

Вінницький національний технічний університет  
(повне найменування вищого навчального закладу)

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

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

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

на тему: **«РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ»**

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

Шеванюк М. С.

(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**

Шеванюку Максиму Сергійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Розробка та дослідження автогенераторних перетворювачів»  
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 +50<sup>0</sup>С.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану автогенераторних пристроїв для побудови радіовимірювальних перетворювачів; аналіз роботи генератора – основного елемента радіовимірювальних частотних перетворювачів; комп'ютерне моделювання та електричні розрахунки складових автогенераторних пристроїв; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): електрична структурна схема перетворювача частоти; еквівалентні схеми транзисторного автогенератора; схема вихідного каскаду; принципова схема ГКН; електрична схема буферного каскаду; модель ГКН у програмі Electronics Workbench 6; форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зм}=2В$  та форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зм}=7В$ .

## 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	При-мітка
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 )

Шеванюк М. С.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_ ( підпис )

Осадчук О. В.

## РЕФЕРАТ

УДК 621.397

Шеванюк М.С. Розробка та дослідження автогенераторних перетворювачів. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 142 с. На українській мові. Бібліогр.: 67 назв; Табл. 17. Рис. 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. Представлено схемо-технічні рішення та конструкції частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для безпровідних радіовимірювальних систем.

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 акустoeлектронних перетворювачів 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 акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, безпека у надзвичайних ситуаціях.

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

## ABSTRACT

Shevanyuk M.S. Development and research of autogenerator converters. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 142 p. In Ukrainian language. Bibliogr. : 67 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. Schematic solutions and designs of frequency converters of physical quantities based on the use of reactive properties of transistor structures with negative differential resistance for wireless radiometric systems are presented.

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, financing of this scientific development of acoustoelectronic converters is advisable.

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

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ ПОБУДОВИ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ</b> .....	12
1.1 Класифікація радіовимірювальних пристроїв та аналіз вимог до їх функціональних вузлів .....	12
1.2 Автогенератори.....	17
1.3 Загальні відомості про автогенератори .....	17
1.4 Транзисторні і діодні автогенератори.....	18
1.5 Стаціонарний режим роботи автогенератора.....	19
1.6 Збудження коливань.....	20
1.6.1 М'який і жорсткий режими збудження коливань.....	20
1.7 Стабільність частоти коливань.....	24
1.8 Основні причини нестабільності частоти.....	25
1.9 Шуми в автогенераторах.....	27
1.10 Транзисторні автогенератори.....	30
1.10.1 Умови існування стаціонарного режиму коливань.....	32
1.10.2 Умови самозбудження.....	33
1.11 Особливості побудови КГ.....	33
1.12 Типи КГ з фіксованими частотами.....	37
1.13 Типи КГ з керованими частотами і частотно–модульовані КГ.....	38
1.13.1 Основні співвідношення.....	38
1.13.2 Генератори, керовані напругою.....	40
1.14 Генератори з безпосередньою частотною модуляцією.....	44
1.15 Дослідження способу модуляції.....	45
<b>2 АНАЛІЗ РОБОТИ ГЕНЕРАТОРА – ОСНОВНОГО ЕЛЕМЕНТА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ</b> .....	47
2.1 Апроксимація вольт–амперної характеристики напівпровідникових структур з від'ємним диференціальним опором.....	47
2.2 Квазілінійна модель генератора.....	52
2.3 Визначення амплітуди коливань і чутливості генератора .....	57
2.4 Нелінійна модель автогенератора .....	58
2.5 Визначення режимів збудження і амплітуди коливань .....	63
2.6 Нелінійні спотворення і нелінійне відхилення частоти автогенератора .....	67
2.7 Експериментальні дослідження параметрів автогенератора .....	72
<b>3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ СКЛАДОВИХ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ПРИСТРОЇВ</b> .....	76
3.1 Електричний розрахунок вихідного каскаду .....	76
3.2 Розрахунок генератора керованого напругою .....	80
3.3 Розрахунок буферного каскаду .....	85
3.4 Моделювання кінцевого каскаду на персональному комп'ютері .....	88
3.4.1 Вибір моделюючої системи.....	88

3.4.2 Вибір моделей компонентів.....	89
3.4.3 Аналіз моделі кінцевого каскаду .....	89
<b>4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ .....</b>	<b>92</b>
4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки акустоелектронних перетворювачів.....	92
4.2 Визначення рівня якості розробки акустоелектронних перетворювачів .....	93
4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки акустоелектронних перетворювачів .....	95
4.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно- конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи .....	96
4.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки акустоелектронних перетворювачів .....	96
4.5 Розрахунок загальних витрат на розробку акустоелектронних перетворювачів .....	101
4.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження акустоелектронних перетворювачів .....	101
4.7 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації акустоелектронних перетворювачів .....	102
4.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності ....	103
4.8.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку акустоелектронних перетворювачів .....	103
4.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР акустоелектронних перетворювачів .....	104
4.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку акустоелектронних перетворювачів .....	105
<b>5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .</b>	<b>106</b>
5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія .....	106
5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони .....	106
5.1.2 Виробниче освітлення .....	108
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання .....	109
5.1.4 Виробничі випромінювання .....	111
5.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні розробки акустоелектронних перетворювачів .....	112
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць .....	112
5.2.2 Електробезпека.....	112
5.2.3 Пожежна безпека.....	112
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	114
5.3.1 Дослідження безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	115
5.3.2 Дослідження безпеки роботи пристрою акустоелектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	116

5.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах надзвичайних ситуацій.....	117
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	119
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ</b> .....	120
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання .....	124
Додаток Б (обов'язковий) Електрична структурна схема перетворювача частоти .....	129
Додаток В (обов'язковий) Еквівалентні схеми транзисторного автогенератора .....	131
Додаток Д (обов'язковий) Схема електрична принципова вихідного каскаду.....	133
Додаток Е (обов'язковий) Схема електрична принципова схема ГКН.....	135
Додаток Ж (обов'язковий) Схема електрична принципова буферного каскаду.....	137
Додаток К (обов'язковий) Модель ГКН у програмі Electronics Workbench 6.....	139
Додаток Л (обов'язковий) Форма вихідного сигналу ГКН при $U_{зм}=2В$ та форма вихідного сигналу ГКН при $U_{зм}=7В$ .....	141



## ВСТУП

**Актуальність теми.** Необхідність у підвищенні чутливості і точності вимірювання фізичних величин приводить до установа 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 диференціальним 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 акустоелектроніки, можливість використання сучасної мікроелектронної технології, що сумісна з технологією виготовлення інтегральних мікросхем. Тому пристрої на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним 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].

В основному наукові розробки та впровадження радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин з використанням пристроїв на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором [6–10]:

1. При використанні радіовимірювальних частотних перетворювачів відкривається принципова можливість досягнення значно більшої точності вимірювання у порівнянні з амплітудними перетворювачами з цифраторами. Це об'єктивна властивість високої завадостійкості, яку має частотна модуляція, є певне, головною передумовою перспективності частотних перетворювачів у порівнянні з амплітудними.

2. З енергетичної точки зору самою важливою ділянкою вимірювального каналу для проходження інформації є ділянка від виходу вхідного перетворювача до входу підсилювально-перетворюючої апаратури, де інформація передається самим малим потоком енергії. Втрати інформації на цій ділянці не можна компенсувати ніякими наступними операціями. У зв'язку з цим, помилки, які виникають, наприклад, при використанні реостатних, індуктивних, тензорезистивних і п'єзоелектричних амплітудних перетворювачів дорівнює відповідно 0.02, 0.1, 1.0 і 10%, розташовані у такому ж порядку, як і потужності вихідних сигналів перетворювачів, які дорівнюють відповідно  $10^{-2}$ ,  $10^{-3}$ ,  $10^{-5}$  і  $10^{-7}$  Вт. Вихідні потужності частотних перетворювачів, як правило, бувають значно більшими. При цьому потужність, яка визначає стабільність частоти генерації, необхідно вважати коливальну (реактивну) потужність резонатора, яка тим більша, чим більша його добротність. Для порівняння покажемо, що у сенсорів з вібруючими пластинами або язичками вона складає (0.1 – 0.2) ВА, в сенсорах з LC – резонаторами – (0.01 – 0.1) ВА, в акустичних резонаторах або низькодобротних RC – генераторах – ( $10^{-4}$  –  $3 \cdot 10^{-4}$ ) ВА.

**Мета і задачі дослідження.** Метою роботи є дослідження і розробка схемо-технічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів 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 вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2. Розгляд методу побудови автогенераторних перетворювачів на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

3. Розробка та дослідження математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів фізичних величин, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів.

**Об'єкт дослідження** – автогенераторні перетворювачі фізичних величин з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами 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 лінійних, кутових переміщень та швидкості, мікропереміщень та тиску, дослідження їх характеристик та шляхів удосконалення конструкцій.

#### **Наукова новизна.**

1. 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.

2. 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 лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску.

#### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Результати представлених досліджень дають можливість використання частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором 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.

2. Представлено схемо-технічні рішення та конструкції частотних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для безпровідних радіовимірювальних систем.

#### **Особистий внесок здобувача**

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ ПОБУДОВИ РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Значні зміни в більшості сфер науки і техніки стимулюють стрімкий розвиток радіовимірювальних приладів та їх функціональних частин. В даний час не можливо знайти виробництво, у якому б не використовувались електронні пристрої радіовимірювальної техніки.

Створення нових функціональних вузлів радіовимірювальних приладів з розширеними технічними характеристиками можливо за рахунок використання нових підходів та схемотехнічних рішень. Значною мірою такі підходи реалізуються при використанні достатньо вартісного обладнання або елементної бази. Тому постає задача, спираючись на відомі фізичні процеси та використовуючи нові принципи функціонування отримати радіовимірювальні прилади з покращеними технічним та експлуатаційними характеристиками.

## 1.1 Класифікація радіовимірювальних пристроїв та аналіз вимог до їх функціональних вузлів

Підвищений запит на високоточні та надійні вимірювання, широке використання сучасної елементної бази і сучасних підходів при конструюванні апаратури сприяє створенню нових вимірювальних пристроїв. Використовувані радіовимірювальні прилади можуть бути поділені на такі групи [1, 2]:

- прилади загального використання – найбільш поширені прилади, які призначені для використання в різноманітних радіовимірювальних пристроях, незалежно від призначення останніх;
- спеціальні прилади – вузького призначення, для використання виключно в певних вимірювальних системах;
- вбудовані прилади – вимірювальні прилади, що конструктивно входять до складу радіотехнічних пристроїв;
- зразкові прилади – вимірювальні прилади високої точності, що призначені для перевірки та градування вимірювальних приладів більш низької точності;
- вимірювальне обладнання – відрізки передавальних ліній, трансформатори, контури, атенюатори, навантажувальні опори, випромінювачі та всі інші калібрувальні елементи з відомими характеристиками.

Крім того, радіовимірювальні прилади також класифікуються (рисунок 1.1) за: призначенням, принципом дії, умовами експлуатації, конструкцією, точністю та способом відліку.



Рисунок 1.1 – Класифікації радіовимірювальних приладів

За призначенням вимірювальні прилади поділяються на дві групи:

1) для вимірювання радіотехнічних величин – призначені для вимірювання струму, напруги, потужності, частоти, фази тощо.

2) відповідно до цілей використання – вимірювальні генератори і підсилювачі, прилади для імпульсних вимірювань, для вимірювання параметрів дискретних елементів.

За принципом дії радіовимірювальні прилади поділяються відповідно до використовуваного методу і схеми вимірювання (резонансні або гетеродинні вимірювачі частоти, калориметричні або термісторні вимірювачі потужності, тощо).

За умовами експлуатації і конструкції – на прилади лабораторні, польові, переносні, пересувні та стаціонарні.

За точністю вимірювань поділяються на класи, які визначаються відповідними нормативними документами.

Радіовимірювальні прилади на основі транзисторних структур з від'ємним опором являють собою складні пристрої, ефективність роботи яких залежить від багатьох показників якості. Ці показники є типовими для всіх радіовимірювальних приладів з електронною перебудовою робочих параметрів і поділяються на дві великі групи, перша з яких об'єднує електричні, а друга – конструктивні, технологічні, експлуатаційні й економічні.

Розглянемо приклади структурних та функціональних схем радіовимірювальних приладів, в яких використовуються електричне керування параметрами або явища від'ємного опору.

Електрична структурна схема кварцових стандартів частоти подана на рисунку 1.2, до складу якої входить блок 8 – помножувач частоти [3, 4].

