктивності на величину, пропорційну фазовому зсуву, тому розглянемо методи компенсації фазового зсуву [5].

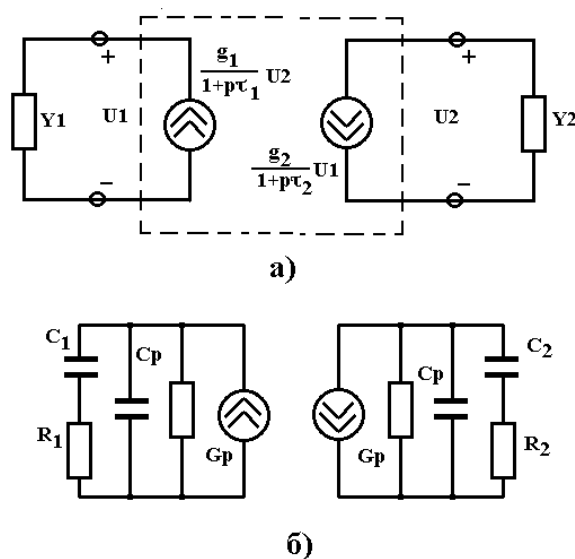


Рисунок 3.35 – Зображення гіратора з часовою затримкою сигналу (а) і його еквівалентна схема (б)

Високочастотна матриця провідностей гіраторного ланцюга (рисунок 3.35 а), навантаженого ємністю, визначається виразом

$$\begin{bmatrix} Y_1 & \frac{g_1}{1+p\tau_1} \\ -\frac{g_2}{1+p\tau_2} & Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & y_{12} \\ -y_{21} & Y_2 \end{bmatrix}, \quad (3.76)$$

де g_1 і g_2 перехідні провідності гіратора на низьких частотах і провідності Y_1 і Y_2 містять у собі паразитні провідності гіраторного ланцюга, а також ємнісну провідність навантаження. Характеристичне рівняння, отримане з (3.76), має вигляд

$$Y_1 Y_2 + y_{12} y_{21} = 0. \quad (3.77)$$

Для спрощення аналізу прийmemo, що $Y_1 = Y_2 = Y$, $y_{12} = y_{21} = y$, $g_1 = g_2 = g$ і $\tau_1 = \tau_2 = \tau$. Таким чином, вираз (3.77) перетвориться до вигляду

$$Y \pm jy = 0. \quad (3.78)$$

У випадку, коли Y відповідає паралельному з'єднанню (рисунок 3.35б) вихідної провідності G_p і навантажувальної ємності гіратора $C_1 = C_2 = C$, рішення характеристичного рівняння має вигляд

$$P_{1,2} = \delta \pm j\omega = \left(\frac{G_p}{C} + \omega^2 \tau \right) \pm j \frac{g}{C}. \quad (3.79)$$

Добротність системи в цьому випадку визначається виразом

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_o} - 2\omega\tau}. \quad (3.80)$$

Доданок $Q_o = \frac{g}{2G_2}$ представляє добротність на низьких частотах; 2τ – тимча-

сова затримка уздовж контуру гіратора. Рівняння (3.80) показує, що з ростом частоти, внаслідок внутрішнього фазового зсуву, Q спочатку збільшується, стає

нескінченною при $\omega = \frac{1}{2\tau Q_0}$, а на більш високих частотах стає від'ємною. Визначимо умови, при яких ефект можна компенсувати [5].

Вхідна провідність чотирьохполюсника (рисунок 3.35а), що описується матрицею (3.76), визначається формулою

$$Y_{ex} = \frac{y_{12}y_{21}}{Y_2} = \frac{g_1g_2}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} Z_2 \quad (3.81)$$

Припускаючи, що опір навантаження (рисунок 3.36а) являє собою опір $R_2 = \frac{\tau_2}{C_2}$, послідовно з'єднаний з навантажувальною ємністю C_2 , неважко визначити значення

$$Z_2 = \frac{1+p\tau_2}{pC_2} \quad (3.82)$$

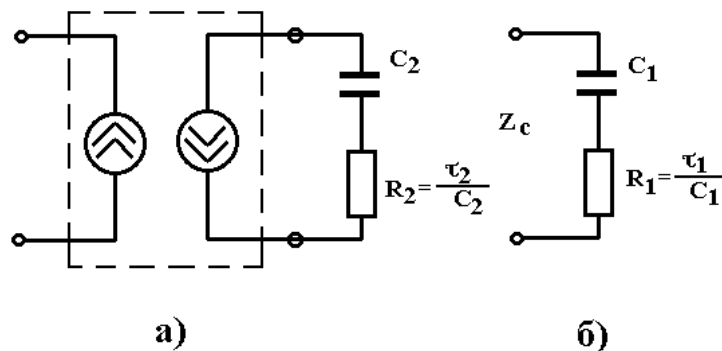


Рисунок 3.36 – Гіратор з компенсацією часової затримки (а) і RC-ланцюг, що підключається до його входу (б)

Рівняння (3.81) з урахуванням (3.82) перетвориться до вигляду:

$$Z_{ex} = \frac{pC_2}{g_1g_2} (1+p\tau_1) \quad (3.83)$$

Якщо до входу гіраторного ланцюга (рисунок 3.36а) підключити RC-ланцюжок із постійною часу τ_1 (рисунок 3.36б), то резонансний ланцюг, що утворився, буде мати характеристичне рівняння:

$$\frac{pC_1}{1+p\tau_1} \cdot \frac{pC_2}{1+p\tau_2} + \frac{g_1g_2}{(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)} = 0$$

або

$$p^2C_1C_2 + g_1g_2 = 0 \quad . \quad (3.84)$$

Вираз (3.84) є характеристичним рівнянням навантаженого резонансного ланцюга і не залежить від фазового зсуву, утворюваного електронним ланцюгом. При його виведенні не враховувалися паразитні провідності G_p і ємність C_p . При врахуванні їх рішення рівняння (3.78) буде мати вид:

$$p_{1,2} = \frac{-G_p + \omega^2\tau + C_p}{C + C_p + \tau \cdot G_p} \pm j \frac{g}{C + C_p + \tau \cdot G_p} \quad . \quad (3.85)$$

Значення добротності при цьому визначається

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} - 2\omega\tau \frac{C_p}{C + C_p + \tau \cdot G_p}} \quad . \quad (3.86)$$

З рівняння (3.86) очевидно, що ідеальна фазова компенсація буде при $C_p=0$.

У порівнянні зі звичайно застосовуваними методами внутрішньої компенсації фазового зсуву дана методика заснована на зовнішній фазовій компенсації, що приводить до хороших практичних схемних рішень [5].

Розглянемо роботу гіраторного ланцюга, поданого на рисунок 3.37. На транзисторі T_1 зібраний емітерний повторювач, що забезпечує необхідний вхідний опір. Транзистори T_5 і T_6 виступають у ролі постійного джерела струму. Симетрія по постійному струму, необхідна для температурної компенсації забезпечується транзисторами T_2 і T_4 . Крім того транзистор T_4 видає скоригований по фазі вихідний сигнал. Добуток провідностей гірації g_1g_2 визначається параметрами транзисторів T_3 і T_4 , а також їхніми емітерними опорами. Він вибирається достатньо великим, щоб забезпечити великі добротності схеми при досить низьких значеннях вхідного і вихідного опорів гіратора.

Виходячи з рівняння (3.84) визначається частота, на котрій необхідно проводити компенсацію

$$\omega = \left(\frac{g_1 g_2}{C} \right)^{1/2} \quad \text{при} \quad C_1 = C_2 = C \quad (3.87)$$

і значення опорів

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1}, \quad R_2 = \frac{\tau_2}{C_2}. \quad (3.88)$$

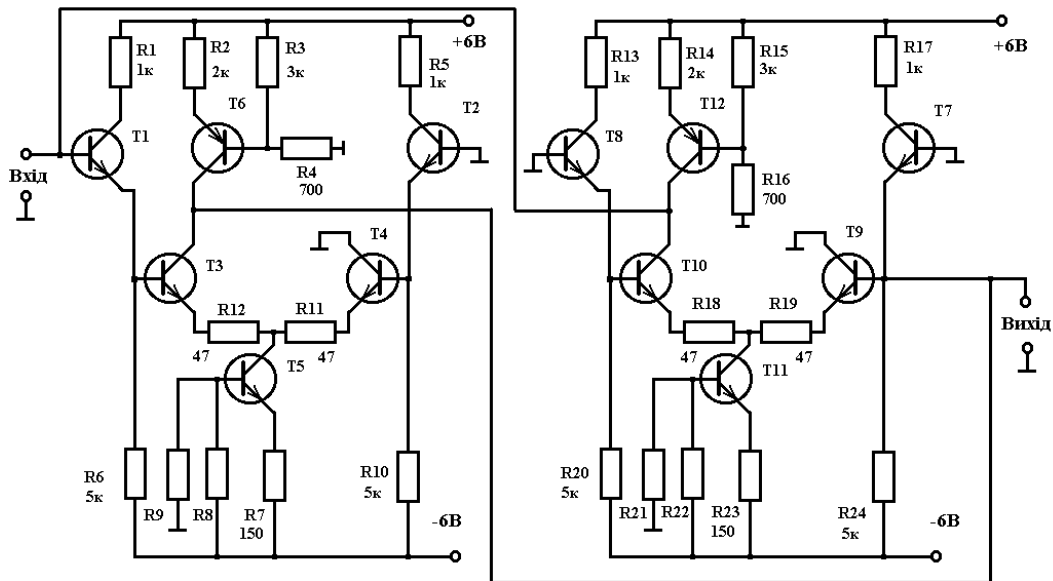


Рисунок 3.37 - Схема високочастотного гіратора

Відповідно до рівнянь (3.87) і (3.88) компенсуючі опори варто збільшувати пропорційно частоті й оберненопропорційно C для підтримки постійним значення Q .

Для схеми, приведеної на рисунок 3.37, та наведена в додатку С, при $\tau_1 = \tau_2 = 4,3 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ і $g_1 g_2 = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ сим}$ вдалося одержати добротність $Q=100$ на частоті 17 МГц. На цих частотах температурний дрейф еквівалентної індуктивності складав $170 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}/^\circ \text{С}$, а температурний коефіцієнт добротності склав $7 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^\circ \text{С}$. Схема добре працює на низьких частотах. Проте на частотах нижче 10 кГц, конденсатори резонансного ланцюга стають непомірно великими; тому доводиться зменшувати гіраторні провідності шляхом збільшення опорів у ланцюгах емітерів транзисторів T_3 і T_4 . При $\tau_1 = \tau_2 = 0,4 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ схема стабільно працює на частоті 55 кГц.

3.8 Висновки до розділу

1. Одним із перспективних шляхів реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот є гіраторна схема, яка навантажена ємністю і на входних контактах реалізує індуктивність або навантажена індуктивністю і на входних контактах реалізує ємність.
2. Величина індуктивності і ємності регулюється в дуже широкому діапазоні (три порядки) і визначається добутком квадрату опору гірації на навантажувальній ємності або індуктивності.
3. Індуктивні і ємнісні елементи мають найкращі параметри при реалізації гіраторних схем на основі операційних підсилювачів. Сумарна чутливість добротності стосовно змін схемних компонентів дорівнює 1,5, а індуктивності – 2.

4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр. Оцінювання комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій. Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем заносимо до табл. 4.1.

Таблиця 4.1. - Результати оцінювання комерційного успіху розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Критерії	Експерти		
	д.т.н., професор Семенов А.О.	д.т.н., професор Осадчук О.В.	к.т.н., доцент Гаврілов Д.В.
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	3
2	3	3	2
3	4	4	3
4	4	2	3
5	4	3	3
6	4	4	3
7	3	3	2
8	3	3	3
9	3	4	4
10	2	3	3
11	3	3	3
12	2	3	3
Сума балів	37	37	35
Середньоарифметична сума балів, СБ	36		

За даними таблиці 4.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки [57]

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

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем – вище середнього.

4.2 Визначення рівня якості розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Оцінювання рівня якості розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення.

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

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

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Основні параметри акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Точність вимірювання тиску та переміщення	4			0,2
Кількість вимірювальних каналів		3		0,1
Діапазон вимірювання	4			0,6
Відносна похибка	4			0,1

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою [58]:

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{ні} \cdot a_i, \quad (4.1)$$

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

Отже, абсолютний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем становитиме – 3,9 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, що виробляється (проекується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 4.4).

Таблиця 4.4 – Основні параметри акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання тиску та переміщення	3	4	1,3	0,1
Кількість вимірювальних каналів	3	3	1	0,2
Діапазон вимірювання	7	8	1,14	0,6
Відносна похибка	4	5	0,8	0,1

Відносний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем визначаємо за формулою:

$$K_{\text{я.в.}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (4.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем становитиме – 1,1. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 10% від товару-аналога.

4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

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

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання тиску та переміщення	3	4	1,3	0,1
Кількість вимірювальних каналів	3	3	1	0,2
Діапазон вимірювання	7	8	1,14	0,6
Відносна похибка	4	5	0,8	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	12000	9500	0,79	-

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

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,1}{0,79} = 1,39, \quad (4.3)$$

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

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Hei}}{P_{Bei}} = \frac{9500}{12000} = 0,79, \quad (4.4)$$

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

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 1,39. Це означає, що наша розробка акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем більш конкурентна на 39% від товару-аналога.

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

4.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

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

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.5)$$

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

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

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	10000	455	5	2275
Інженер-програміст	5000	227	5	1135
Консультанти	5000	227	5	1135
Всього:				4545

Основна заробітна плата робітників Z_p , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою [59]:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (4.6)$$

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

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (4.7)$$

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

Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці 4.6.1.

Таблиця 4.6.1 - Величина тарифних коефіцієнтів робітників

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

Таблиця 4.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна став- ка	Тариф. коэф.	Величи- на, грн.
Налагоджувальні	3	4	30	1,27	90
Складальні	2	4	30	1,27	60
Механічні	1	3	28	1,18	28
Заготівельні	4	2	26	1,09	104
Всього					252

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

$$Зд = 0,1 \cdot (Зр + Зо) = 0,1 \cdot (4545 + 252) = 480 \text{ грн.} \quad (4.8)$$

Нарахування на заробітну плату Нзп розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою: де Зо – основна заробітна плата розробників, грн.; Зр – основна заробітна плата робітників, грн.; Зд – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.; β – ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$\begin{aligned} \text{Нзп} &= 0,22 \cdot (Зр + Зо + Зд) = 0,22 \cdot (4545 + 252 + 480) = \\ &= 1161 \text{ грн.} \end{aligned} \quad (4.9)$$

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

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

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

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

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

Таблиця 4.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК +панель оператора	7000	20	2	233
ПЛК	10000	20	2	333
Інше обладнання	8000	20	1	133
Всього	489			

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

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

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

Таблиця 4.9 - Матеріали, що використані на розробку

Флюс ФКСН	4	0,05	0,2
Каніфоль	11	0,3	3,3
Припій ПОС-61	500	0,1	50
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	58,85		

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

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

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

Таблиця 4.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Датчик тиску	1	600	600
Корпус	1	200	200
Тумблер	1	15	15
Діоди стану	2	2	4
Інтерфейс	2	190	380
Джерело напруги	1	20	20
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		1341	

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

$$Ve = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_p, \text{ грн}$$

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

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$Ve=2662$ грн.

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

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

$$I_B = 2,5 \cdot (3_0 + 3_p) = 2,5 \cdot (4545 + 252) = 11993 \text{ грн.} \quad (4.10)$$

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

$$B = 22981 \text{ грн.}$$

4.5 Розрахунок загальних витрат на розробку акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за Взаг формулою [60]:

$$\text{Взаг} = \frac{I_B}{\alpha} = \frac{11993}{0,6} = 19988 \text{ грн,} \quad (4.11)$$

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

4.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем здійснюється за формулою:

$$\text{ЗВ} = \frac{\text{Взаг}}{\beta} = \frac{19988}{0,5} = 39977 \text{ грн,} \quad (4.12)$$

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

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

4.7 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 4.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	200	500	1000

Величина зростання ціни реалізації акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, грн. – 2500 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем – 350 шт.

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

$$\Delta \Pi_i = \sum_1^n (\Delta \text{Ц}_0 \cdot N + \text{Ц}_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (4.13)$$

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

0,2...0,3; v – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 21%, у 2013 році – 19%, а з 2014 року – 16%.

Збільшення чистого прибутку підприємства $\Delta\Pi$ протягом першого року складе:

$$\Delta\Pi_1 = 156088 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = 904530 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = 946716 \text{ грн.}$$

4.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

4.8.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (4.14)$$

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

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків $ПП$ розраховується за формулою [61]:

$$ПП = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t} \quad (4.15)$$

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

$$\begin{aligned} \text{ПП} &= 1095906 \text{ грн.}, \\ \text{Еабс} &= 1095906 - 39997 = 1055909 \text{ грн.} \end{aligned}$$

Оскільки $\text{Еабс} > 0$, то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем.

4.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

Для цього користуються формулою:

$$E_B = \sqrt[\tau]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1 \quad (4.16)$$

де $E_{\text{абс}}$ – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.; PV – теперішня вартість інвестицій $PV = ZB$, грн.; T_j – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = 2,04$$

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

$$\tau = d + f, \quad (4.17)$$

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

$$E_B = 2,04 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

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

4.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

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

$$\text{Ток} = \frac{1}{E_{\text{в}}} = \frac{1}{2,04} = 0,49 \text{ року.} \quad (4.18)$$

Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем є доцільним.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Мета впровадження системи управління охороною праці – це всестороння підтримка виконання вимог, які цілком усунуть, нейтралізують або зменшують до допустимих норм вплив на працівників шкідливих і небезпечних виробничих факторів, забезпечують безпечні санітарно-гігієнічні та ергономічні вимоги.

У даному розділі наводиться розгляд шкідливих, небезпечних і уражаючих для людини і навколишнього середовища факторів, що утворюються під час проведення розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем. Тут висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки, безпека в надзвичайних ситуаціях.

В процесі розробки вказаного пристрою на працюючих діють ті чи інші небезпечні і шкідливі виробничі фактори (НШВФ) фізичної та психофізіологічної груп згідно [62].

Фізичні небезпечні і шкідливі виробничі фактори: підвищена або понижена температура повітря робочої зони, підвищений рівень шуму на робочому місці, підвищений рівень статичної електрики, недостатність або відсутність природного освітлення, недостатня освітленість робочої зони, підвищена яскравість світла, пряма або відбита блискучість.

Психофізіологічні НШВФ: нервово-психічні перевантаження: розумове перенапруження, монотонність праці, перенапруження аналізаторів.

5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Визначаємо для приміщення, де проводяться роботи з розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

Згідно із [63] допустимі показники температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для теплого та холодного періодів року приведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Допустимі параметри мікроклімату [63]

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	0,2
Теплий	Іб	21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

Перепад температури повітря вздовж висоти робочої зони для всіх категорій робіт дозволяється до 3°С. Для опромінення менше 25% поверхні тіла людини, нормована інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м².

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК), які використовуються при проектуванні виробничих приміщень (будівель), обладнання, технологічних процесів, вентиляцій, з метою контролю за якістю виробничого середовища. ГДК шкідливих речовин, що утворюються в даному виробничому приміщенні наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин в повітрі робочої зони

Назва речовини	Параметр, що нормується	Значення	Клас небезпеки
Пил нетоксичний	ГДК, мг/м ³	0,15	4
Іони n ⁺ , n ⁻	число іонів в 1 см ³ повітря	50000	–

Для встановлення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату та чистоти повітря робочої зони передбачено: у приміщенні має бути встановлена система опалення для холодного і кондиціонування для теплої періодів року; здійснювати вологе прибирання кожного дня; припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

5.1.2 Виробниче освітлення

Для створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги пред'являються щодо якісних та кількісних показників освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводяться роботи з розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, згідно [64] знаходимо, що вони відповідають III розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – середній та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *в*.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості при штучному освітленні приведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення та мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розр.н., мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО, %	
						комбіноване		загальне	Природне освітлення (бокове)	Суміщене освітлення (бокове)
						всього	у т. ч. від загального			
Високої точності	0,3-0,5	III	в	середній	середній	750	200	300	2	1,2

Оскільки приміщення знаходиться в місті Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а вікна орієнтовані за азимутом 135°, то для таких обставин КЕО розраховується за формулою [64, 65]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (5.1)$$

де e_n – табличне значення КЕО, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N,6} = 2 \cdot 0,85 = 1,7 (\%);$$

$$e_{N,c} = 1,2 \cdot 0,85 = 1,02 (\%).$$

Для встановлення нормативних значень показників освітлення передбачено:

1) за недостатнього природного освітлення у світлий час доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання штучного освітлення у темний час доби.

5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого обладнання застосовується устаткування, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Встановлено, що приміщення, в якому проводиться робота з розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється електродвигунами системи вентиляції.

З метою попередження травмування працівників під дією шуму та вібрації вони підлягає нормуванню. Основним нормативом стосовно виробничого шуму, діючим на території нашої країни, є [66], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у промислових приміщеннях не повинні перевищувати значень, які приведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Нормовані рівні шуму і еквівалентні рівні звуку

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

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 5.5 для 3-ї категорії (технологічна) типу "в".