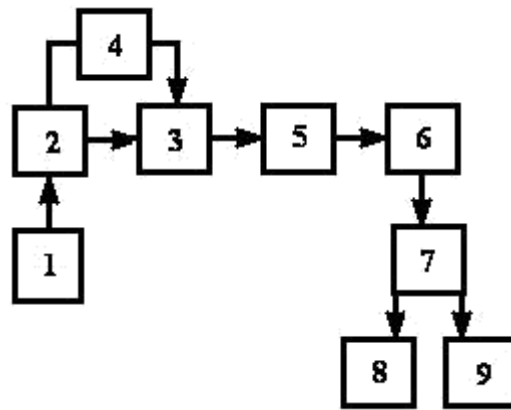


Рисунок 1.2 - Структурна схема кварцових стандартів частоти: 1 – система термокомпенсації; 2 – кварцовий резонатор; 3 – збуджувач; 4 – фазова автонастройка частоти; 5 – система автоматичного налаштування рівня коливань збуджувача; 6 – підсилювач потужності; 7 – вузькосмуговий фільтр; 8 – помножувач частоти; 9 – подільник частоти

В роботі [5] наведено схему електричну структурну перетворювача частоти (рисунок 1.3, та наведена в додатку Б.. Цей радіовимірювальний прилад містить функціональні вузли – блоки 4, 10, 14, які є входним ФНЧ, смуговим фільтром та помножувачем частоти, відповідно.

На рисунку 1.4 подана структурна схема вимірювача глибини амплітудної модуляції [5, 6]. У фільтра нижніх частот, що входить до складу цього радіовимірювального приладу, відсутня можливість електричного керування його частотою зрізу, що обмежує частотний діапазон вимірюваних сигналів.

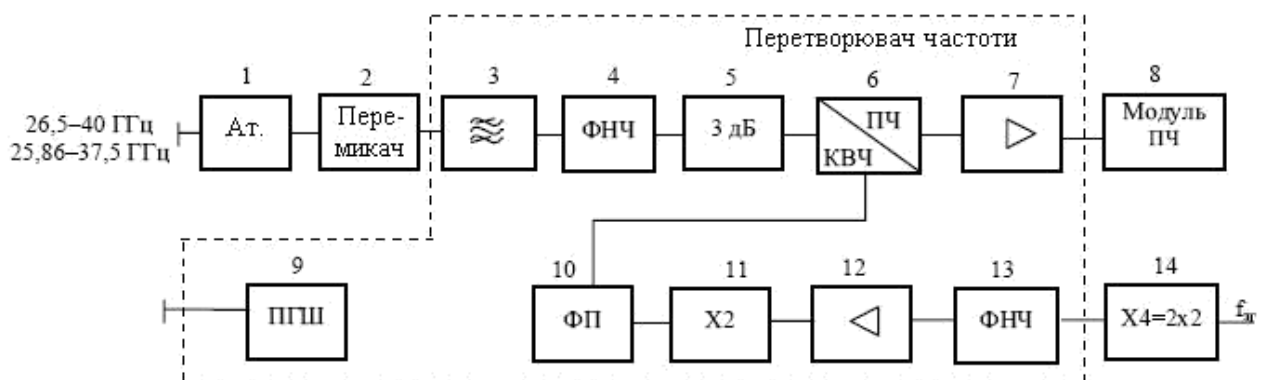


Рисунок 1.3 - Електрична структурна схема перетворювача частоти: 1, 5 – атенюатори; 2 – перемикач коаксіальний; 3 – YIG–преселектор коаксіальний; 4 – входний ФНЧ; 6 – балансний змішувач; 7 – підсилювач; 8 – модуль ПЧ; 9 – генератор шуму; 10 – смуговий фільтр; 11 – помножувач частоти хвилеводно–коаксіальний; 12 – підсилювач середньої потужності; 13 – ФНЧ коаксіальний; 14 – помножувач частоти

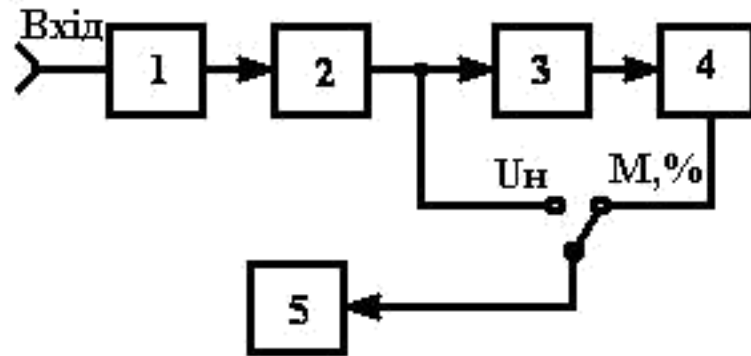


Рисунок 1.4 - Електрична структурна схема вимірювача коефіцієнта амплітудної модуляції: 1 – детектор; 2 – фільтр нижніх частот; 3 – підсилювач; 4 – піковий детектор; 5 – мікроамперметр

Прикладами використання імпульсних генераторів, або, як їх ще називають, генераторами розгортки, можуть бути часто використовувані радіовимірювальні прилади – осцилографи, аналізатори спектра, тощо. Серед імпульсних генераторів найчастіше використовується генератор лінійно змінної напруги або струму. Широко генератор лінійно-змінної напруги використовується в аналізаторі спектра послідовного аналізу [6], структурна схема якого наведена на рисунку 1.5.

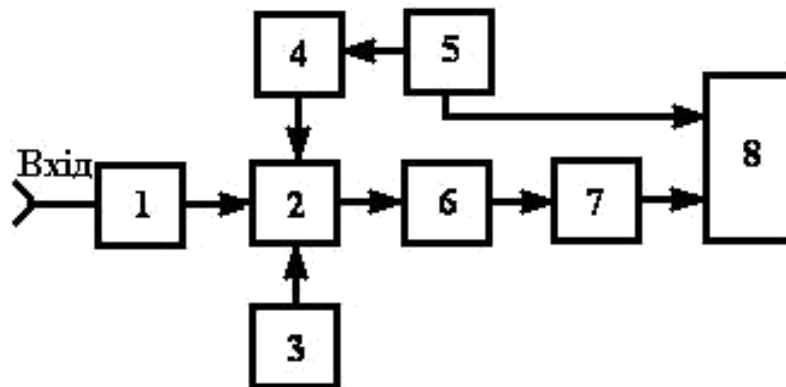


Рисунок 1.5 - Електрична структурна схема аналізатора спектра послідовного аналізу: 1 – вхідний атенюатор; 2 – змішувач; 3 – частотний калібратор; 4 – частотно-модульований гетеродин; 5 – генератор розгортки; 6 – підсилювач проміжної частоти; 7 – детектор; 8 – індикаторний пристрій

Структурна схема вимірювача флуктуації фази в НВЧ-підсилювачах [7] подана на рисунку 1.6, до складу якої входить блок 11 – фазообертач. Як видно з рисунку 1.6, сигнал на фазообертач 11 надходить зі спрямованого відгалужувача 6.

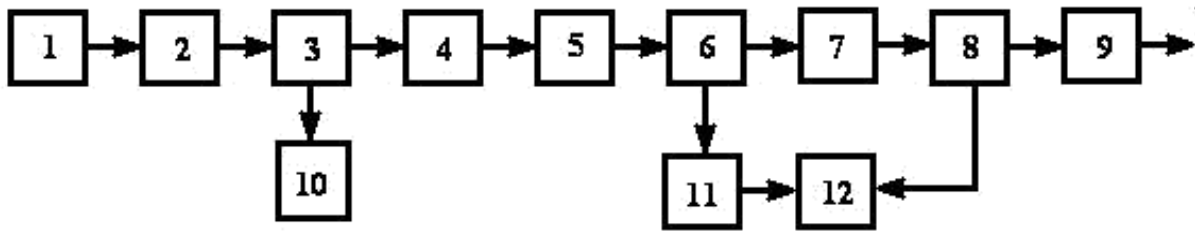


Рисунок 1.6 - Функціональна схема вимірювання флуктуації фази підсилювачів методом прямого детектування: 1 – збуджувач; 2 – регульований атенюатор; 3, 6, 8 – спрямовані відгалужувачі; 4 – розв’язка; 5 – вимірювач прохідної потужності; 7 – підсилювач; 9 – узгоджене навантаження; 10 – частотомір; 11 – фазообертач; 12 – вимірювач фазових флуктуацій

На рисунку 1.7 наведено структурну схему компенсаційного фазометра [7], першим функціональним блоком якого слугує калібрований фазообертач.

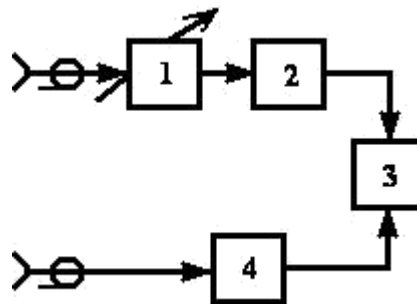


Рисунок 1.7 – Електрична структурна схема компенсаційного фазометра: 1 – калібрований фазообертач; 2, 5 – пристрої обробки сигналів; 3 – індикатор рівності фаз

Наведені вище приклади структурних та функціональних схем радіовимірювальних приладів засвідчили, що їх основними складовими частинами є помножувачі частоти, імпульсні генератори, електричні фільтри та фазообертачі.

Основними напрямками розвитку радіовимірювальних приладів та основними вимогами до них є [3, 8]:

- покращення технічних та експлуатаційних характеристик приладів за рахунок використання сучасної елементної бази та раціональних методів конструювання;
- створення приладів за видами вимірювань з максимальним використанням уніфікованих вузлів та модулів;
- автоматизація процесів вимірювання та обробки даних;
- підвищення надійності, в тому числі метрологічної.



## 1.2 Автогенератори

Автогенератор – це джерело електромагнітних коливань, коливання в якому порушуються мимовільно без зовнішнього впливу. Тому автогенератори, на відміну від генераторів із зовнішнім збудженням (підсилювачів потужності), часто називають генераторами з самозбудженням.

В радіопередавачах автогенератори застосовуються в основному в якості каскадів, які задають несучу частоту коливань. Такі генератори входять до складу збуджувача передавача і називаються задаючими. Головна вимога, що пред'являється до них, – висока стабільність частоти. В деяких типах передавачів (особливо в діапазоні НВЧ) автогенератори можуть бути вихідними каскадами. Вимоги до таких генераторів аналогічні вимогам до підсилювачів потужності – забезпечувати високу вихідну потужність і ККД. У цьому розділі основна увага приділена задаючим генераторам, тим не менш викладені тут теоретичні відомості будуть корисні і при вивченні потужних генераторів вихідних каскадів передавачів [2].

## 1.3 Загальні відомості про автогенератори

Задаючі генератори проектують таким чином, щоб в них порушувалися гармонійні коливання. Основним елементом генератора гармонійних коливань є резонатор, головна властивість якого – коливальний характер перехідного процесу. Найпростіший резонатор – це коливальний контур. Якщо в коливальний контур ввести енергію, то при досить високій його добротності ( $Q \gg 1$ ) виникають коливання струму, згасаючі з часом. Зменшення амплітуди коливань пояснюється втратами потужності в контурі. Таким чином, для створення автогенератора гармонічних коливань необхідно використовувати резонатор з досить високою добротністю і компенсувати втрати.

Для виконання останньої умови досить періодично додавати в резонатор порції електромагнітної енергії синхронно з порушуваними коливаннями. Джерелом енергії може служити постійне електричне поле; для перетворення його енергії в енергію коливань потрібен активний елемент. Структурна схема автогенератора зображена на рисунку 2.1. Зворотній зв'язок тут потрібен для синхронізації роботи Е коливаннями, існуючими в резонаторі.

В якості резонаторів в діапазоні високих частот застосовують LC-контури, кварцові пластини; на НВЧ – відрізки ліній з розподіленими параметрами, діелектричні шайби, феритові сфери та ін. Активними

елементами можуть бути біполярні і польові транзисторна також генераторні діоди – тунельні, лавинні, діоди Ганна та ін.

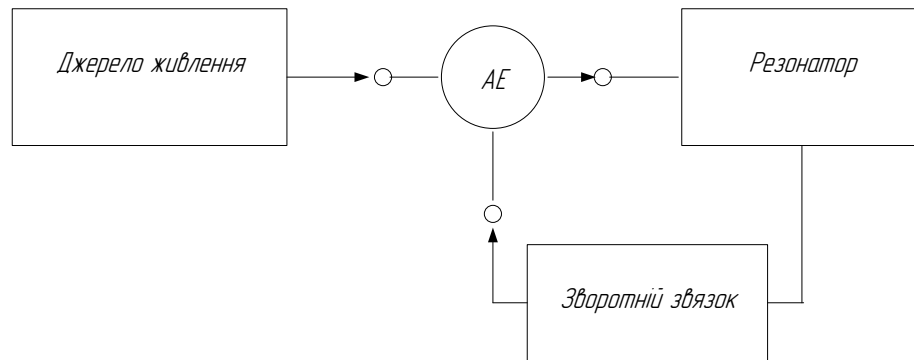


Рисунок 1.8 – Структурна схема автогенератора

Механізм роботи автогенератора полягає в наступному. При включенні джерела енергії в резонаторі виникає перехідний коливальний процес, що впливає на активний елемент. Останній перетворює енергію джерела в енергію коливань і передає її в резонатор. Якщо потужність, що віддається активним елементом, перевищує потужність, споживану резонатором і навантаженням, тобто виконується умова самозбудження, то амплітуда коливань збільшується. У міру зростання амплітуди виявляється нелінійність активного елемента, в результаті зростання віддається потужності сповільнюється і при деякій амплітуді коливань віддається потужність виявляється рівною споживаної потужності. Якщо цей енергетичний баланс стійкий до малих відхилень, то в автогенераторі встановлюється стаціонарний режим коливань.