Таблиця 5.5 – Нормовані рівні вібрації [67]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц						Коректовані рівні віброприскорення, дБА
2	4	8	16	31,5	63	
36	33	33	39	45	51	33

З метою встановлення нормованих показників віброакустичних коливань в приміщенні запропоновано такі заходи: періодичне змащування підшипників вентиляторів вентиляційної системи; здійснення перевірки рівнів шуму та вібрації.

Звукопоглинальні засоби застосовуються для зниження шуму на робочих місцях, які знаходяться в приміщеннях з джерелами шуму або в приміщеннях без джерел шуму, куди він проникає із сусідніх шумних приміщень.

Для визначення звукопоглинання необхідно визначити частоту звукових коливань, які генеруються від електродвигуна вентилятора. Ця частота визначається за формулою:

$$f = \frac{n}{60} \text{ [Гц]}, \quad (5.2)$$

де $n = 1500$ об/хв – частота обертання валу електродвигуна.

Розміри приміщення (м): $10 \cdot 6 \cdot 3,4$.

Знаючи габарити приміщення визначимо об'єм приміщення за формулою

$$V = abh \text{ [м}^3\text{]}, \quad (5.3)$$

де a, b, h – довжина, ширина, висота приміщення відповідно, м.

Підставляючи відомі значення у формули (5.2, 5.3) отримаємо

$$f = \frac{1500}{60} = 25 \text{ (Гц)};$$

$$V = 10 \cdot 6 \cdot 3,4 = 204 \text{ (м}^3\text{)}.$$

За значенням об'єму приміщення та частотою визначаємо постійну приміщення $B = 8$. Приймаємо площу звукопоглинального личкування $S_{лич} = 50 \text{ м}^2$.

Знайдемо загальну площу огорожувальних поверхонь приміщення

$$S_{огор} = 2h(a + b) \text{ [м}^2\text{]}. \quad (5.4)$$

Визначимо середній коефіцієнт звукопоглинання приміщення

$$\alpha = \frac{B}{B + S_{огор}} \quad (5.5)$$

Знайдемо значення звукопоглинання неличкованих огорожувальних поверхонь

$$A_1 = \langle (S_{огор} - S_{лич}) \rangle [M^2]. \quad (5.6)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.4, ..., 5.6) отримаємо

$$\begin{aligned} S_{огор} &= 2 \cdot 3,4(10 + 6) = 108,8 \text{ (м}^2\text{)}; \\ \alpha &= \frac{8}{8 + 108,8} = 0,07; \\ A_1 &= 0,07(108,8 - 50) = 4,12 \text{ (м}^2\text{)}. \end{aligned}$$

Вибираємо марку личкувальної плити – "Вініпор" (напівжорсткий) з ревербаційним коефіцієнтом звукопоглинання личкування при частоті $f = 25$ Гц $\langle_{лич} = 0,06$. В якості штучного поглинача приймаємо куб із стороною 400 мм з еквівалентною площею звукопоглинання при частоті $f = 25$ Гц $A_{шт} = 0,14$ м². Приймаємо кількість штучних звукопоглиначів $n_{шт} = 75$ шт.

Визначимо значення додаткового звукопоглинання, що забезпечується личкуванням та штучними звукопоглиначами

$$\otimes A = \langle_{лич} S_{лич} + A_{шт} n_{шт} \rangle [M^2]. \quad (5.7)$$

Знайдемо середній коефіцієнт звукопоглинання приміщення після встановлення звукопоглинальних конструкцій

$$\alpha_1 = \frac{A_1 + \Delta A}{S_{огор}} \quad (5.8)$$

Визначимо постійну приміщення після проведення акустичної обробки

$$B_1 = \frac{A_1 + \Delta A}{1 - \alpha_1} [M^2]. \quad (5.9)$$

Таким чином, знаходимо максимальне зниження рівня звукового тиску

$$\Delta L = 10 \lg \frac{B_1}{B} \text{ [дБ]}. \quad (5.10)$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.7, ..., 5.10) отримаємо

$$\Delta A = 0,06 \cdot 50 + 0,14 \cdot 75 = 13,5 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$\alpha_l = \frac{4,12 + 13,5}{108,8} = 0,162;$$

$$B_l = \frac{4,12 + 13,5}{1 - 0,162} = 21,02625 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$\Delta L = 10 \lg \frac{21,02625}{8} = 3,81822 \text{ (дБ)}.$$

5.1.4 Виробничі випромінювання

Проведений аналіз умов праці показав, що приміщення, в якому проводиться робота з розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірвальних систем може містити електромагнітні випромінювання. Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Гранично допустимі рівні електромагнітних полів (безперервне випромінювання, амплітудна або кутова модуляція)

Номер діапазону	Метричний розподіл діапазонів	Частоти	Довжина хвиль, λ	ГДР, В/м
5	Кілометрові хвилі (низькі частоти, НЧ)	30-300 кГц	10-1 км	25
6	Гептаметрові хвилі (середні частоти, СЧ)	0,3-3 МГц	1-0,1 км	15
7	Декаметрові хвилі (високі частоти, ВЧ)	3-30 МГц	100-10 м	3·1 $\frac{\lambda}{\text{м}}$
8	Метрові хвилі (дуже високі частоти, ДВЧ)	30-300 МГц	10-1 м	3

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

5.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем

5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Конструкція робочого місця, взаємне розташування його елементів та його розміри повинні відповідати антропометричним, фізіологічним та психофізіологічним характеристикам людини, а також характеру роботи [68].

Площа одного робочого місця має складати не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм приміщення – не менше ніж 20 м^3 , висота – не менше $3,2 \text{ м}$ [69].

Кольорове оздоблення інтер'єру приміщення повинно відповідати вказівкам з проектування кольорової обробки інтер'єрів приміщень будівель промислових підприємств. Поверхня підлоги має бути гладкою, без вибоїн, не слизькою, зручною для вологого прибирання, мати антистатичні властивості. Забороняється застосовувати для оснащення інтер'єру полімери, що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини.

5.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, в якому проводиться робота з розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, особливу увагу слід надати запобіганню небезпеки ураження електричним струмом. Згідно [70] дане приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності значної (понад 75 %) вологості. Тому безпека використання електрообладнання має забезпечуватись рядом заходів, що включають використання ізоляції струмоведучих елементів, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [71].

5.2.3 Пожежна безпека

Згідно [72] приміщення, в якому проводиться робота з розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Це приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [72]

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
2	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M0	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M0	REI 15 M0	R 30 M0

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 – M δ 25 см – для горизонтальних конструкцій; M δ 40 см – для вертикальних і похилих конструкцій; M2 – M > 25 см – для горизонтальних конструкцій; M > 40 см – для вертикальних і похилих конструкцій, нн – не нормується.

В таблиці 5.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [74]

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 евакуйоводу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня 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	2	40	25	15	45	9	9	12	6	н.о.	–	–

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

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з розробки, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [73].

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Дослідження стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Розроблений акустoeлектронний перетворювач може отримати впливи від надзвичайних ситуацій (НС) техногенного, природного, військового походження, яких в країні виникає тисячі. Вони наносять непоправну шкоду на об'єкти електричного господарства. Серед НС можна виділити найбільш небезпечні: наявність у довкіллі шкідливих речовин понад ГДК, аварії зі загрозою викиду хімічно небезпечних речовин (ХНР) і біологічних небезпечних засобів, радіоактивне забруднення, вплив електромагнітного імпульсу (ЕМІ) та іонізуючого випромінювання (ІВ) [70].

Головну небезпеку для акустoeлектронного перетворювача для радіовимірювальних систем становить ударна хвиля, світлове (теплове) випромінювання, вторинні вражаючі фактори і радіоактивне зараження місцевості. Проте іноді доводиться враховувати і вплив проникаючої радіації та електромагнітного імпульсу.

В акустoeлектронному перетворювачі використовуються елементи, до складу яких входять: метали, напівпровідники, діоди, резистори та ін. Серед цих матеріалів найбільш чутливі до радіації метали, бо їм властива велика концентрація вільних носіїв. Таким чином блоки акустoeлектронного перетворювача можуть раптово втратити працездатність при певних рівнях радіації.

Іонізуюче випромінювання - це випромінювання, взаємодія якого з середовищем призводить до утворення електричних зарядів (іонів) різних знаків. Джерелом іонізуючого випромінювання є природні та штучні радіоактивні речовини та елементи (уран, радій, цезій, стронцій та ін.).

Електромагнітний імпульс наводить високу електричну напругу в електромережах, електричному і електронному обладнанні. Зростання напруженості спричиняє раптове зростання електричної напруги і виділення великої кількості тепла, внаслідок чого зазнають пошкоджень електронні елементи, електричні кола і навіть лінії електропередачі. Високі напруги також можуть призвести до пробою електричної ізоляції. Особливістю ЕМІ як вражаючого чинника є його здатність поширюватися на десятки і сотні кілометрів в навколишньому середовищі і по різних комунікаціях. Тому ЕМІ може вплинути там, де ударна хвиля, світлове випромінювання і проникаюча радіація втрачають своє значення як вражаючі фактори.

Отже існує актуальна проблема розрахунку і підвищення стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача. Для цього на об'єкті завчасно на основі розрахунків планують і проводять відповідні організаційні й інженерно-

технічні заходи. Досягнення науки і техніки дозволяють реалізувати такі рішення, при яких акустoeлектронний перетворювач буде стійким.

5.3.1 Дослідження стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії іонізуючого випромінювання

Стійкість РЕА в умовах дії іонізуючого випромінювання визначається за допомогою граничного значення рівня радіації. Для дослідження стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача потрібно визначити елементи, від яких залежить функціонування пристрою та визначити граничні значення експозиційних доз ($D_{гр}$, Р). Ці елементи та допустимі значення експозиційних доз для них занесемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Граничні значення експозиційних доз елементів акустoeлектронного перетворювача

№	Блоки	Елементи РЕА	$D_{i гр, Р}$	$D_{гр, Р}$
1	Блок керування	Мікроконтролер	10^5	10 ⁴
		Резистори	10^4	
2	Блок підсилення	Підсилювач	10^4	
		Резистори	10^5	
3	Блок індикації	Світлодіод	10^4	
4	Блок живлення	Стандартний 12В	10^4	
		Діодний міст	10^5	

Мінімальне значення $D_{гр}$, що визначає межу стійкості приладу, в цілому складає 10^4 Р.

Визначити можливу дозу опромінення можна за формулою [71]:

$$D_m = \frac{2 \cdot P_{1max} (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{осл}} (P) \quad (5.11)$$

де P_{1max} – максимальне значення рівня радіації, ($P_1 = 5,55$ Р/год);

t_k – час кінця опромінення ($t_k = 131400$ год (5 років));

t_n – час початку опромінення ($t_n = 1$ год);

$K_{осл}$ – коефіцієнт послаблення радіації ($K_{осл} = 2$).