Автогенератори істотно відрізняються від інших каскадів радіопередавачів тим, що частота і амплітуда коливань тут визначаються не зовнішнім джерелом, а параметрами власної коливальної системи та активного елемента.

#### 1.4 Транзисторні і діодні автогенератори

В залежності від типу активного елемента розрізняють транзисторні та діодні автогенератори. Ідея створення транзисторного автогенератора заснована на тому, щоб забезпечити режим транзистора приблизно такою ж, як і в підсилювачі потужності. При цьому на вхід транзистора подаються коливання не від зовнішнього джерела, а з власного резонатора через ланцюг зворотного зв'язку.

Діодні автогенератори забезпечують стаціонарні коливання за рахунок специфічних процесів в генераторних діодах, зворотній зв'язок тут здійснюється автоматично без застосування спеціальних елементів.

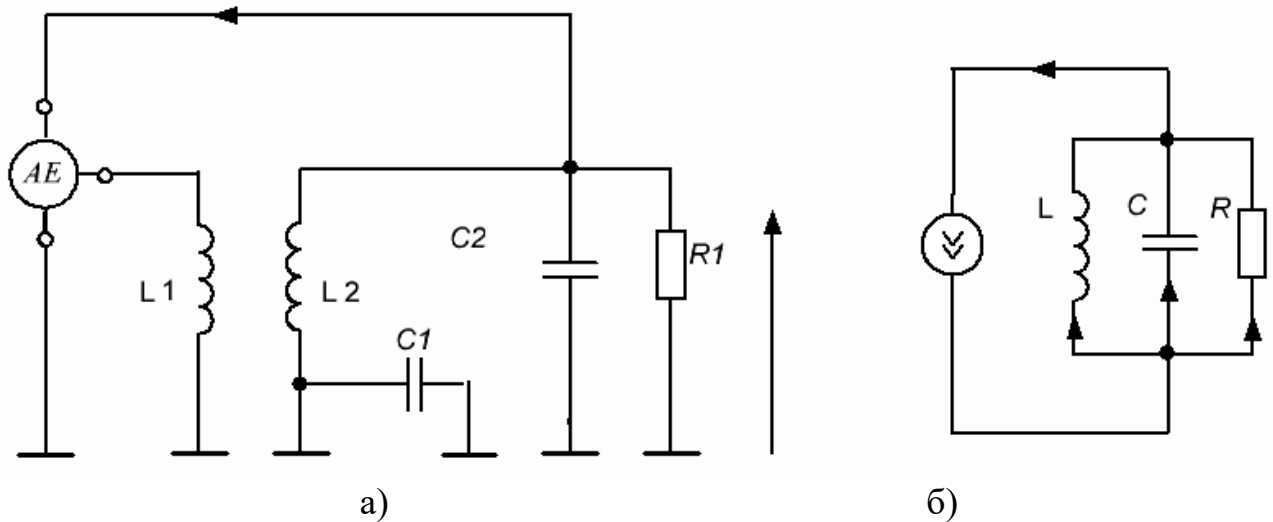


Рисунок 1.9 – Еквівалентні схеми транзисторного автогенератора

На рисунку зображений варіант схеми транзисторного автогенератора. Активний елемент (біполярний або польовий транзистор) представлений в узагальненому вигляді, він має три електроди:  $I$  – витік,  $K$  – колектор,  $У$  – керуючий електрод. Резонатор, утворений елементами  $L$ ,  $C$ ,  $R$ , підключений до вихідних електродів активного елемента, частина енергії коливань за допомогою трансформаторної зворотного зв'язку надходить на керуючий електрод.

На рисунку 1.9, б показана еквівалентна схема автогенератора, отримана з принципової схеми шляхом заміни активного елемента з елементами ланцюга зворотного зв'язку генератором струму, який керується напругою на резонаторі. Векторна діаграма струмів, відповідна схемою на рисунку 1.9, б зображена на рисунку 1.9, а, де  $IC1$ ,  $IL1$ ,  $IR1$  – амплітуди першої гармоніки струмів гілок еквівалентної схеми резонатора;  $Ia1$ ,  $Ua1$  – амплітуди першої гармоніки вихідного струму і напруги  $E$  [3], та наведена в додатку В.

### 1.5 Стаціонарний режим роботи автогенератора

Стаціонарним називають режим сталих коливань, тобто режим, в якому амплітуда і частота автоколивань не змінюються в часі. Мета аналізу стаціонарних режимів полягає в знаходженні умов їх існування, пошуку

оптимального режиму та отриманні співвідношень, що зв'язують амплітуду і частоту коливань з параметра  $E$  та резонатора.

$$C_k(\omega) = -G_a(U_{a1}), \quad (1.1)$$

$$B_k(\omega) = -B_a(U_{a1}). \quad (1.2)$$

Рівняння (1.1) і (1.2) є умовами існування стаціонарного режиму автоколивань.

### 1.6 Збудження коливань

Коливання в автогенераторі самозбуджуються при включенні напруги живлення. Умова самозбудження можна отримати, порівнюючи потужність, що віддається активним елементом, і потужність, споживану резонатором. Оскільки коливання починаються з малих амплітуд, то для отримання умови самозбудження можна знехтувати нелінійністю активного елементу і замінити його лінійною провідністю  $Y_0 = G_0 + jB_0$ , де  $G_0 = G_a | U_{a1} \ll 0$ ;  $B_0 = B_a | U_{a1} \ll 0$ . Відповідно до рисунку 1.10 при малих амплітудах потужність активного елементу  $P_- = 0,5$ , потужність, споживана резонатором,  $P_+ = 0,5 U_{a1}^2 G_k$ . Амплітуда автоколивань наростає, якщо АЕ віддає потужність в резонатор, тобто  $P_- < 0$ , причому  $|P_-| > P_+$ . Таким чином, для збудження автоколивань необхідно виконання умов

$$G_0 < 0, \quad (1.3)$$

$$G_0 > G_k \quad (1.4)$$

де  $G_0$  – дійсна частина вихідної провідності АЕ в режимі малого сигналу;  $G_k$  – дійсна частина провідності коливальної системи в точках підключення вихідних електродів активного елемента [2].

#### 1.6.1 М'який і жорсткий режими збудження коливань

Розглянутий режим збудження, в якому коливання виникають спонтанно, називають м'яким. В автогенераторах з м'яким збудженням стан спокою (тобто стан з нульовою амплітудою) нестійкий. При певних умовах в автогенераторах може бути здійснений жорсткий режим збудження коливань. Жорстким називають такий режим збудження, в якому генерація виникає тільки при

наявності зовнішнього впливу, що створює коливання з амплітудою, більшою деякого порогового значення. Таким впливом може бути, наприклад, радіоімпульс, що подається на автогенератор від зовнішнього джерела. В автогенераторах з жорстким збудженням стан спокою стійкий.

Особливості автогенераторів з м'яким і жорсткими режимами збудження зручно вивчати, використовуючи навантажувальну характеристику АЕ, тобто залежність  $U_{a1}(R'_k)$ , де  $R'_k = 1/G_k$ . Побудуємо навантажувальну характеристику активного елемента в автогенераторах з м'яким збудженням. Припустимо для простоти, що  $B_a = 0$ , тоді залежність  $U_{a1}(R'_k)$  може бути отримана шляхом рішення рівняння (1.1) при різних  $G_k$ . На рисунку 1.10, а зображена залежність  $|G_a|$  від  $U_{a1}$ , характерна для м'якого режиму збудження коливань, там же показані графічні рішення рівняння (1.1). Як видно, стаціонарний режим існує тільки при  $G_0 > G_k$ , що одночасно збігається з умовою самозбудження (1.6). На рисунку 1.10, б представлена навантажувальна характеристика АЕ автогенератора з м'яким режимом збудження коливань.

Особливості м'якого режиму: плавний вигляд навантажувальної характеристики, відсутність стрибків амплітуди; однозначний зв'язок  $U_{a1}$  і  $R'_k$ , монотонний вид залежності  $|G_a|(U_{a1})$ , при якому забезпечується можливість отримання найменших амплітуд.

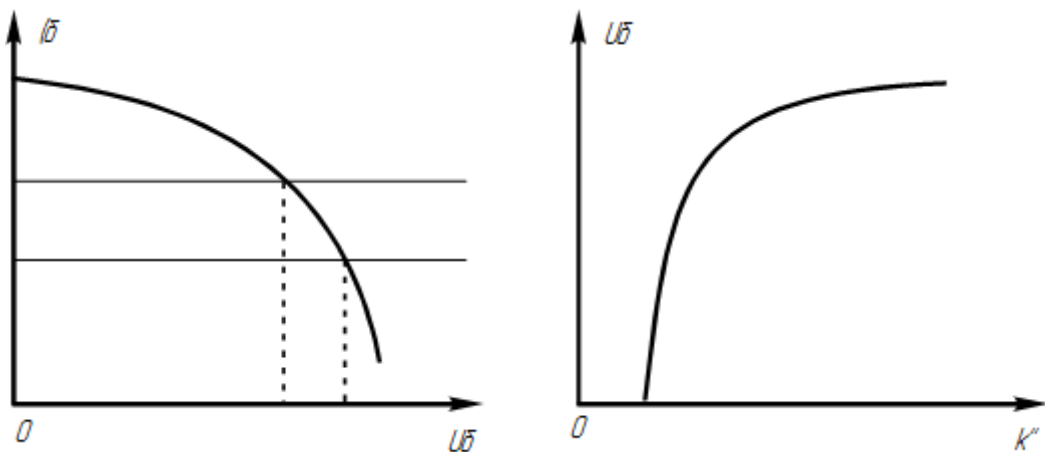


Рисунок 1.10 – Залежності характерні для м'якого режиму збудження коливань

На рисунку 1.11, а зображена залежність  $|G_a|(U_{a1})$ , характерна для автогенератора, в якому можливий тільки жорсткий режим збудження коливань. З рисунку видно, що в даному випадку умова самозбудження (1.4) не виконується ні за яких  $G_k$ , однак при  $G_k < |G_k \max|$  можливе існування стаціонарних режимів, деякі з яких виявляються стійкими. Оскільки до АЕ з характеристикою N-типу необхідно підключити резонатор, для якого на

резонансній частоті справедливе співвідношення  $dV_k / d\omega > 0$ , то з двох стаціонарних режимів (Рисунок 1.11), а виявляється стійким режим з амплітудою  $U''$  ст.

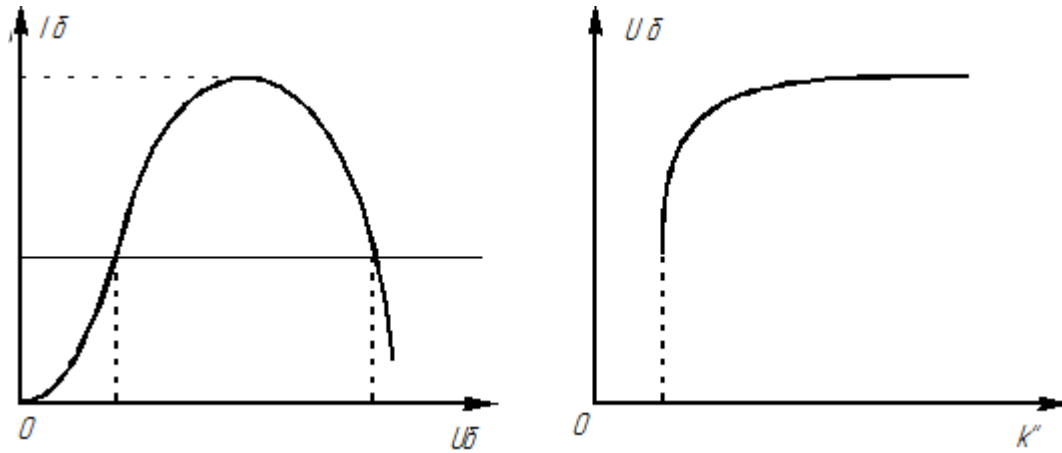


Рисунок 1.11 – Залежності, характерні для жорсткого режиму збудження коливань

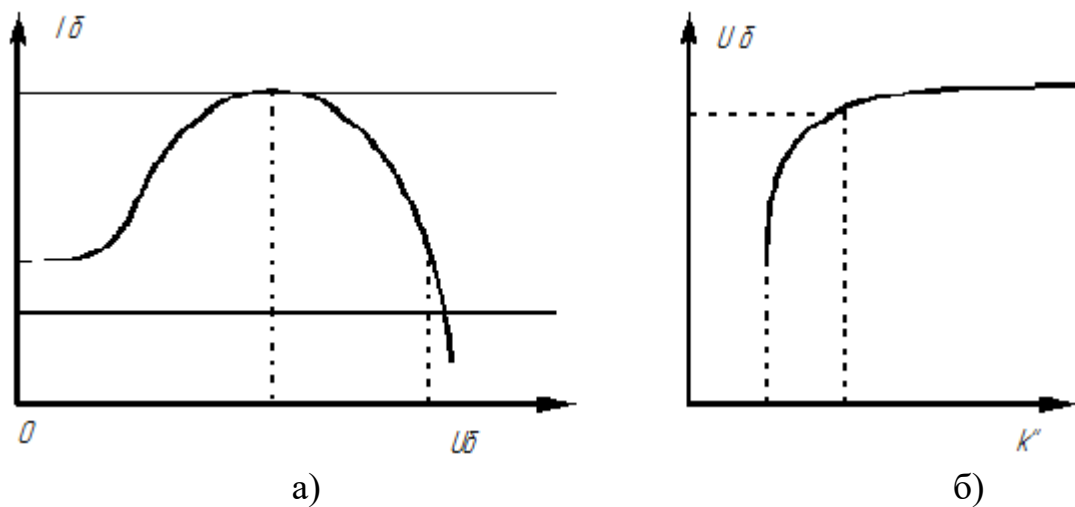


Рисунок 1.12 – Залежності, характерні для автогенератора із стрибкоподібним порушенням і зривом коливань