Визначимо можливу дозу за формулою 7.6:

$$D_m = \frac{2 \cdot 5,55 \cdot (\sqrt{131400} - \sqrt{1})}{2} = 2006,28 (P)$$

Далі визначаємо допустимий час роботи РЕА за формулою:

$$t_{\text{доп.пр.}} = \left(\frac{D_{\text{зр}} \cdot K_{\text{ослпр}} + 2 \cdot P_{\text{1еквmax}} \sqrt{t_n}}{2 \cdot P_{\text{1еквmax}}} \right)^2 \quad (200\text{д}) \quad (5.12)$$

$$t_{\text{доп.пр.}} = \left(\frac{10^4 \cdot 2 + 2 \cdot 5,55 \sqrt{1}}{2 \cdot 5,55} \right)^2 = 3250094,34 (200\text{д})$$

Так як, $D_{\text{гр}} > D_m$, то акустоелектронний перетворювач є стійким в умовах дії іонізуючого випромінювання, а допустимий час роботи в заданих умовах складає 3250094,34 годин з рівнем радіації 5,55 Р/год.

5.3.2 Дослідження стійкості роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу

А критеріями стійкості роботи перетворювача або окремих її елементів в умовах дії електромагнітного імпульсу приймемо коефіцієнт безпеки:

$$K_{\text{б}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{доп}}}{U_{\text{В(Г)}}} \geq 40 [\text{дБ}], \quad (5.13)$$

де, $U_{\text{доп}}$ – допустиме коливання напруги живлення, В;

$U_{\text{В(Г)}}$ – напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних і горизонтальних струмопровідних частинах, В.

При оцінці впливу ЕМІ на струмопровідні елементи необхідно врахувати те, що ЕМІ мають горизонтальну та вертикальну складові напруженості електричного поля і тому повинні визначатися значеннями напруги на вертикальних та горизонтальних ділянках лінії. Для оцінки безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу, необхідно визначити значення вертикальної складової напруженості електромагнітного поля, при коефіцієнті безпеки рівному $K_{\text{б}}=40\text{дБ}$.

Вертикальна складова напруженості електричного поля, $E_{\text{В}} = 9,65 \text{ кВ/м}$.

Напруга живлення $U_{\text{жс}} = 12\text{В}$ та $U_{\text{жс}} = 3,3\text{В}$

Визначаємо горизонтальну складову напруженості електричного поля:

$$E_{\Gamma} = E_B \cdot 10^{-3} = 9,65 \cdot 10^{-3} (\text{кВ/ м}) = 9,65 (\text{В/ м})$$

Напруга наведення в горизонтальній і вертикальній струмопровідних частинах [74]:

$$U_{\epsilon} = E_{\epsilon} \cdot l_{\epsilon}, (B), U_{\zeta} = E_{\zeta} \cdot l_{\zeta}, (B) \quad (5.14)$$

На кожній ділянці визначаємо максимальну довжину струмопровідних частин (в горизонтальних і вертикальних площинах) l_{ϵ}, l_{ζ} , м.

$$\begin{aligned} l_{\epsilon 1} &= 2,1 \text{ м}; & l_{\epsilon 2} &= 2,2 \text{ м}; & l_{\epsilon 3} &= 2,0 \text{ м}; \\ l_{\zeta 1} &= 1,1 \text{ м}; & l_{\zeta 2} &= 1,2 \text{ м}; & l_{\zeta 3} &= 1,0 \text{ м}. \end{aligned}$$

Тоді напруга наведення дорівнює:

$$U_{\epsilon} = 9,65 \cdot 2 = 19,3 (B)$$

$$U_{\zeta} = 9650 \cdot 1 = 9650 (B)$$

Визначимо допустиму напругу живлення:

$$U_{\text{дон}} = 12 + \frac{U_{\text{жс}}}{100} \cdot N (B) \quad (5.15)$$

де $U_{\text{жс}}$ – напруга живлення, В;

N – допустиме відхилення напруги, 5%.

$$U_{\text{дон1}} = 12 + \frac{12}{100} \cdot 5 = 12,6 (B)$$

$$U_{\text{дон2}} = 3,3 + \frac{3,3}{100} \cdot 5 = 3,465 (B)$$

За формулою (5.15) визначимо коефіцієнт безпеки для вертикальних та горизонтальних струмопровідних частин:

$$K_{\delta_{e1}} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{19,3} = -3,7 \text{ (дБ)}$$

$$K_{\delta_{z1}} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{9650} = -57,7 \text{ (дБ)}$$

$$K_{\delta_{e2}} = 20 \cdot \lg \frac{3,465}{19,3} = -14,92 \text{ (дБ)}$$

$$K_{\delta_{z2}} = 20 \cdot \lg \frac{3,465}{9650} = -68,9 \text{ (дБ)}$$

Всі розрахунки заносимо до таблиці 5.10

№	Блоки	U _ж , В	U _в , В	U _г , В	K _{бв}	K _{бг}	Результат дії
1	Блок керування	3,3	9,65	9650	-14,92	-68,9	Не стійке
2	Блок підсилення	3,3	9,65	9650	-14,92	-68,9	Не стійке
3	Блок індикації	3,3	9,65	9650	-14,92	-68,9	Не стійке
	Блок живлення	12	9,65	9650	-3,7	-57,7	Не стійке

Так як K_{бг} та K_{бв} < 40дБ, то система буде не стійкою в роботі, а отже потрібно проводити екранування.

5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Проводиться захисне екранування.

Розрахунок екрану для сталі [75]:

$$t = \frac{A_{\text{екр}}}{k \cdot \sqrt{f}} \text{ (см)} \quad (5.16)$$

k=5,2 (для сталі);

f – частота, f=15000 Гц;

A_{екр} – затухання в екрані, дБ.

$$A_{\text{екр}} = K_{\delta} - K_{\delta, \text{роз}} \quad (5.17)$$

На основі формул (5.16) та (5.17) проведем розрахунки:

$$t_1 = \frac{40 + 68,9}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,17 \text{ (см)}$$

$$t_2 = \frac{40 + 57,7}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,15 \text{ (см)}$$

Таким чином, при екрануванні необхідно встановити сталевий екран товщиною не менше 0,17 для блоку керування, підсилення та індикації та екран товщиною не менше 0,15 для блоку живлення.

Отже, іонізуючі випромінювання та ЕМІ впливають на стійкість роботи акустоелектронного перетворювача. Також було розраховано, що акустоелектронний перетворювач є стійким в умовах дії іонізуючого випромінювання, оскільки $D_{гр} > D_m$.

Для безпечної роботи в умовах електромагнітного імпульсу був проведений розрахунок при коефіцієнті безпеки, за якого умови сприятливі і не впливають на роботу акустоелектронного перетворювача. Розрахунки показали, що в умовах дії електромагнітного імпульсу пристрій не є стійким. Тому, застосування екранування суттєво підвищить стійкість роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії ЕМІ. Розрахунок показав, що при екрануванні необхідно встановити сталевий екран товщиною 0,15 та 0,17 см для різних блоків.

Отже в результаті виконання даного розділу було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, розрахунок витрат води для гасіння пожежі, технічні рішення з безпеки при проведенні розробки, стійкість роботи акустоелектронного перетворювача у надзвичайних ситуаціях.

Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірвальних систем, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі в науковому плані досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента радіовимірювальних частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

Досліджено математичні моделі автогенератора, як основного елемента частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, які дозволяють визначати конструктивні параметри автогенераторних перетворювачів в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.

Розглянуто схемо–технічні принципи побудови та конструкції частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

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

Результати представлених досліджень дають можливість використання частотних перетворювачів фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для створення високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин, а моделі таких перетворювачів можуть бути використані для прогнозування метрологічних характеристик та електричних параметрів.

Представлено схемо–технічні рішення та конструкції автогенераторних частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для радіовимірювальних систем.

Розроблено індуктивні і ємнісні елементи які мають кращі параметри при реалізації гіраторних схем на основі операційних підсилювачів. Сумарна чутливість добротності стосовно змін схемних компонентів дорівнює 1,5, а індуктивності – 2.

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки Ток < 3...5-ти років, то фінансування даної наукової розробки акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем є доцільним.

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

В результаті виконання розділу охорони праці було опрацьовано такі питання як безпека в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукопоглинання приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки акустоелектронних перетворювачів для радіовимірвальних систем, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. 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.
2. 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
3. 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.
4. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
5. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
6. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. - М.: Мир, 1992.-424 с.
7. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М.: Мир, 1989. - 196 с.
8. Егизарян Г.А., Стафеев В.И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение. – М.: Радио и Связь, 1987. – 88 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 В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
12. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2000.-303с.
13. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. - Винница: Континент, 1998. -130 с.
14. 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.
15. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Вербицький В.Г., Мартинюк В.В. Исследование влияния ионного облучения на параметры чувствительных элементов частотных магнитных преобразователей // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. - 2001. - №2. - С. 102-109.
16. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Мікроелектронний частотний магнітний перетворювач на основі МДН-транзисторних структур з від'ємним опо-

ром // Матеріали VII науково-технічної конференції „Контроль і управління в складних системах” (КУСС-2003). – Вінниця. – 2003. – С. 57.

17. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Дослідження частотного перетворювача магнітної індукції на основі двох біполярних транзисторів // Вісник Вінницького політехнічного інституту. -2003. -№ 6. -С.111-112.

18. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Магнітний частотний сенсор // Вісник Хмельницького національного університету.-2005. -№ 4. -С. 128-131.

19. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Сенсор магнітного поля на основі двоколекторного магнітотранзистора // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2006. - №1.- С. 160-164.

20. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Дослідження мікроелектронного частотного перетворювача магнітного поля // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. - №.2 - С. 139-143.

21. Измерения в электронике. Справочник/Кол. авторов под ред. В. А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат, 1987.

22. Ноткин М. Р. Функциональные генераторы и их применение. М.: Энергия, 1981.

23. Шило В. Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. М.: Радио и связь, 1981.

24. Иццоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М.: Советское радио, 1971.

25. Справочник по микроэлектронной импульсной технике/В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, С. И. Мирошниченко и др. К.: Техника, 1983.

26. 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.

27. Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. М.: Энергия, 1970.

28. Н. Филинюк. Негатроника. Исторический обзор.
<http://www.nnt.ru/tp/in/nt.html>.

29. Дьяконов В. П. Коррекция формы импульсов в генераторах с разрядом накопительной линии через лавинный транзистор. Известия вузов СССР – Радиоэлектроника, т. XX, 1977, № 1.

30. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Колебательные процессы при формировании мощных наносекундных импульсов лавинными транзисторами и их моделирование на ЭЦВМ. Известия вузов СССР – Радиоэлектроника, т. XXI, 1978, № 10.

31. Дьяконов В. П. Генераторы мощных наносекундных импульсов для возбуждения полупроводниковых излучателей света//ПТЭ, 1976, № 5.
32. Дьяконов В. П. Формирователи наносекундных импульсов на лавинных и мощных сверхвысокочастотных транзисторах//ПТЭ, 1978, № 3.
33. Алексенко, А.Г., Коломбет, Е.А., Стародуб, Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. - 2-е изд.. - Москва: "Радио и связь", 1985. - 256 с.
34. Тимонтеев, В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. - Москва: "Радио и связь", 1982. - 114 с.
35. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М. Высш. шк., 1988.
36. Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы: Справ. Пособие. М.:Радио и связь, 1984.– 232 с., ил.
37. Альтшуллер Г. Б., Управление частотой кварцевых генераторов. – М.: Связь, 1975. – 304 с.
38. Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н.Н., Зьяволов В. Г. Экономичные миниатюрные кварцевые генераторы. – М.: Связь, 1976. – 106 с.
39. Кулина С. Л. Автогенераторы с кварцем на полупроводниковом триоде. Электросвязь, 1961. – 189с.
40. Новаченко И. В., Телец В. А. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение второе: Справочник.— М.: Радио и связь, 1991.— 272 с: ил.
41. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. –М.: Радио и связь, 1981. –160 с.
42. Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников. – Л.:Энергия, 1977. – 358 с.
43. Титов А.А. Проектирование полосовых двухтактных каскадов усилителей мощности передатчиков УКВ ЧМ и ТВ радиовещания // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2005. – №1. – с. 23–31
44. 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.
45. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. - Київ: НМК ВО, 2001. - 240 с.
46. Зи С.Фізика полупроводниковых приборов: В2-х книгах.Кн.1—М:Мир,1984.— 456с.
47. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства. – М.: Сов. Радио, 1973. – 504 с.
48. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1988. – 464с.

49. Ферри Д., Зйкерс Л., Гринич З. Электроника ультрабольших интегральных схем.: Пер. с англ. - М.: Мир, 1991. - 327 с.

50. 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. – P.37-45.

51. 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.

52. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Радіовиміррювальний мікроелектронний перетворювач тиску на основі двостокового МДН тензотранзистора// Матеріали XIII міжнародної науково-технічної конференції "Виміррювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах" ВОТТП-2014, 6-12 червня 2014 р. м. Одеса. 2014.–С.94-96.

53. Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Деформаційні ефекти у напівпровідникових структурах // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№2, 2014. –С.146-150.

54. 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.

55. 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.

56. Сакевич В.Ф. Основи розробки питань цивільної оборони в дипломних проектах ВДТУ, 2001. – 82 с.

57. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.

58. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.

59. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.

60. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.

61. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
62. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
63. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
64. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
65. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
66. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
67. ДСН 3.3.6.03999. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
68. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
69. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
70. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
71. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
72. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
73. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
74. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
75. СанПиН 5804-91. Санитарные нормы и правила устройства и эксплуатации лазеров.

Додаток А
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри РТ ВНТУ,

д.т.н., професор

_____ О.В. Осадчук

“ _____ ” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

Автогенераторні перетворювачі для радіовимірвальних систем

08-36.МКР.011.00.000 ТЗ

Керівник роботи:

_____ д. т. н., професор Осадчук О.В.

“ _____ ” _____ 2019 р.

Розробив студент гр. РТ-18м д/в

_____ Сідорук Р.О.

“ _____ ” _____ 2019 р.

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 254 « 02 » 10 2019 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “ 17 ” грудня 2019 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка схемотехнічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити наступні наукові задачі:

1.Проведення теоретичних та експериментальних досліджень з метою обґрунтування фізичних основ використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором, для побудови автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2.Розгляд методу побудови автогенераторних перетворювачів для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

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

4.Розробка перспективних шляхів реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот на основі гіраторних схем.

5.Розробка індуктивних та ємнісних елементів коливальних систем автогенераторів, які мають кращі параметри при реалізації гіраторних схем на основі операційних підсилювачів.

Об’єкт дослідження – автогенераторні перетворювачі фізичних величин для радіовимірювальних систем на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

Предмет дослідження – методи вимірювання фізичних величин; математичні моделі, параметри та конструкції первинних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

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

3. Джерела розробки

1. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Вінниця: Універсум-Вінниця, 2000. 303 с.
2. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Кравчук Н. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом: монографія. Вінниця: Універсум–Вінниця, 2003. 163 с.
3. Osadchuk V. S., Osadchuk A. V. Modeling of the Frequency Converter of Optical Radiation with Active Inductive Element / *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2001. № 1(30). P. 43–48.
4. Осадчук В.С, Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 2003. - 208 с.
5. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
6. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. - Винница: Континент, 1998. -130 с.
7. 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.
8. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
9. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
10. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
11. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
12. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки,
студент групи РТ-18м д/в Сідорук Роман Олександрович.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

- дослідити математичні моделі автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, які дозволять визначати конструктивні параметри перетворювачів для радіовимірювальних систем в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювачів.
- розглянути схемо-технічні принципи побудови та конструкції автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором з електрично пов'язаними чутливими елементами у складі безпровідних радіовимірювальних систем.
- розглянути перспективні шляхи реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот на основі гіраторних схем.
- розробити індуктивні та ємнісні елементи коливальних систем автогенераторів на основі гіраторних схем на операційних підсилювачах.

6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019	15.09.2019	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019	22.09.2019	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019	02.10.2019	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.09.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Охорона праці (ОП)	11.11.2019	15.11.2019	Частина БЖД	Розділ 4
9.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2019	22.11.2019	Економічна частина	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019	27.11.2019	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	28.11.2019	29.11.2019	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019	06.12.2019	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	09.12.2019	17.12.2019	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- розроблено схему автогенераторного перетворювача на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.
- проведено результати дослідження автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.
- проведено результати моделювання автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.
- розглянути перспективні шляхи реалізації функцій індуктивності і ємності у вигляді інтегральних схем в діапазоні інфранизьких і низьких частот на основі гіраторних схем.
- розроблено індуктивні та ємнісні елементи коливальних систем автогенераторів на основі гіраторних схем на операційних підсилювачах.
- очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваних автогенераторних перетворювачів.

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:

- електричну схему автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором;
- структурну схему автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором;
- математичну модель автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором;

- індуктивні та ємнісні елементи коливальних систем автогенераторів на основі гіраторних схем на операційних підсилювачах.
- дослідження питань охорони праці.

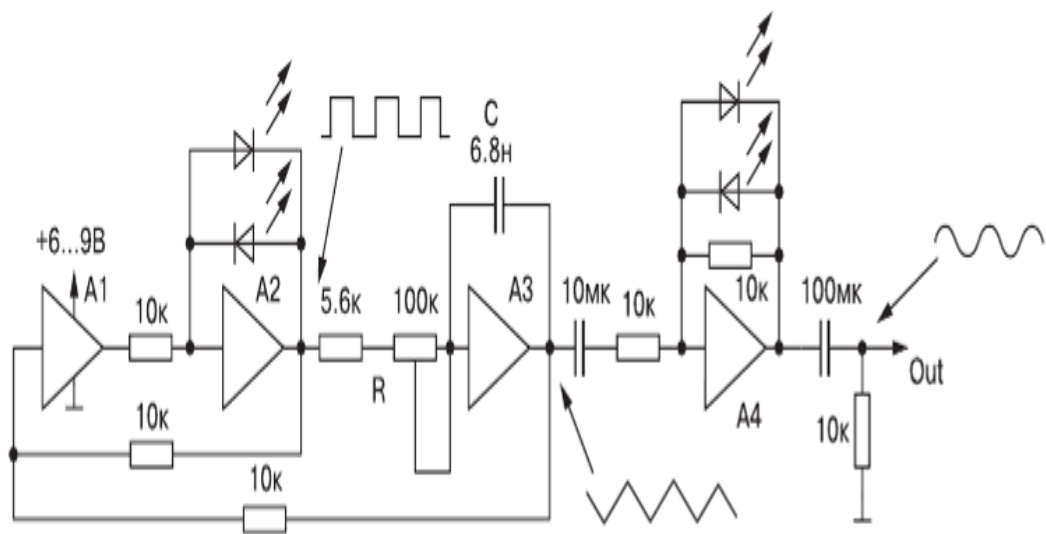
11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

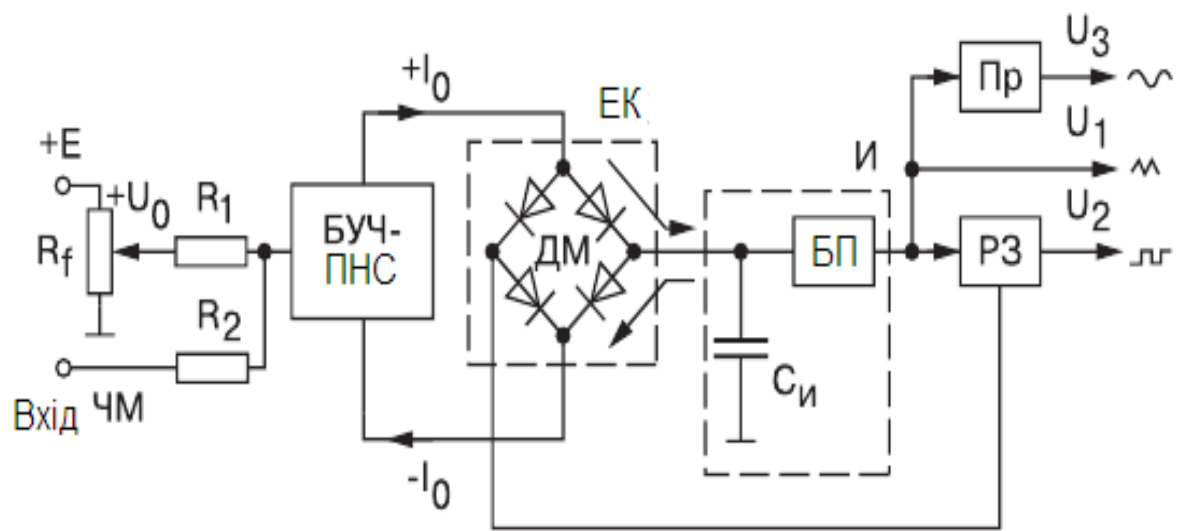
Функціональний генератор на операційних підсилювачах