Для порушення коливань в зазначеному режимі потрібно підвести до автогенератора на короткий час коливання від зовнішнього джерела, амплітуда яких перевищує  $U'$  ст. Як видно з рисунка 1.11, а, в цьому випадку  $|G_a| > G_k$  і  $P_- > P_+$ , тому амплітуда коливань в резонаторі буде зростати до значення  $U''$  ст. При знятті зовнішнього впливу стаціонарний режим зберігається, оскільки умови його існування та стійкості зберігаються, а виконання умови самозбудження вже не потрібно. Якщо тепер змінювати  $G_k$ , то амплітуда

коливань буде слідувати по правій гілці залежності  $|G_a| (U_{a1})$ . В результаті отримаємо навантажувальну характеристику, зображену на рисунку 1.11, б.

Автогенератори з жорстким збудженням коливань застосовують лише в спеціальних випадках, тому, як правило, залежність  $|G_a| (U_{a1})$ , зображена на рисунку 1.11, а, неприйнятна. Однак ця характеристика часто має форму, представлену на рисунку 1.12, а. Легко помітити, що тут можливо мимовільне порушення коливань при  $G_k < |G_0|$ . Навантажувальна характеристика АЕ для даного випадку показана на рисунку 1.12, б. Її особливості: стрибкоподібний характер порушення та зриву коливань; наявність діапазону значень  $R'_k$  (від  $1 / |G_{\max}|$  до  $1 / |G_0|$ ), де коливання можуть існувати бо бути відсутнім в залежності від початкових умов; неможливість отримання малих амплітуд.

Порівнюючи рисунки 1.10 і 1.12, помічаємо, що кращою є залежність  $|G_a| (U_{a1})$ , зображена на рисунку 1.10, а, при якій існує тільки м'який режим збудження. У більшості випадків такий режим може бути забезпечений застосуванням комбінованого зсуву (фіксованого та автоматичного). Перераховані умови справедливі для автогенераторів, побудованих на активних елементах з динамічною вихідний ВАХ N-типу [3].

Запишемо аналогічні співвідношення для активних елементів з динамічною ВАХ S-типу. Проведений аналіз (без урахування інерційності активного елемента) буде справедливий і для активного елемента з ВАХ S-типу, якщо в отриманих співвідношеннях поміняти місцями струм і напруга. Більш того, можна показати, що якщо інерційність процесів в активних елементах з ВАХ N-типу приводить до появи ємнісної складової вихідний провідності активного елемента, то в активних елементах з ВАХ S-типу уявна складова провідності має індуктивний характер. Таким чином, можна зробити висновок, що активні елементи, що мають динамічні вихідні ВАХ N і S-типу, дуальні, тобто рівняння щодо струму для одного з них аналогічні рівнянням щодо напруги для іншого.

В результаті, замінивши провідності опорамна мплітуду вихідної напруги  $U_{a1}$  амплітудою вихідного струму  $I_{a1}$  отримаємо умови збудження і існування стійких коливань в автогенератори на активних елементах з динамічною вихідний ВАХ S-типу:

$$\begin{aligned} R_a < 0, R_0 < 0, |R_0| > R_k, R_0 = R_{\max}; \\ \dot{Z}_k = -\dot{Z}_a \text{ або } R_n = -R_a, X_k = -X_a; \left. \frac{d|R_a|}{dI_{a1}} \frac{dX_k}{d\omega} \right|_{\omega_p} < 0. \end{aligned} \quad (1.5)$$

В даному випадку активний елемент і коливальна система представлені комплексними опорами  $Z_a = R_a + jX_a$ ,  $Z_k = R_k + jX_k$ , причому  $R_a$  і  $X_a$  – функції амплітуди першої гармоніки вихідного струму  $I_{a1}$ ;  $R_k$ ,  $X_k$  – функції частоти  $\omega$ ;  $R_0 = R_a$  при  $I_{a1} \rightarrow 0$ .

Оскільки вихідна напруга активного елемента, що має динамічну ВАХ S-типу, однозначна функція вихідного струму, то щоб уникнути порушення релаксаційних коливань доцільно застосовувати режим з гармонійним вихідним струмом. Це досягається послідовним включенням активного елемента в високодобротний коливальний контур. При послідовному резонансі похідна  $dX_k / d\omega$  позитивна і для стійкості стаціонарного режиму потрібне виконання умови  $d|R_a|/dI_{a1} < 0$ .

### 1.7 Стабільність частоти коливань

Стабільністю частоти коливань називають сталість її в часі. Під дією різних дестабілізуючих факторів частота коливань з часом змінюється складним чином. Вплив шумів, пульсацій напруги джерел живлення, вібрацій призводить до швидких випадкових змін її біля середнього значення. У той же час середнє значення частоти повільно змінюється через старіння елементів, зміни кліматичних умов і т.п. Розрізняють короткочасну і довготривалу стабільність частоти.

Короткочасна стабільність частоти – це сталість її протягом коротких проміжків часу (секунд або часток секунди). Вона характеризується середньоквадратичним відхиленням вимірюваної частоти  $\delta f$  від середнього значення  $f_0$ , викликаним її швидкими змінами. Вимірювачі частоти фіксують не миттєве значення  $f$ , а деяку усереднену частоту

$$f_{\text{усер}} = \frac{1}{\tau_{\text{усер}}} \int_t^{t+\tau_{\text{усер}}} f(t') dt', \quad (1.6)$$

де  $\tau_{\text{усер}}$  – інтервал усереднення. Оскільки  $f(t)$  – випадкова функція часу, то  $f_{\text{усер}}$  також змінюється з часом

Для оцінки короткочасної стабільності частоти проводять серію вимірів  $f_{\text{усер}}$  протягом деякого часу  $t_{\text{набл}}$ , званого інтервалом спостереження ( $t_{\text{набл}} > \tau_{\text{усер}}$ ), і обчислюють середньоквадратичне відхилення

$$\delta f = \sqrt{\frac{1}{N} \sum (f_{\text{усер},i} - f_0)^2}, \quad \text{де } f_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_{\text{усер},i}; \quad (1.7)$$



– Число вимірювань. Зазвичай значення  $\tau_{\text{уср}}$  рівні сотих чи десятих долям секундна  $T_{\text{набл}}$  складає доли – десятки секунд.

Враховуючи випадковий характер швидких змін частоти, часто їх розглядають як шум і для оцінки короточасної стабільності частоти застосовують не величину  $\Delta f$ , а енергетичні параметри, наприклад спектральну щільність потужності.

Довготривалою стабільністю називають сталість частоти протягом тривалого часу (хвилин, годин, діб). Її оцінюють відносною нестабільністю  $\Delta f / f_p$ , де  $\Delta f$  – максимальне відхилення вимірюваної частоти від заданого значення  $f_p$ , обумовлене повільними змінами частоти під дією всіх дестабілізуючих факторів [2].

### 1.8 Основні причини нестабільності частоти

Частота коливань автогенератора визначається умовою резонансу (1.2) в повній коливальній системі, що включає резонатор з підключеними до нього елементами (навантаження, монтажні ємності, індуктивності) і активний прилад. Варіанти графічного рішення рівняння (1.2) представлені на рисунку 1.13.

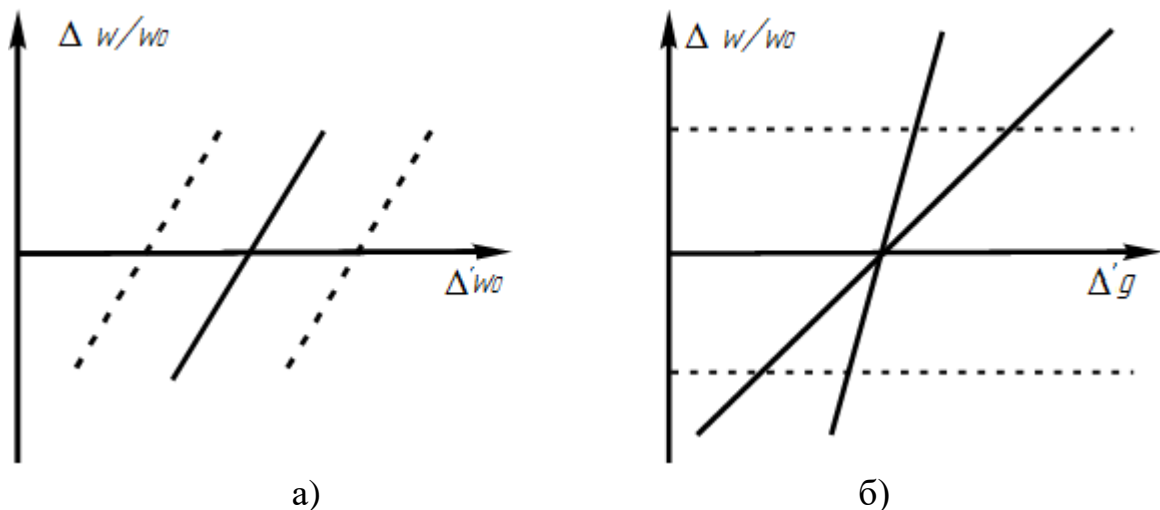


Рисунок 1.13 – Нестабільність частоти коливань автогенератора, обумовлена нестабільністю резонансної частоти резонатора (а) і зміною уявної частини вихідний провідності АЕ (б)

Якщо уявна частина вихідної провідності активного елемента  $B_a = 0$ , то генерується частота – це резонансна частота резонатора  $\omega_p = 2\pi f_p$  (Рисунок 1.13, а). В цьому випадку відносна нестабільність частоти обумовлена змінами

параметрів елементів, що утворюють резонатор, під впливом коливань температури, вологості, атмосферного тиску, механічних і інших зовнішніх впливів. Наприклад, якщо резонатором є LC-контур, то при змінах  $L$  і  $C$  на  $\Delta L \ll L$ ,  $\Delta C \ll C$  змінюється і резонансна частота  $f_p = 1 / (2 \pi \sqrt{LC})$ , стаючи рівної

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+\Delta L)(C+\Delta C)}} \approx \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}\right). \quad (1.8)$$

Відносна нестабільність частоти

$$\Delta f / f_p = -0,5 (\Delta L / L + \Delta C / C) \quad (1.9)$$

Іншою причиною нестабільності частоти можуть бути зміни ємностей і індуктивностей елементів, підключених до резонатора. Так, частиною резонатора є вхідна ємність каскаду, наступного за автогенератором. Припустимо, що до LC-контурі неповністю підключена деяка шунтуючі ємність  $C_{\Sigma}$ , амплітуда напруги на якій дорівнює  $U_{ш1}$ . Перерахуємо її в еквівалентну ємність  $C'_{\Sigma}$ , підключену до контуру повністю. Максимальна електрична енергія, запасна в ємності

$$W_E = C_{ш1}^2 / 2 = C'_{\Sigma} U_{конт1}^2 / 2,$$

де  $U_{конт1}$  – амплітуда напруги на контурі, тобто в точках з'єднання  $L$  і  $C$ . Звідси  $C'_{\Sigma} = p^2 C_{\Sigma}$ , де  $p = U_{ш1} / U_{конт1}$  – коефіцієнт підключення ємності  $C_{\Sigma}$  до контуру. При змінах  $C_{\Sigma}$  частота коливань змінюється відповідно до (1.9):

$$\Delta f / f_p = -0,5 \Delta C'_{\Sigma} / C_{\Sigma}, \text{ де } C_{\Sigma} = C + C'_{\Sigma},$$

або

$$\frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_{\Sigma}}{C_{\Sigma}} \frac{p^2 C_{\Sigma}}{C_{\Sigma}}.$$

Ще однією причиною нестабільності частоти коливань є зміна уявної частини вихідної провідності активного елемента  $B_a$  (див. Рисунок 1.13, б), обумовленої вихідною ємністю активного елемента, індуктивністю виходів,

наявністю гармонік основної частоти в вихідному струмі й напрузі. Вона змінюється при коливаннях напруг джерел живлення і зсуву, температури та інших зовнішніх впливах.