Додаток В
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

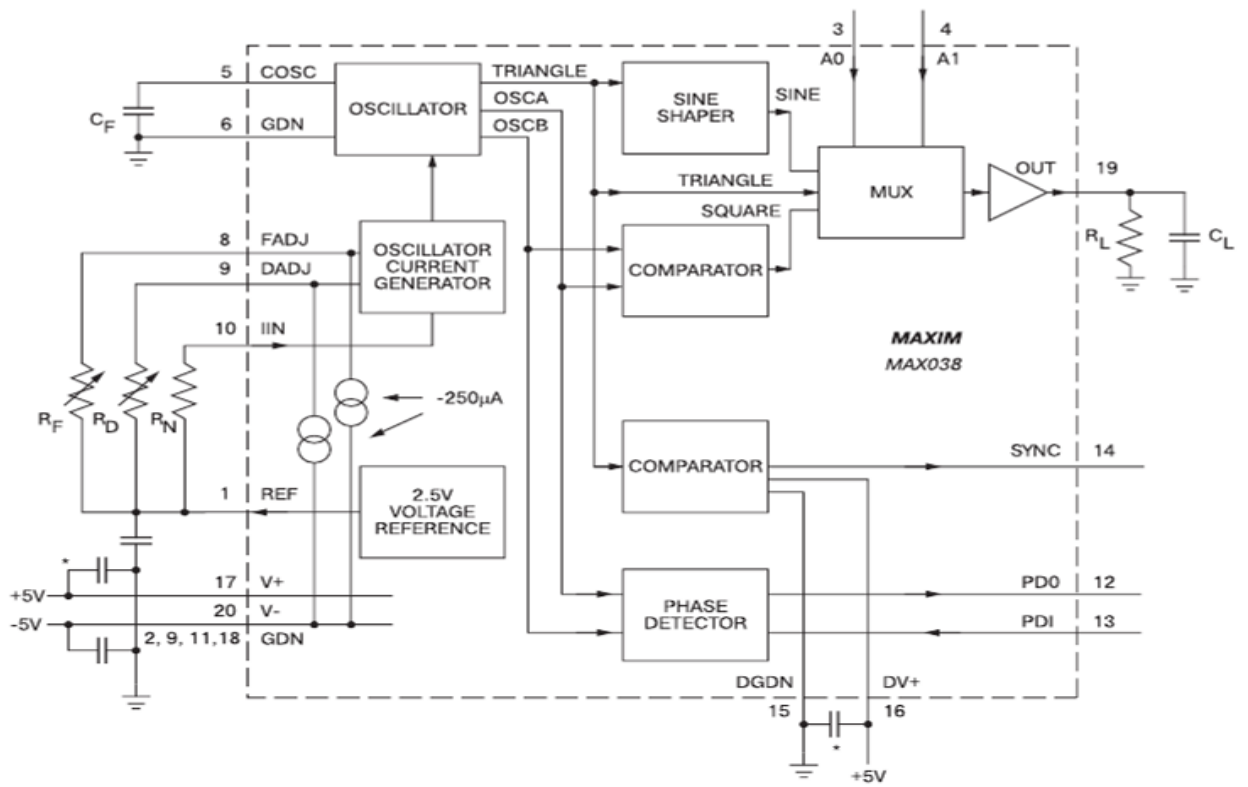
Функціональний генератор з перемиканням струму на виході



Додаток Д
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

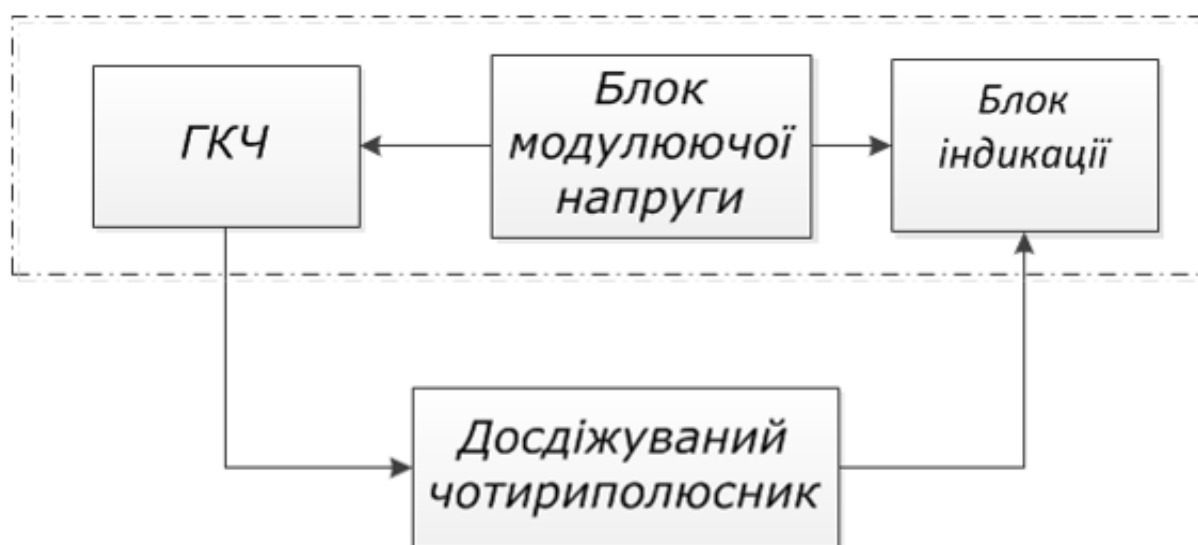
Функціональна схема МАХ038



Додаток Е
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

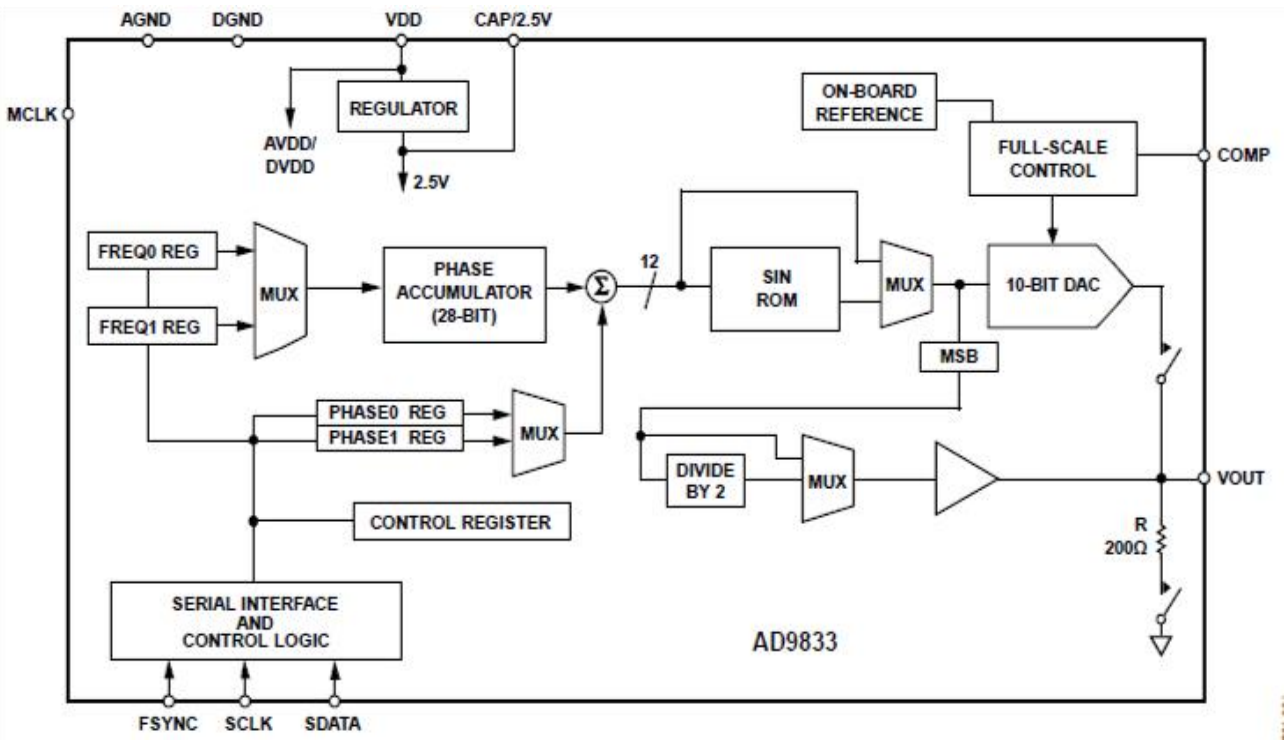
Структурна схема вимірювача АЧХ



Додаток Ж
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

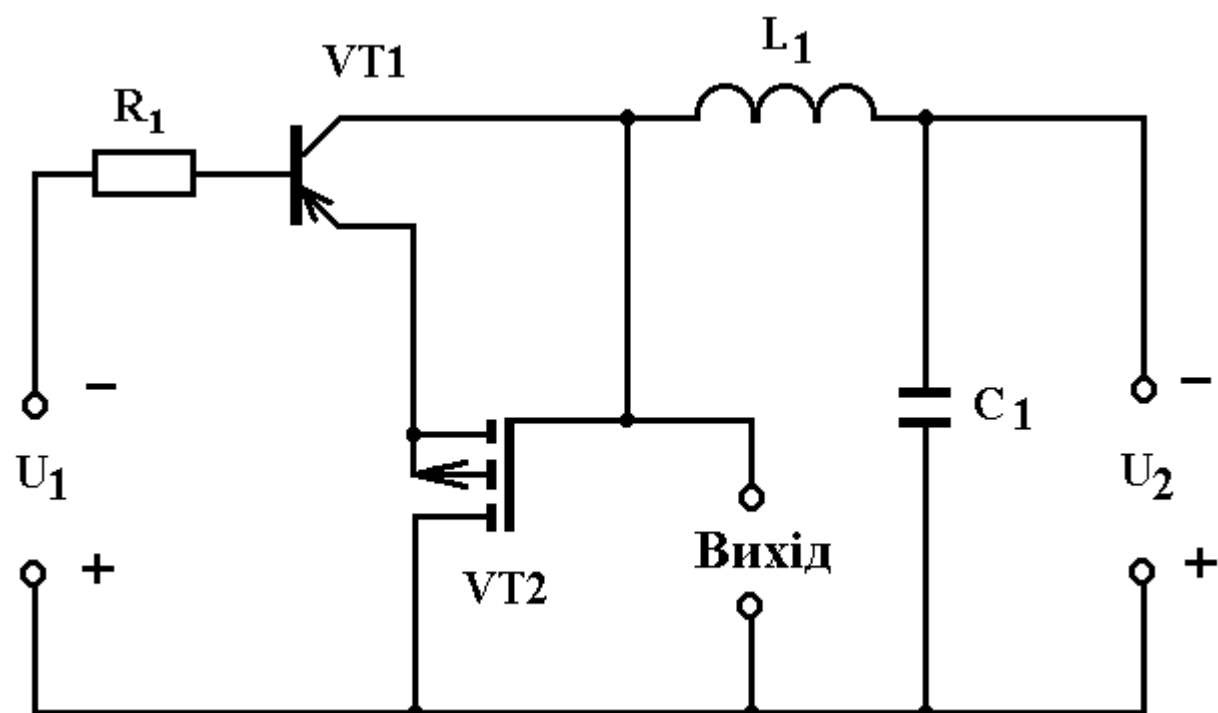
Структурно–функціональна схема генератора сигналів AD9833



Додаток К
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

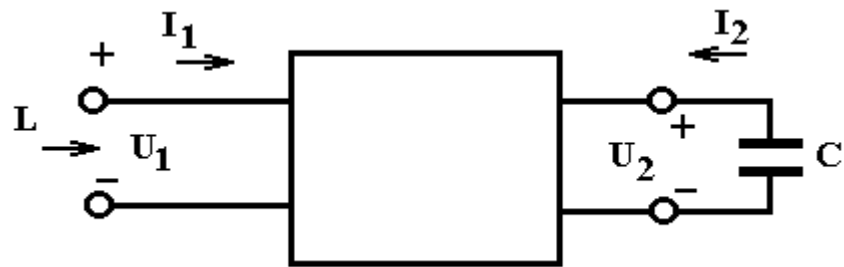
Схема електрична принципова генератора



Додаток Л
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

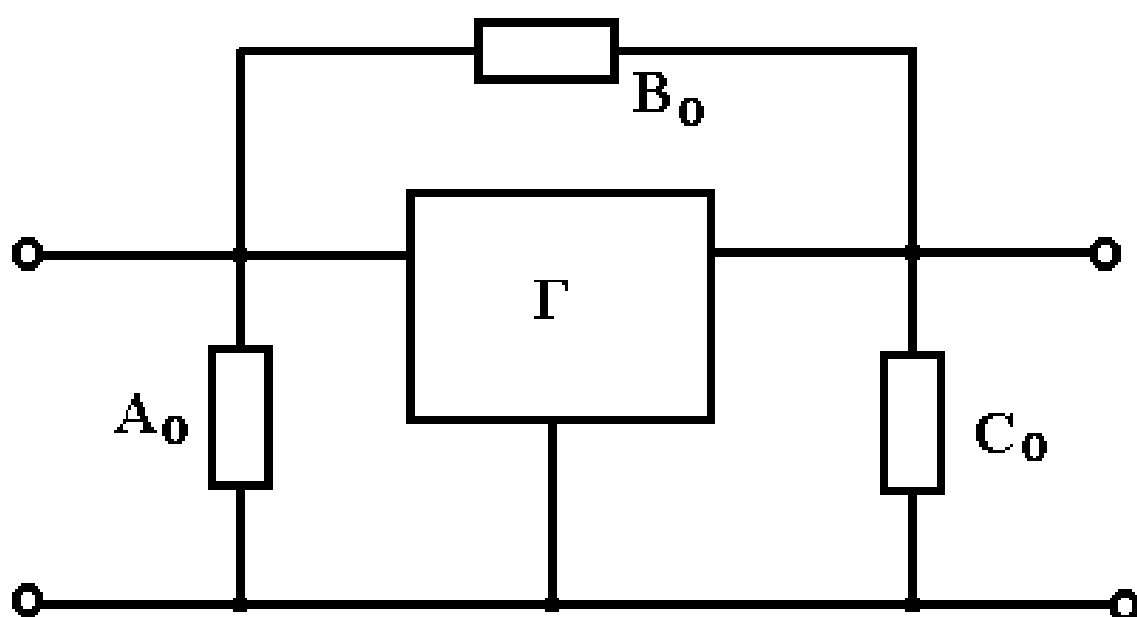
Загальна схема реалізації індуктивності



Додаток М
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

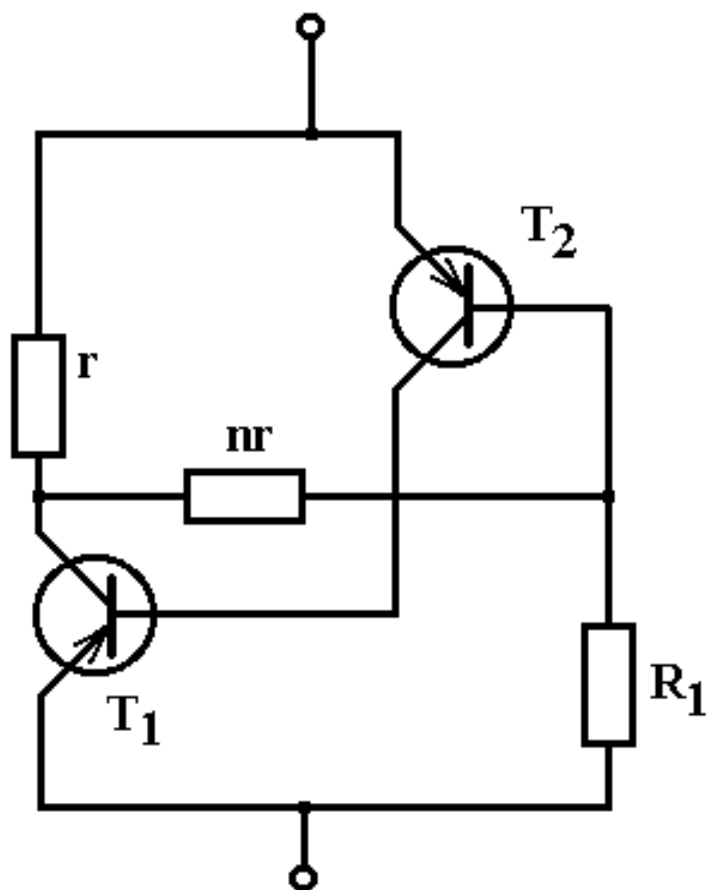
Гіратор з паралельним навантаженням



Додаток Н
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

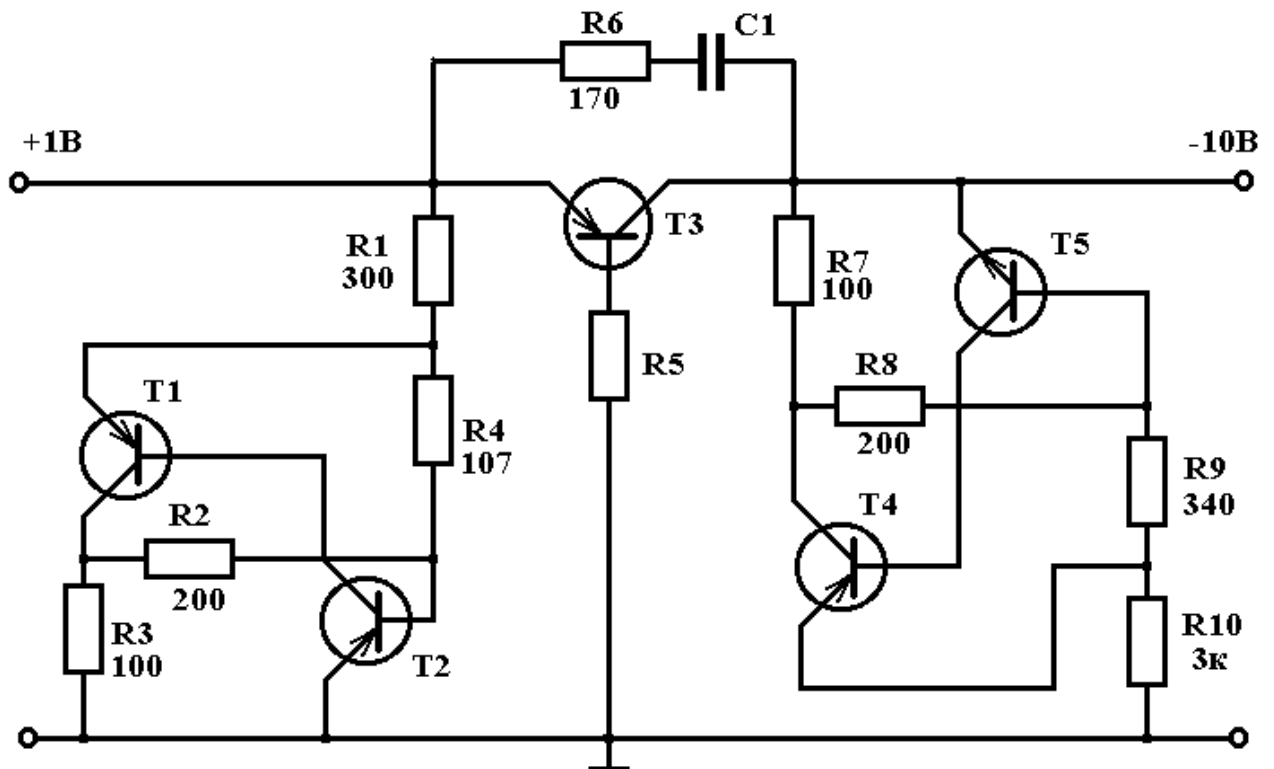
Транзисторна схема гіратора з від'ємним диференційним опором



Додаток П
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

Схема електрична принципова гіратора



Додаток Р
(обов'язковий)

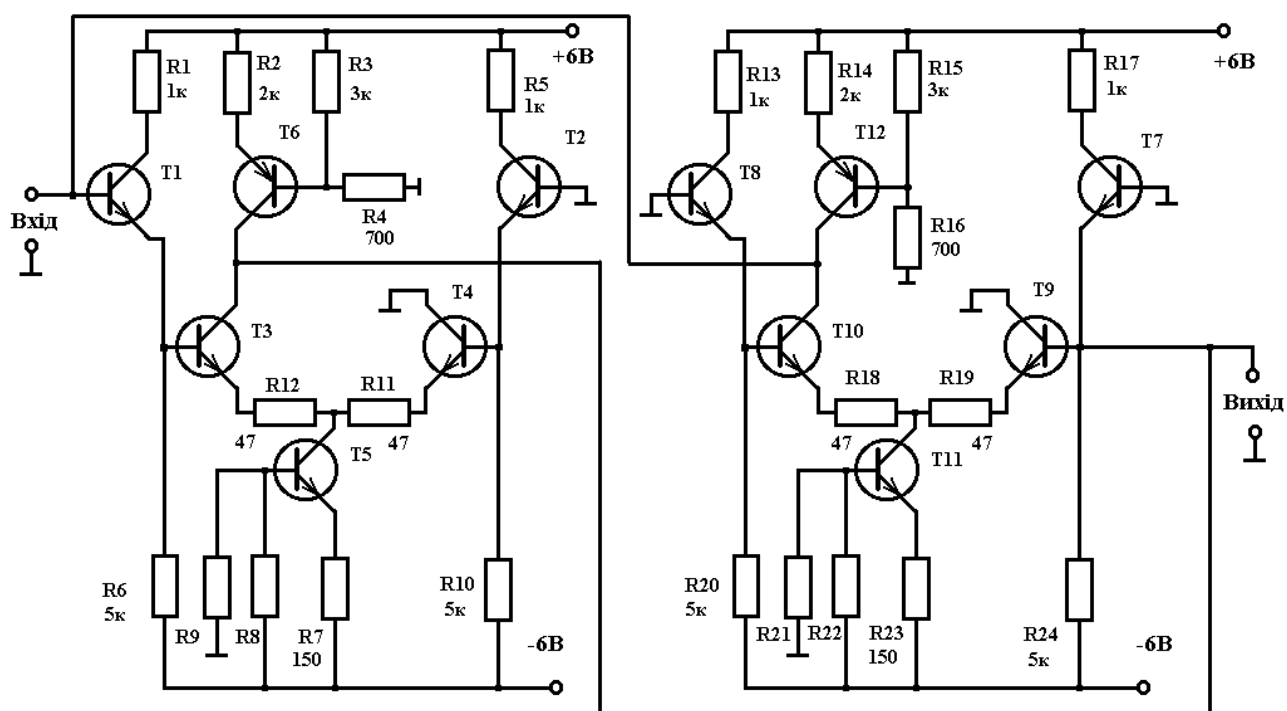
**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