При  $V_a \neq 0$  частота коливань може бути знайдена як точка перетину ліній  $V_k(\omega)$  і  $-V_a$  (залежністю  $V_a$  від частоти можна знехтувати). Як бачимо, частота коливань, що генеруються може змінюватися вельми істотно навіть при постійній резонансній частоті резонатора.

### 1.9 Шуми в автогенераторах

У стаціонарному режимі амплітуда і частота коливань здійснюють випадкові флуктуації близько середніх значень. Випадкові швидкі зміни амплітуди називають амплітудними бо амплітудно-модульованими (АМ) шумами. Випадкові швидкі зміни частоти коливань називають частотними бо частотно-модулюють (ЧМ) шумами. Оскільки зміни частоти в часі супроводжуються змінами миттєвої фази коливань, то існування частотних шумів еквівалентно існуванню фазових, або фазо-модульованих (ФМ) шумів.

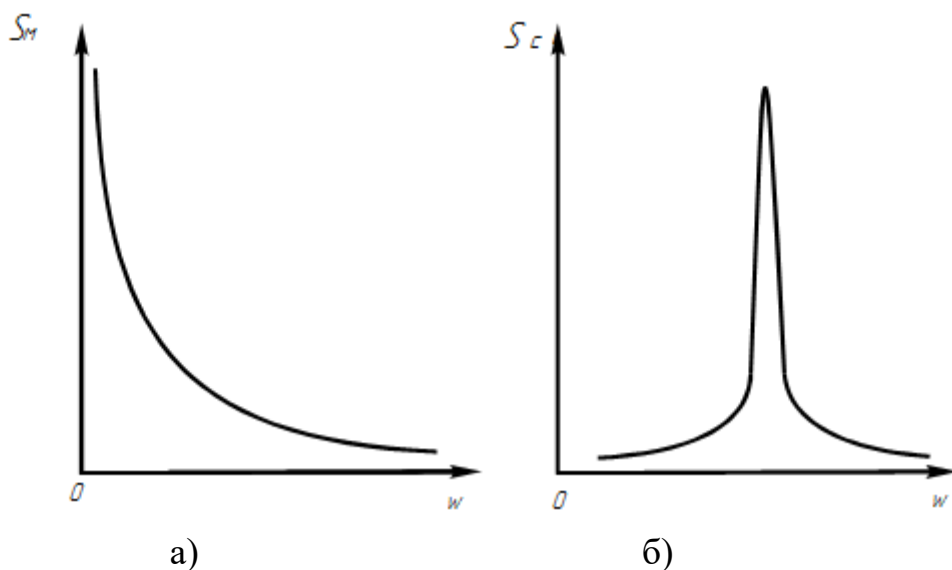


Рисунок 1.14 – Енергетичний спектр шуму (а) і вихідних коливань автогенератора (б)

Фізичне існування шумів в автогенераторах пояснюється тим, що при подачі постійних напруг на активному елементі за відсутності коливань вихідний струм здійснює випадкові відхилення від середнього значення, тобто є випадковою функцією часу. Це пов'язано з імовірнісним характером руху носіїв заряду в напівпровіднику. При наявності стаціонарних коливань шумові

флуктуації вихідного струму активного елемента модулюють за амплітудою і частотою основні, невинні коливання.

Важливою характеристикою шуму є його енергетичний спектр  $N(f)$ . Як показують виміри, енергетичний спектр шумового струму АЕ Іш (t) за відсутності стаціонарних коливаний має вигляд, представлений на рисунку 1.14, а. В результаті амплітудної і частотної модуляції стаціонарних коливаний частоти  $f_p$  шумовими флуктуаціями спектральна лінія вихідних коливаний «розмивається» (Рисунок 1.14, б).

Кількісно рівень шуму автогенератора оцінюють потужністю, що міститься в деякій достатньо малої смугі частот  $\Delta f_{ш}$  віддаленої від  $f_p$  на частоту  $F$  (Рисунок 1.14, б). Для різних радіотехнічних систем важливий рівень АМ – або ЧС–шумів, тому вимірювання потужності проводять окремо для кожного виду шуму [2].

### Амплітудні шуми

Якщо коливання автогенератора пропустити через амплітудний детектор, то на його виході отримаємо амплітудний шум, потужність якого можна виміряти за допомогою аналізатора спектра або селективного мікровольтметр. Зазвичай рівень АМ–шуму оцінюють величиною (дБ)

$$k_{AM}(F) = 10 \lg \frac{P_{AM}(F)}{P_{вих}}$$

де  $P_{AM}$  потужність АМ–шуму в смугі  $\Delta f_{ш} = 1$  Гц, віддалений від частоти генерації  $f_p$  на величину  $F$ ;  $P_{вих}$  – вихідна потужності автогенератора. Типові значення  $k_{AM}$  для АЕ, що застосовуються в генераторах, складають  $-100 \dots -180$  дБ / Гц при відбудові від  $f_p$  на  $F = 10 \dots 100$  кГц.

### Частотні шуми

Пропустивши коливання з виходу автогенератора через частотний детектор, отримаємо частотний шум, який можна оцінити величиною (дБ)

$$k_{чМ}(F) = 10 \lg \frac{P_{чМ}(F)}{P_{вих}}$$

де  $P_{\text{ЧМ}}$  – потужність ЧС–шуму в смузі  $\Delta f_{\text{ш}} = 1$  Гц, віддалений від  $f_p$  на частоту  $F$ . Зазвичай  $k_{\text{ЧМ}} = -80 \dots -140$  ДБ / Гц при  $F = -10 \dots 100$  кГц, тобто рівень частотного шуму вище, ніж амплітудного.

Миттєвий струм на виході частотного детектора  $i_{\text{дет}}$  пропорційний відхиленню частоти коливань від середньої  $f_p$ . Оскільки потужність  $P_{\text{ЧМ}}$  пропорційна  $i_{\text{дет}}^2$ , то середньоквадратичне відхилення частоти  $\delta f$  пропорційно  $\sqrt{P_{\text{ЧМ}}}$ . Іноді рівень ЧС–шуму оцінюють величиною  $\delta f(F)$  при вимірі потужності шуму в смузі 1 Гц, відбудованої на  $F$  від частоти генерації  $f_p$ . Можна показати, що обидві характеристики ЧС–шуму:  $P_{\text{ЧМ}} / P_{\text{вих}}$  і  $\delta f(F)$  – пов'язані співвідношенням

$$P_{\text{ЧМ}}(F)/P_{\text{вих}} = |\delta f(F) / F|^2$$

### Фазові шуми

Знаючи частотний шум, легко розрахувати рівень фазового шуму, скориставшись співвідношенням між миттєвою частотою  $\omega$  і фазою  $\varphi$  коливань:

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt.$$

Оскільки миттєвий струм частотного детектора пропорційний відхиленню частоти коливань від середнього значення, то інтеграл від нього пропорційний відхиленню фази.

Для вимірювання рівня частотного шуму його пропускають через вузькосмуговий фільтр з смугою  $\Delta f_{\text{ш}}$ , налаштований на частоту  $F$ . Струм на виході вузькосмугового фільтра може бути представлений у вигляді  $i(t) = I(t) \cos |\Omega t + \varphi(t)|$ , де  $I(t)$ ,  $\varphi(t)$  – випадкові, повільно мінливі функції часу:  $\Omega = 2\pi F$ . Якщо в першому наближенні не враховувати зміни  $I(t)$  і  $\varphi(t)$ , то після інтегрування одержимо заряд  $q(t) \approx (I/\Omega) \sin(\Omega t + \varphi)$ . Оскільки амплітуда  $I$  пропорційна девіації (максимальному відхиленню) частоти, то  $I/\Omega$  пропорційна девіації фази.

Отже, якщо відомо середньоквадратичне відхилення частоти  $\delta f(F)$ , то аналогічне відхилення фази може бути розраховане за формулою  $\delta \varphi(F) = \delta f(F) / F$ . Величина  $\delta \varphi$  вимірюється в радіанах (або градусах) і визначає середньоквадратичне значення випадкових змін фази коливань автогенератора при вимірюванні фазового шуму в смузі 1 Гц, відбудованої від середньої

частоти на величину  $F$ .

### 1.10 Транзисторні автогенератори

Найбільш простий автогенератор, виконаний на транзисторі, містить один коливальний контур. Схеми одноконтурних автогенераторів розрізняються способом здійснення зовнішнього зворотного зв'язку. На рисунку 1.15 показана схема з трансформаторної зворотним зв'язком. Однак найбільш просто реалізуються схеми з ємнісний (Рисунок 1.15) або індуктивного (Рисунок 1.16) зворотним зв'язком. У схемі зображеної на рисунку 1.15 напругу зворотного зв'язку знімається з ємності  $C1$ , а в схемі з Рисунка 1.16 – з індуктивності  $L1$ . Перехрещення проводів забезпечує фазу, необхідну для створення позитивного зворотного зв'язку.

Для отримання високостабільних коливань краща схема із зворотним зв'язком. Напруження  $u_1$  і  $u_2$  тут знімаються з ємностей, опору яких, як відомо, падають із зростанням частоти. В результаті, зміст вищих гармонік в напругах  $u_1$ ,  $u_2$  в схемі на рисунку 1.15 істотно менше, ніж у схемі рисунка 1.16. Для зниження рівня гармонік в схемі з індуктивним зворотним зв'язком індуктивності зазвичай шунтується додатковими ємностями. Таким чином, схема Рисунка 1.16 справедлива лише на основній частоті коливань.[3]

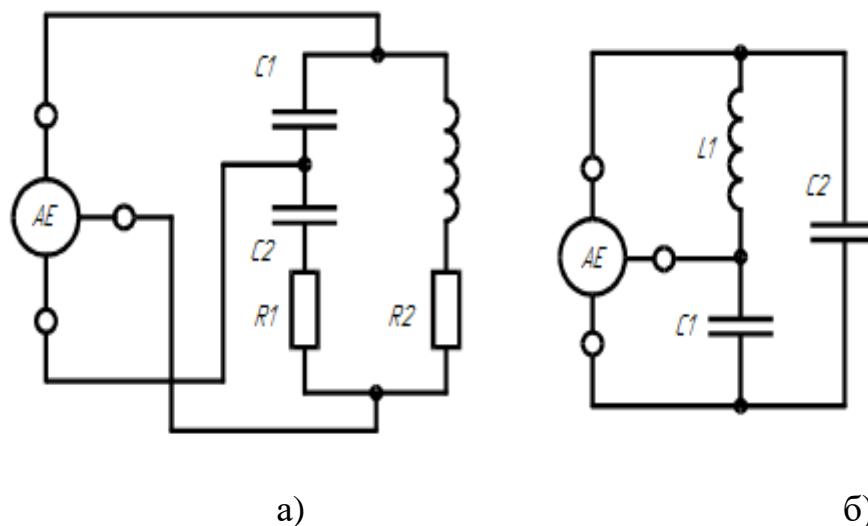


Рисунок 1.15 – Схема автогенератора із зворотним зв'язком (а) і її більш компактне зображення (б)

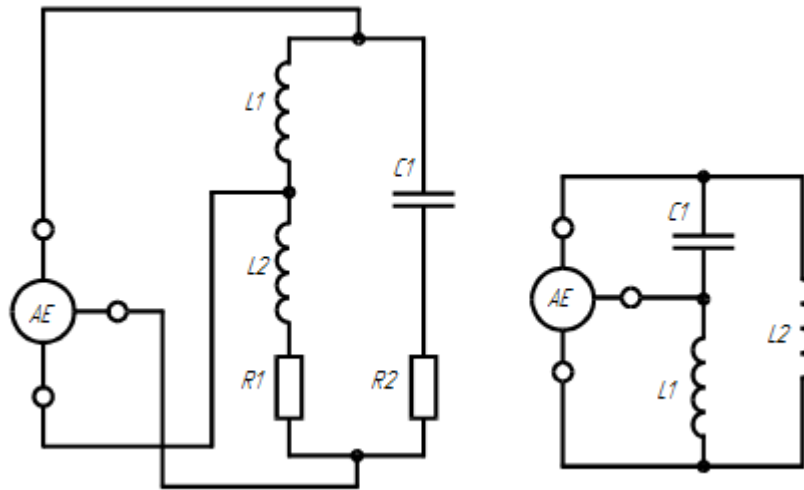


Рисунок 1.16 – Схема автогенератора з індуктивним зворотним зв'язком (а) і її більш компактне зображення б)

Використовуємо методику, викладену в 1.3 – 1.6, для аналізу транзисторних автогенераторів. Введемо наступні параметри: усереднену по першій гармоніці перехідну крутизну АЕ

$$S_1 = I_{a1} / U_{y1}, \quad (1.10)$$

де  $I_{a1}$ ,  $U_{y1}$  – комплексні амплітуди першої гармоніки вихідного струму і напруги, що управляє активним елементом.