Електрична принципова схема транзисторного гіратора

Додаток С
(обов'язковий)

**АВТОГЕНЕРАТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

Електрична принципова схема високочастотного гіратора



Додаток У
(довідниковий)

Лістинг програм для розрахунку параметрів автогенератора
в середовищі “MATLAB 9.3”

```

clear
clear all
echo off
%
% розрахунок параметрів автогенератора на основі
% біполярного та польового транзисторів
%
imax=5e-3;
imin=1.5e-6;
umin=7.2;
umax=3.7;
r1=0.1;
L=2.5e-6;
C=45e-12;
f=1/(2*pi*sqrt(L*C));
wo=1/(sqrt(L*C));
j=1;
for uo=umax:0.1:umin;
xi=1;
for k=0.5:0.5:2;
all=(imax-imin)/imax;
bet=(umin-umax)/umin;
gam=uo/umin;
% коефіцієнти поліному
s1=(all*(2-3*bet^2)-(bet^6)*(1-all))/((bet^2)*((1-bet^2)^2));
s2=(2*(bet^6)*(1-all)-all*(1-3*bet^4))/((bet^4)*((1-bet^2)^2));
s3=(all*((1-bet^2)^2)-bet^4)/((bet^4)*((1-bet^2)^2));
a1=-2*s1*(1-gam)-4*s2*((1-gam)^3)-6*s3*((1-gam)^5);
a2=s1+6*s2*((1-gam)^2)+15*s3*((1-gam)^4);
a3=-4*s2*(1-gam)-20*s3*((1-gam)^3);
a4=s2+15*s3*((1-gam)^2);
a5=-6*s3*(1-gam);
a6=s3;
A1(xi,j)=a1;
A2(xi,j)=a2;
A3(xi,j)=a3;
A4(xi,j)=a4;
A5(xi,j)=a5;

```

```

A6(xi,j)=a6;
I=A1(1,1)*(uo/umin)+A2(1,1)*((uo/umin)^2)+A3(1,1)*((uo/umin)^3)+A4(1,1)*((uo/
umin)^4)+
+A5(1,1)*((uo/umin)^5)+A6(1,1)*((uo/umin)^6);
I1(xi,j)=I*imax;
rgi=umin/(I1(xi,j));
RGI(xi,j)=rgi;
RN=rgi/k;
pro=sqrt(L/C);
R=r1+(pro^2)/RN;
% опір контура
Rek=RN/(1+(r1*RN/(pro^2)));
RK(xi,j)=Rek;
% добротність
Q=-(wo*L*a1*10)/rgi;
QQ(xi,j)=Q;
% амплітуда і вихідна напруга
cc=sqrt(9*(a3^2)-40*a5*(a1+rgi/RN+(r1*rgi)/(pro^2))*Q/7);
Aoo=sqrt((-3*a3+cc)/(5*a5));
AO1(xi,j)=real(Aoo);
Ao=(Aoo);
V(xi,j)=AO1(xi,j)*umin;
% коефіцієнт нелінійних спотворень
Ku2=((pro*(Ao^2))/(48*rgi))*(15*a6*(Ao^4)+16*a4*(Ao^2)+16*a2)/10;
Ku3=(3*pro*(Ao^3)/(128*rgi))*(5*a5*(Ao^2)+4*a3)/10;
Ku4=(pro*(Ao^4)/(60*rgi))*(3*a6*(Ao^2)+2*a4)/10;
Ku5=(5*pro*(Ao^5)*a5)/(284*rgi)/10;
Ku6=(3*pro*(Ao^6)*a6)/(560*rgi)/10;
Ku=sqrt((Ku2^2)+(Ku3^2)+(Ku4^2));
Kuu(xi,j)=abs(real(Ku));
Kur2(xi,j)=abs(real(Ku2*rgi/pro));
Kur3(xi,j)=abs(real(Ku3*rgi/pro));
Kur4(xi,j)=abs(real(Ku4*rgi/pro));
% нелінійне відхилення частоти
we1=(Ao*pro^2)/(rgi^2);
we2=Q*a1*a2*(1/3);
we3=(Ao/192)*(27*Q*a1*a3-32*a2^2);
we4=((Ao^2)/20)*(8*Q*a1*a4+5*a2*a3);
we5=((Ao^3)/24)*(5*Q*a1*a5-8*a2*a4);
dw=we1*(we2+we3+we4+we5);
DW(xi,j)=real(dw);
%
xi=xi+1;
end

```

```

j=j+1;
end
jj=1;
Ao=2.8654e-1;
a1=-3.0664;
a2=-2.8337;
a3=2.200e1;
a4=-2.8828;
a5=-2.9685e1;
a6=1.6192e1;
for t=0:1e-9:0.5e-6
tt=2*pi*f*t;
YY1=((Ao^2)/48)*(15*a6*(Ao^4)+16*a4*(Ao^2)+16*a2)*sin(2*tt);
YY2=((3*(Ao^3))/128)*(5*a5*(Ao^5)+4*a3)*sin(3*tt);
YY3=((Ao^4)/60)*(3*a6*(Ao^2)+2*a4)*sin(4*tt);
YY4=((5*a5*(Ao^5))/284)*sin(5*tt);
YY5=((3*a6*(Ao^6))/560)*sin(6*tt);
Y2=-YY1-YY2-YY3-YY4-YY5;
YB2(jj)=Y2;
ytt=Ao*cos(tt+30)+(1/3.5)*Y2;
YT(jj)=ytt;
jj=jj+1;
end

```

```

clear all
clear functions
clear global
echo off
% розрахунок параметрів автогенератора на основі
% трьох біполярних транзисторів
%
imax=18e-3;
imin=1.5e-6;
umin=12;
umax=0.8;
rl=0.1; L=250e-6; C=30e-12; k=0.5;
j=1;
for uo=umax:0.2:umin;
xi=1;
for k=0.5:0.5:2;
all=(imax-imin)/imax;
bet=(umin-umax)/umin;
gam=uo/umin;

```

```

wo=1/(sqrt(L*C));
rgi=umin/imax;
RN=rgi/k;
pro=sqrt(L/C);
R=r1+(pro^2)/RN;
sigm=R/(wo*L);
% опір контура
Rek=RN/(1+(r1*RN/(pro^2)));
REK(xi,j)=Rek;
% коефіцієнти поліному
s1=(all*(2-3*bet^2)-(bet^6)*(1-all))/((bet^2)*(1-bet^2)^2);
s2=(2*(bet^6)*(1-all)-all*(1-3*bet^4))/((bet^4)*(1-bet^2)^2);
s3=(all*((1-bet^2)^2)-bet^4)/((bet^4)*(1-bet^2)^2);
a1=-2*s1*(1-gam)-4*s2*((1-gam)^3)-6*s3*((1-gam)^5);
a2=s1+6*s2*((1-gam)^2)+15*s3*(1-gam)^4;
a3=-4*s2*(1-gam)-20*s3*(1-gam)^3;
a4=s2+15*s3*(1-gam)^2;
a5=-6*s3*(1-gam);
a6=s3;
A1(xi,j)=a1*10;  A2(xi,j)=a2;  A3(xi,j)=a3;
A4(xi,j)=a4;    A5(xi,j)=a5;  A6(xi,j)=a6;
% добротність
Q=-(wo*L*a1)/rgi;
QQ(xi,j)=Q;
% амплітуда і вихідна напруга
cc=sqrt(9*(a3^2)-40*a5*(a1+rgi/RN+(r1*rgi)/(pro^2)));
Ao=sqrt((-3*a3+cc)/(5*a5));
AO1(xi,j)=real(Ao);
V(xi,j)=AO1(xi,j)*umin;
% коефіцієнт нелінійних спотворень
Ku2=((pro*Ao)/(48*rgi))*(15*a6*(Ao^4)+16*a4*(Ao^2)+16*a2);
Ku3=(3*pro*(Ao^2)/(128*rgi))*(5*a5*(Ao^2)+4*a3);
Ku4=(pro*(Ao^3)/(60*rgi))*(3*a6*(Ao^2)+2*a4);
Ku5=(5*pro*(Ao^4)*a5)/(384*rgi);
Ku6=(3*pro*(Ao^5)*a6)/(560*rgi);
Ku=sqrt((Ku2^2)+(Ku3^2)+(Ku4^2));
Kuu(xi,j)=abs(real(Ku));
Kur2(xi,j)=abs(real(Ku2*rgi/pro));
Kur3(xi,j)=abs(real(Ku3*rgi/pro));
Kur4(xi,j)=abs(real(Ku4*rgi/pro));
% нелінійне відхилення частоти
we1=(Ao*pro^2)/(rgi^2);
we2=Q*a1*a2*(1/3);
we3=(Ao/192)*(27*Q*a1*a3-32*a2^2);

```



```
we4=((Ao^2)/20)*(8*Q*a1*a4+5*a2*a3);
we5=((Ao^3)/24)*(5*Q*a1*a5-8*a2*a4);
dw=we1*(we2+we3+we4+we5);
DW(xi,j)=real(dw);
% амплітуда стаціонарних станів
b3=a3/a1;
b5=a5/a1;
tt1=sqrt(9*b3-40*Q*b5);
AO2I=sqrt((-3*b3-tt1)/(5*b5));
A2I(xi,j)=real(AO2I);
xi=xi+1;
end
j=j+1;
end
```