Коефіцієнт зворотного зв'язку

$$K_{oc} = U_{y1} / U_{a1}, \quad (1.11)$$

де  $U_{a1}$  – комплексна амплітуда першої гармоніки вихідного напруги Е. Якщо для простоти знехтувати шунтувальним впливом АЕ на коливальний контур, то, як бачимо з Рисунка 1.16, б,  $U_{y1} = I_{конт1} / (jC_1)$ ,  $U_{к1} = I_{конт1} / (jC_2)$ , де  $I_{конт1}$  – комплексна амплітуда першої гармоніки контурного струму. Підставивши  $U_{y1}$  і  $U_{к1}$  в (1.11) отримаємо  $K_{oc} = - K_{oc}$ , де

$$K_{oc} = C_2 / C_1. \quad (1.12)$$

Аналогічно, для схеми з рисунка 1.16

$$K_{oc} = U_{y1} / U_{a1}, \quad (1.13)$$

Як бачимо, при зробленому допущенні  $K_{oc}$  не залежить від параметрів активного елемента. Підставивши у вираз  $Y_a = I_{a1} / U_{a1}$  амплітуду струму  $I_{a1}$  з (1.10) і амплітуду напруги  $U_{a1}$  з (1.11), отримаємо

$$Y_{a1} = S_1 K_{oc}. \quad (1.14)$$

### 1.10.1 Умови існування стаціонарного режиму коливань

Враховуючи (1.14), умова існування стаціонарного режиму коливань (1.2) виглядає

$$S_1 K_{oc} Z_k = -1 \quad (1.15)$$

де  $Z_k = 1 / Y_k$  – опір коливального контуру в точках підключення вихідних електродів АЕ. Співмножники в (1.25) можуть бути представлені в показовій формі:  $S_1 = S_1 e^{j\phi_s}$ ,  $K_{oc} = K_{oc} e^{j\phi_{oc}}$ ,  $Z_k = Z_k e^{j\phi_k}$ . В цьому випадку (2.5) еквівалентно:

$$S_1 K_{oc} Z_k = 1, \quad (1.16)$$

$$\phi_s + \phi_{oc} + \phi_k = \pi (2m - 1), \quad m = 1, 2, 3 \quad (1.17)$$

Рівняння (1.16) зазвичай називають балансом амплітуд, а (1.17) – балансом фаз. Для збільшення стабільності частоти було рекомендовано застосовувати такі режими роботи Е, при яких уявна частина вихідний провідності  $Y_{a1}$  дорівнює нулю. При цьому генерація відбувається на резонансній частоті резонатора, коли  $\phi_k = 0$ , і (1.17) спрощується:  $\phi_s + \phi_{oc} = \pi (2m - 1)$ . Найбільш просто цей баланс фаз досягається в тому випадку, коли  $i_k(t)$  і  $u_y(t)$  синфазних, тобто  $\phi_s = 0$  (це можна здійснити, застосовуючи ланцюг корекції), а  $u_y(t)$  і  $u_a(t)$  протівофазні ( $\phi_{oc} = \pi$ ). Тоді  $u_a = G_a$ ,  $V_a = 0$ , де

$$G_a = -S_1 K_{oc} \quad (1.18)$$



### 1.10.2 Умови самозбудження

Представимо умови самозбудження (1.3) і (1.4) в формі, зручній для аналізу транзисторних автогенераторів. Оскільки  $G_0 = G_a$  при малих амплітудах, тобто

$$|G_0| = K_{oc} \lim_{U_{y1} \rightarrow 0} \frac{I_{к1}}{U_{y1}} = K_{oc} \frac{di_{к}}{du_y},$$

$$|G_0| = SK_{oc}, \quad (1.19)$$

де  $G_a = -S_1 K_{oc}$  крутизна перехідною характеристики  $E$ .

Оскільки  $S > 0$ , то умова (1.3) виконується при правильному виборі фази коефіцієнта зворотного зв'язку, тобто  $\varphi_{oc} = \pi$  (позитивний зворотний зв'язок). Умова (1.4) приймає вигляд

$$SK_{oc} > G_{к} \quad (1.20)$$

Для надійного збудження коливань потрібно, щоб нерівність (1.20) забезпечувалося з запасом:

$$SK_{oc} = (3 \dots 5) G_{к}. \quad (1.21)$$

### 1.11 Особливості побудови КГ

У діапазоні високих, так само як в діапазоні середніх частот, широко застосовуються КГ зібрані по схемі ємнісної трьохточки. Ця схема, так само як і в діапазоні середніх частот, дозволяє створювати прості, економічні, малогабаритні КГ в діапазоні 30–150 МГц. Резонатори цього діапазону, як правило, збуджуються на частотах вищих порядків коливань: третьому, п'ятому і т. д. [4].

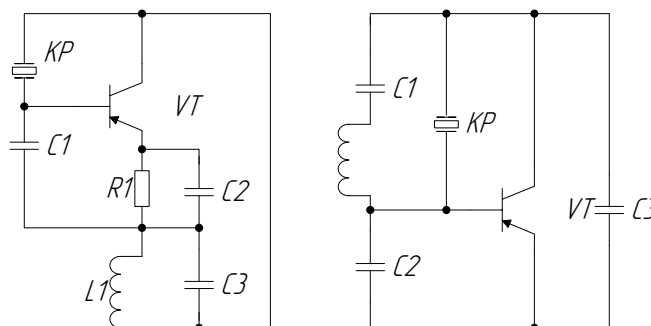


Рисунок 1.17 – Еквівалентна ємнісна трьохточкова схема КГ (а) – з контуром в колі емітера, б) – з контуром, паралельним КР)

Забезпечити селекцію на частоті можна, включивши в схему генератора замість одного з конденсаторів зв'язку контур, що має для частот нижчих порядків коливачь індуктивну реакцію, а для частоти порядку коливачь, на якому необхідно забезпечити порушення, – ємнісну.

Еквівалентна ємнісна трьохточкова схема КГ з контуром в ланцюзі емітера приведена на рисунку 1.17, а.

Для стійкої роботи в широкому інтервалі температур частота настройки контуру зазвичай вибирається з умови  $f_{рез} \leq f_r$  (0,6–0,8). При більш високій частоті настройки контуру зростають зміни частоти й напруги генератора через зміни L1 і C3.

Щоб забезпечити на частоті коливачь, найближчого до робочої частоті і розташованого нижче робочого, індуктивну реакцію контуру, необхідно, щоб резонансна частота контуру задовольняла умові:

$$f_{рез} = \sqrt{f_z \times f_{n-2}} \quad (1.22)$$

де  $f_{n-2}$  – частота порядку коливачь, найближчого до робочої.

Цими умовами забезпечуються ємнісна реакція контуру на частоті генератора  $f_r$  і індуктивна реакція на частотах більш низького порядку. Елементи контра вибирають із співвідношень:

$$C_1 = \frac{C_{e.k}}{1 - (f_{рез} / f_z)} \quad (1.23)$$

$$L_1 = \frac{1}{C(2\pi f_z)^2 (f_{рез} / f_z)^2} \quad (1.24)$$

де  $C_{e.k}$  – ємність зворотного зв'язку, що включається між емітером і колектором транзистора T1, визначена при розрахунку схеми генератора.

Забезпечити роботу резонатора на пприбному порядку коливачь можна і за допомогою включеного послідовного контуру (або декількох контурів), налаштованого на частоту коливачь нижчого порядку. Варіант такої схеми генератора наведено на рисунок 1.17, б.

Контур L1C1 налаштований на частоту коливачь першого порядку і являє собою для неї невеликий активний опір. Таким чином, фазові співвідношення для коливачь першого порядку не виконуються і в генераторі відсутня можливість порушення на цій частоті.

Для коливачь третього порядку контур L1C1 являє собою еквівалентну індуктивність. Селекція частоти по амплітуді основана на створенні умови. Це

може бути при створенні частотно-залежною зворотного зв'язку або зміною величини втрат, що вносяться в ланцюг резонатора на різних частотах. Більш широко використовується другий спосіб. Прикладом реалізації способу внесення різних за величиною втрат на різних частотах може служити еквівалентна схема КГ, наведена на рисунку 1.17 Паралельно резонатора  $Pe1$  включається резистор  $R1$ . Відбудова частоти генератора від частоти послідовного резонансу буде різною для коливань різних порядків, тобто еквівалентний опір резонатора буде різним для різних порядків коливань. Опір резистора  $R1$  вибирається з умови забезпечення максимальних втрат, що вносяться в ланцюг резонатора на коливанні  $n - 2$ -порядку ( $n$  – номер коливання, на якому необхідно збудження резонатора). Так, при роботі резонатора на коливаннях третього порядку  $R1$  повинен забезпечити внесення максимальних втрат в ланцюг резонатора на частоті першого порядку коливань.

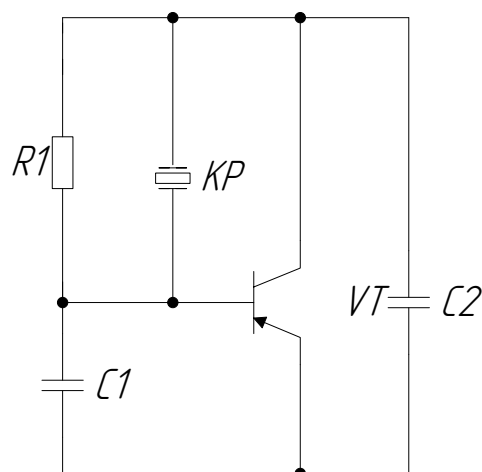


Рисунок 1.18 – КГ з амплітудною селекцією гармонік

Для визначення опору скористаємося співвідношенням

$$R_1 = (1 - 3) (C_1 + C_2) / 2\pi f_{n-2} C_1 C_2. \quad (1.25)$$

Включення  $K1$  широко застосовується при інтегральному виконанні КГ і роботі резонаторів на коливаннях аж до 17-го порядку [2]. При розробці високочастотних КГ необхідно вживати заходів щодо усунення шунтуючого впливу на резонатор ємності [4].

Таблиця 1.1 – Орієнтовані дані щодо параметрів елементів ємностей три точкової системи в діапазоні ВЧ

Діапазон частот, МГц	Зріз п'єзоелемента	$m_0, 10^{-6}$	$R_k, \text{Ом}$	$C_0^*, \text{пФ}$	$C_{б.е}, \text{пФ}$	$C_{е.к}, \text{пФ}$	$\Delta f^*/f, 10^{-9}$	$L, \text{мкГн}$
20...90 (третій)	АТ(В)	0,5	50–10	1,65	90–200	46–100	13	0,1–0,4
	АТ(Г)	0,5	80–20	1,85	70–146	36–75	19	0,13–0,56
	БТ(В)	0,175	100–20	1,25	64–146	32–73	5	0,15–0,56
	БТ(Г)	0,175	160–40	1,5	50–100	25–50	7	0,18–0,8
	ІТ(В)	0,155	120–25	2,5	60–130	30–65	10	0,15–0,63
50...150 (п'ятий)	АТ(В)	0,175	70–20	1,4	40–76	20–40	9	0,08–0,38
	АТ(Г)	0,175	140–35	1,2	30–60	14–30	11	0,12–0,35
120...200 (сьомий)	АТ(В)	0,085	110–30	2,1	20–40	10–20	13	0,1–0,13
	АТ(Г)	0,085	180–50	2,25	15–30	8–16	18	0,12–0,16

1. В дужках вказаний порядок коливань частоти.  
2. В– вакуумний корпус, Г– герметизовані  
3. \* – усередненні значення

$C_0$ , як правило, на частотах вище 100 МГц. Застосовуються способи нейтралізації і компенсації статичної ємності, причому найбільш широко – спосіб компенсації як простий і ефективний.

Компенсація  $C_0$  здійснюється підключенням паралельно резонатору котушки з певною індуктивністю, значення якої вибирається з умови рівності реактивних опорів  $C_0$  і котушки (за абсолютним значенням) на частоті генерації.

Слід зазначити, що при здійсненні селекції частоти включенням послідовного контуру паралельно резонатора (див. рисунок 1.18 ,б) елементи контуру  $L_1C_1$  повинні вибиратися так, щоб на частоті генератора еквівалентний реактивний опір контуру дорівнював реактивному опору  $C_0$ .

Для того щоб резонансна частота контуру дорівнювала частоті основного коливання резонатора, а для коливань третього порядку цей контур мав би еквівалентний реактивний опір, рівний  $X_c$ , необхідно  $L_1 = 9/8\omega_3^2 C_0$ ,  $C_1 = 1/\omega_1^2 L_1$ . У таблиці 1.1 наведено орієнтовні значення параметрів для КГ, побудованого за ємнісною триточковою схемою. Розрахунок проведено при крутизні характеристики транзистора  $S = 50 \text{ мА / В}$ , коефіцієнті запасу збудження  $K_e = 2$ , коефіцієнті зворотного зв'язку  $K_0 = 0,5$  і середні значення  $m$ ,  $R_k$  і  $C_0$ .

Так само як і в діапазоні середніх частот, високочастотні КГ виконуються і по схемі з резонатором в колі зворотного зв'язку. В них застосовуються

компенсація  $C0$  і селекція пприбної частоти резонатора. Як елементна активної частини високочастотних КГ використовуються транзистори, мікросхеми по частотним властивостям задовольняють умові  $f_s > f_r$ , що дозволяють приймати стійку роботу КГ.

Зменшення ємнісного відношення  $m$  резонаторів пропорційно квадрату номера порядку коливань призводить до аналогічного зменшення меж перебудови частоти резонатора в генераторі. Тому, якщо до КГ ставиться вимога установки номінальної частоти, її корекції в процесі експлуатації, то в таких генераторах краще використовувати резонатори з коливаннями третього порядку [4].

### 1.12 Типи КГ з фіксованими частотами

Розглянуті варіанти схем КГ дозволяють створити малогабаритні стабільні генератори, що працюють у всьому діапазоні високих частот, забезпечуючи параметри, що задовольняють вимогам різноманітної апаратури; КГ (рисунку 1.19) виконаний на транзисторі Т1. Каскад на транзисторі Т2 буферний, що зменшує реакцію навантаження на частоту генератора. Генератор стійко працює при використанні резонаторів, що працюють з коливаннями третього і п'ятого порядків на частотах до 150 МГц. Селекція частоти здійснюється за допомогою контуру  $L2C5$ . Елементи конура  $L2$  і  $C5$  розраховуються, виходячи з необхідності забезпечення індуктивні реакції для коливань нижчого порядку. Наприклад, при роботі на частоті  $f_r = 90$  МГц і використанні резонаторів з коливаннями третього порядку резонансна частота контура повинна бути:  $f_{рез} \geq \sqrt{f_2 * f_{n-2}} \geq \sqrt{90 * 30} \geq 52 \text{ МГц}$ .

При роботі на частоті 150 МГц і використанні резонаторів з коливаннями п'ятого порядку резонансна частота контура повинна задовольняти умовам  $f_{рез} \geq \sqrt{f_2 * f_{n-2}} \geq \sqrt{150 * 90} \geq 117 \text{ МГц}$ ., тобто резонансна частота контура повинна виходити з співвідношення

$$f_{рез} \geq f_2(0,6...0,8) = 150(0,6...0,8) = 90...120 \text{ МГц}.$$

Як вже було сказано, крім ємнісної триточкової схеми в діапазоні високих частот застосовуються і схеми з кварцовим резонатором в колі зворотного зв'язку. Такі схеми дозволяють забезпечити ту ж потужність в навантаженні при меншій потужності, що розсіюється на резонаторі, в порівнянні з ємнісними, трьохточковими схемами. Однак КГ, зібрані за схемою

з резонатором в колі зворотного зв'язку, мають гіршу стабільність частоти, що необхідно враховувати при виборі його схеми.

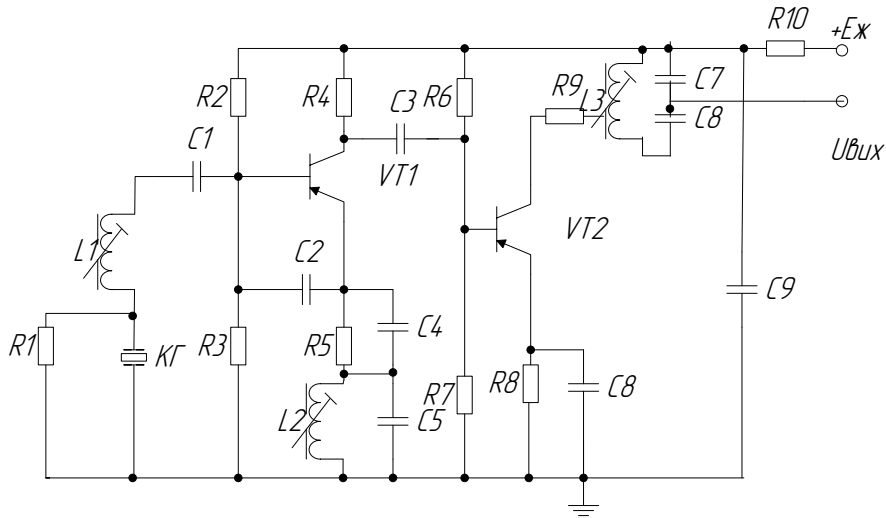


Рисунок 1.19 – Схема КГ з фазовою селекцією потрібної гармоніки МГц.

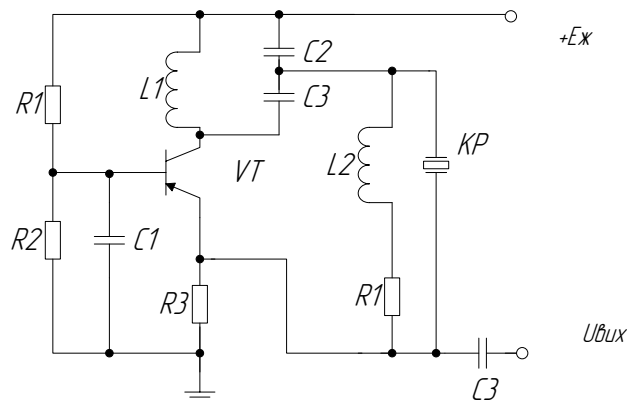


Рисунок 1.20 – Схема КГ з кварцовим резонатором в колі ЗЗ

На рисунку 1.20 наведена схема КГ з резонатором в колі зворотного зв'язку, параметри елементів наведені для частоти приблизно 100 МГц. Котушка індуктивності  $L_n$  включена для компенсації статичної ємності резонатора; Генератор стійко працює на частотах до 25Q–300 МГц.

### 1.13 Типи КГ з керованими частотами і частотно–модульовані КГ

#### 1.13.1 Основні співвідношення

Термін керовані генератори має на увазі управління його частотою. Управління частотою здійснюється в переважній більшості КГ: це установка номінального значення частоти генератора в процесі виготовлення та

регулювання; корекція зміни частоти через старіння, а також після впливу механічних та кліматичних дестабілізуючих чинників; підстроювання частоти в колі ФАП; перебудова частоти при використанні одного резонатора для стабілізації декількох частот; безпосередня частотна модуляція і частотна маніпуляція; компенсація температурної нестабільності частоти. Зазвичай необхідно змінювати реактивний опір, включений послідовно з резонатором.

Як відомо з [5], відносна зміна частоти КГ при зміні реактивного опору, включеного послідовно з резонатором,

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} m \frac{x_y \left\{ (1-e_0)^2 + \frac{e_0}{x_n} \left[ 2 - e_0 \left( 2 - \frac{1}{x_n} \right) \right] \right\}}{1 - x_y \left\{ (1-e_0) - \frac{1}{x_n} \left[ 1 - e_0 \left( 2 - \frac{1}{x_n} \right) \right] \right\}}, \quad (1.26)$$

де  $x_y = \frac{\Delta X_y}{|X_{C_0}|}$  – приведений до модуля опору статичної ємності резонатора зміна реактивного опору, включеного послідовно з резонатором;  $x_n = \frac{X_n}{|C_0|}$  – приведений до модуля опору статичному ємності резонатора реактивний опір, паралельний резонатору.

Для перебудови частоти в заданих межах в генераторі має бути реактивний опір  $X_n$  (наведене значення ХН), зміна якого на  $x_y$  забезпечувало б зміну частоти на  $\Delta f/f$ . Але включення реактивного опору послідовно з резонатором призведе до підлаштування частоти генератора щодо частоти послідовного резонансу резонатора. Відносна зміна відбудови частоти генератора щодо частоти послідовного резонансу резонатора можна визначити також з (1.26), підставивши замість  $x_y$  значення  $x_n$  резонатора.

При розробці керованих по частоті КГ необхідно правильно вибрати частоту генератора, резонатора, елементи управління частотою, щоб найбільш простими схемними рішеннями забезпечити необхідні межі перебудови при високої стабільності частоти.

Найбільш широке застосування керовані по частоті КГ генератори приймали в діапазоні 5–30 МГц. Це обумовлено рядом обставин. Вище вже говорилося, що для забезпечення необхідних меж перебудови послідовно з резонатором повинно бути включено певне реактивний опір, припустимо Варикап. Одночасно з ним для забезпечення роботи поблизу частоти послідовного резонансу резонатора необхідно включити додаткове реактивний опір того ж значення, але протилежне за знаком. Таким чином, в КГ повинні включатися варикап і котушка індуктивності.

У той же час видно, що відносна зміна частоти при заданому  $i$  буде тим більше, чим більше  $\text{хрн}$ , тобто чим менше початкова ємність варикапа. Це призводить до того, що на низьких частотах послідовно з варикапом доводиться включати котушку з великою індуктивністю, що створює певні конструктивні труднощі.

Те ж саме відбувається і при управлінні частотою КГ за допомогою зміни ємності чи індуктивності. При роботі ж з відбудовою від частоти послідовного резонансу збільшується вплив елементів генератора, паралельних резонатора, на його частоту при позитивних значеннях  $e_0$ , зменшується крутизна характеристики управління, а при негативних  $e_0$  збільшується до того ж можливість паразитного збудження генератора.

При виборі резонатора для керованого по частоті генератора необхідно особливу увагу звертати на значення ємності, якій прямо пропорційна відносна перебудова по частоті, на значення  $C_0$ , також визначає межі перебудови частоти при заданих межах зміни реактивного опору чи напруги на варикапів. Резонатори, які мають більше значення  $t$  і  $C_0$ , найбільш кращі для керованих по частоті генераторів.

У діапазоні 5–30 МГц резонатори працюють, як правило, на основній частоті, п'єзоелементи являють собою плоскі пластини,  $t$  і  $C_0$  дозволяють приймати перебудову за частотою порядку  $\pm 1000 \cdot 10^{-6}$  при високій стабільності частоти.

### 1.13.2 Генератори, керовані напругою

Зазвичай при розробці керованих напругою КГ пприібно визначити параметри елементів кола управління, що забезпечують припинання необхідної девіації частоти при заданій зміні напруги на варикапів..

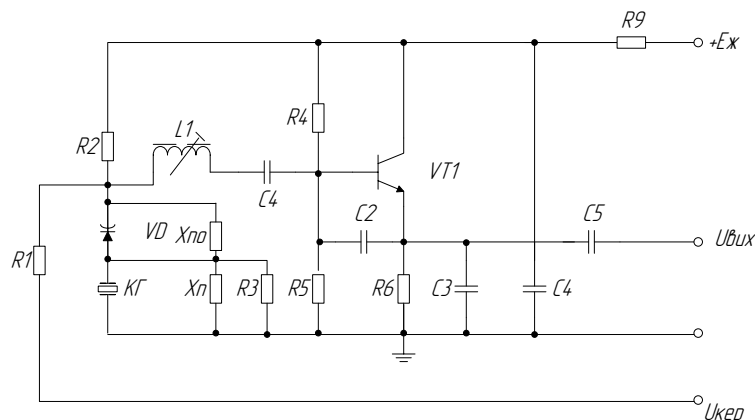


Рисунок 1.21 – Схема КГ що керується частотою, зміною напруги на варикапі



Напруга зсуву на варикапів  $E_a$  вибирається, виходячи нз заданого його зміни, напруги джерела живлення, рівня напруги високої частоти і т. д. При виборі  $E_a$  слід враховувати, що крутизна характеристики управління частотою генератора зростає при зменшенні  $Y_n$ , але при цьому зростає ТКЕ варикапа. При малому напрузі зміщення необхідно також звертати увагу на те, впливом керуючого щоб варикап не відкривався під напруги і напруги високої частоти.

При роботі поблизу частоти послідовного резонансу  $e_0 = 0$  послідовно з варикапом необхідно включати котушку індуктивності (рисунку 1.21)

$$L_1 = \frac{(C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3) C_{pH} + C_1 C_2 C_3}{\omega^2 C_{pH} C_1 C_2 C_3}, \quad (1.27)$$

ємність варикапа при обраному напрузі зміщення  $C_3$  – ємності ланцюга зворотного зв'язку генератора.

Важливим параметром КГ, керованих напругою, є лінійність характеристики управління частотою. Для генераторів, управління частотою яких здійснюється зміною напруги на варикапів, нелінійність характеристики управління обумовлена як нелінійної залежністю ємності (реактивного опору) варикапа від керуючої напруги, так і нелінійної залежністю зміни частоти генератора від зміни реактивного опору, включеного послідовно з резонатором.

Нелінійність характеристики управління оцінюється коефіцієнтом нелінійності [4].

На рисунку 1.22 наведена схема керованого напругою КГ, в якому для лінеаризації характеристики управління застосовано включення котушки індуктивності  $1L$  паралельно резонатора  $Pe1$  Управління частотою здійснюється зміною напруги зміщення на варикапах  $D1$  і  $D2$ , з'єднаних зустрічно-послідовно. При використанні резонатора АТ на частоті 15 МГц .

$c.m. = 4,2 \cdot 10^{-3}$ ,  $C_0 = 12.3n\Phi$  забезпечується перебудова по частоті порядку  $\pm 1000 \cdot 10^{-6}$  при коефіцієнті нелінійності, що не перевищує 2,5%.

Оскільки управління частотою здійснюється зміною напруги зміщення на варикапів, а ємність варикапа визначається не тільки рівнем постійної напруги й напруження високої частоти на ньому, то зміна рівня напруги високої частоти на варикапів при зміні напруги живлення генератора і навантаження призведе до небажаного зміни частоти генератора.

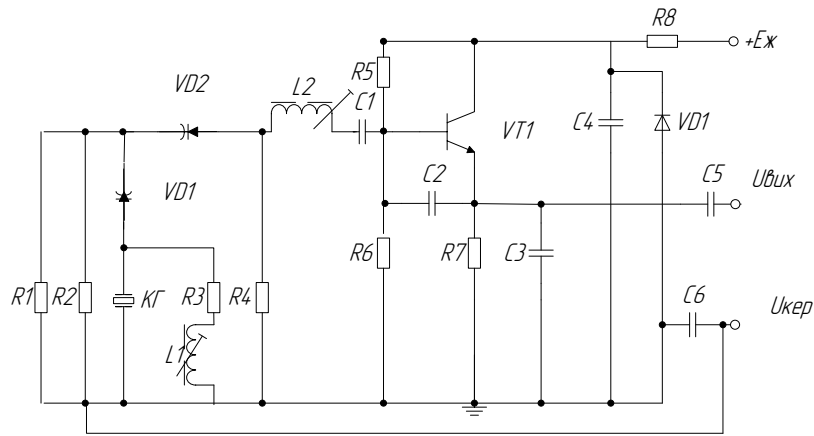


Рисунок 1.22 – Схема КГ, керованого по частоті, з лінеаризацією характеристики паралельно кварцовому резонатору

Ця зміна частоти вже буде являти собою додаткову нестабільність і приводити до помилки, якщо КГ використовується в вимірювальній апаратурі. Причому якщо напруга живлення стабілізовано, то основна зміна рівня напруги високої частоти і, як слідує, частоти генератора відбувається через зміну навантаження.

Для зменшення впливу навантаження на частоту КГ використовуються різні рішення, наприклад буферні каскади, всілякі регулювання амплітуди. Однак це призводить до збільшення габаритів н споживаної потужності, що не завжди бажано. Хороші результати по стабілізації амплітуди напруги високої частоти дає застосування в генераторі стабілізації по постійному струму.

При зміні постійної складової струму транзистора змінюється крутизна характеристики колекторного струму транзистора при падінні напруги на ньому, не перевищує кілька вольт.

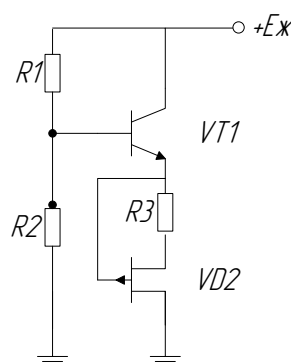


Рисунок 1.23 – Схема активної частини генератора з ГСТ

На рисунку 1.23 опір резистора  $R3$  визначає напруга затвор–витік «з<sub>і</sub>» польового транзистора Т2. У свою чергу, струм польового транзистора Т2 і транзистора Т1 генератора. Зміна струму транзистора Т2, призведе до зміни

напруги  $U_{3-n}$  на резисторі  $R_3$ , яке викличе зворотне зміна струму транзистора  $T_1$ , тим самим підтримується постійним струм транзистора.

Крім вимоги забезпечення необхідної девіації частоти при заданому керуючому напрузі і коефіцієнті нелінійності, що не перевищує певного значення, до КГ пред'являється і вимога забезпечення необхідної стабільності частоти.

Включення варикапа в КГ призводить до того, що зміна його ємності при зміні температурна також через старіння призводить до зміни частоти генератора.

Для забезпечення можливості роботи поблизу частоти послідовного резонансу резонатора, послідовно з ним включається котушка індуктивності. Зміна індуктивності при зміні температури, через старіння, при механічних впливах призводить також до зміни частоти генератора. Звести до мінімуму вплив зміни параметрів варикапів і котушок індуктивностей в інтервалі температур можна відповідним вибором температурних коефіцієнтів ємностей (ТКЄ) ланцюг зворотного зв'язку, включенням в частото задаючих ланцюг генератора додаткового конденсатора з певним температурним коефіцієнтом ємності [7 – 9].

Температурний коефіцієнт ємностей зворотного зв'язку, значення ємності і ТКЄ додаткового конденсатора визначаються виходячи з умови взаємної компенсації змін реактивних опорів варикапів, індуктивностей і ємностей в інтервалі температур.

Звести до мінімуму зміна частоти генератора в результаті старіння елементів можна, як застосовувати елементи з мінімальним зміною параметрів у часі, так і здійснюючи штучне попереднє старіння. Це досягається витримкою при підвищеній температурі протягом певного часу і впливом на них температури при її циклічному зміні (термоциклів).

Зменшені зміни частоти генератора при механічних впливах, в основному пов'язаного із зміною положенні підстрочників котушок індуктивностей, досягаються застосуванням різних способів фіксації підстрочників.

При виконанні викладених вище рекомендацій, ретельної конструктивної опрацювання КГ вдається звести до мінімуму дестабілізуючий вплив розглянутих елементів на частоту гіратора. В цьому випадку стабільність частоти КГ буде близька до стабільності частоти використовуваного резонатора. Якщо необхідна більш висока стабільність частоти, то застосовується компенсація температурної нестабільності частоти. Зміна частоти через старіння коректується введенням періодичної підстроювання частоти, зміна частоти через механічні впливи, зменшується амортизацією резонатора НЛП

генератора в цілому для зменшення зміни частоти від механічних впливів [10 – 11].

#### 1.14 Генератори з безпосередньою частотною модуляцією

Основні співвідношення. Забезпечується девіація частоти до КГ з безпосередньою частотною модуляцією і ставиться вимога мінімальних нелінійних спотворень модулюючого сигналу, які обумовлені нелінійністю характеристик варикапа я резонатора.

Коефіцієнт нелінійних спотворень з достатньою точністю визначається виразом

$$K_f \approx \frac{1}{2} u_m \left\{ \frac{\gamma-1}{2} - \gamma x_{PH} \left[ \frac{1}{x_{PH} + x_{П.В}} - \left\{ (1-e_0) - \frac{1}{x_{П.В}} \left[ 1 - e_0 \left( 2 - \frac{1}{x_{П.В}} \right) \right] \right\} \left( \frac{x_{П.В}}{x_{PH} + x_{П.В}} \right)^2 \right] \right\}.$$

При  $x_{П.В} = x_{П.В} = \infty$  и  $\gamma = 1/2$

$$K_f \approx 0,25 u_m (1/2 - x_{PH}). \quad (1.28)$$

Якщо спотворення більше допустимого значення, то необхідно приймати спеціальні заходи по їхньому зменшенню. Нелінійні спотворення детально розглянуті в [12]. Показано, що найбільш ефективним способом їхнього зменшення є включення котушки індуктивності паралельно резонатора

При інтегральному виконанні генератора даний спосіб не завжди може бути досить просто реалізований, оскільки паралельно резонатора для зменшення нелінійних спотворень повинна включатися котушка з певною індуктивністю. При інтегральному виконанні генератора для зменшення нелінійних спотворень застосовують різні способи формування модулюючої напруги, що забезпечують мінімальні перекручування при нелінійної характеристиці управління частотою генератора [5]. Але найбільш ефективним способом є все-таки включення котушки індуктивності паралельно резонатора. Мінімум нелінійних спотворень виходить в цьому випадку при використанні варикапів з  $V = 1$  [10 – 13].

Спосіб здійснення безпосередньої частотної модуляції зміною напруги на варикапів дозволяє приймати девіацію частоти порядку  $\pm 1000 - 10^{-8}$  на частотах вище 10 МГц при використанні резонаторів, що працюють на основній частоті, що мають плоскі п'єзоелементи. На більш низьких частотах, особливо інженерні 5 МГц, приймання великої девіації частоти важко, оскільки на цих частотах п'єзоелементи резонаторів АТ мають форму двоопуклої лінзи, інші резонатори дозволяють приймати велику девіацію, але мають у багато разів

гірше стабільність частоти [14-15]. Тому на низьких частотах для приймання великої девіації при високій стабільності частоти використовується виділення різницевої частоти двох високочастотних генераторів з безпосередньою частотною модуляцією (рисунок 1.24). Генератор виконаний по ємнісній триточковій схемі на транзисторі VT1. Модулююча напруга подається на варикапів VD1 і VD2. Варикапи включені в частоторозділяючий ланцюг. При використанні варикапів з  $u = 0,5$ , що визначає зміна частоти генератора при зміні напругі на варикапі (при подачі на нього напруги, що модулює з урахуванням того, що  $it < 1$ ), можна приймати наведену девіацію частот  $f_1$  і  $f_2$ .

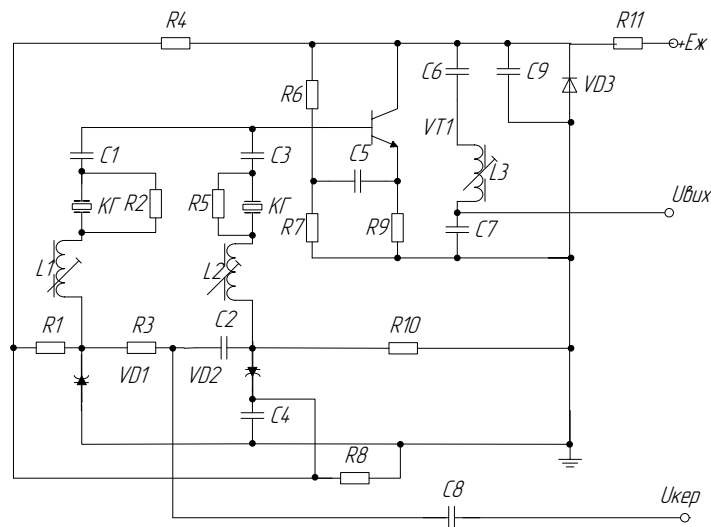


Рисунок 1.24 – Схема керування по частоті КГ

### 1.15 Дослідження способу модуляції

Передавачі з ЧМ можуть мати два способи частотної модуляції: пряму і непряму. Пряма частотна модуляція – це зміна частоти частотно-модульованого автогенератора (ЧМАГ) під дією модулюючої напруги. Недолік такого способу формування ЧМ полягає у малій стабільності автогенератора. Можна формувати ЧМ сигнал на відносно нижчій проміжній частоті, а потім переносити його на робочу частоту.

Проміжна частота не може бути надто низькою, бо коли девіація перевищує 1–2% від середньої частоти, виникає значна нелінійність модулятора [16].

Інший спосіб підвищення стабільності при прямому методі – частотна модуляція кварцового автогенератора. Чим більша девіація, тим гірша лінійність такого модулятора. Такий спосіб часто застосовується у радіостанціях низового зв'язку. Там не потрібно ні високої лінійності, ні великої девіації – достатньо 3–5 кГц при середній частоті 30–400 МГц. У

радіомовних передавачах потрібна і лінійність, і велика девіація частотна крім того – ще й стабільність (див. технічне завдання). Лінійність кварцованих частотних модуляторів підвищують штучними методами – за допомогою амплітудних коректорів або віднімання частот двох модульованих автогенераторів.

Непрямий метод формування ЧМ полягає в тому, що сигнал опорного генератора піддають фазовій модуляції. Так як наш передавач працює на частоті 89 МГц, то ми обираємо прямий метод формування ЧМ за допомогою полярної модуляції. Детальніше схожість і відмінність у формуванні комплексного стерео сигналу (КСС) в передавачах, що працюють відповідно до вітчизняного і зарубіжного стандарту буде наведена у розділі «Розрахунок частотного модулятора». Решта вузлів передавачів відрізняється не дуже сильно [17].

### Висновки до розділу

1. На підставі аналізу сучасних автогенераторних пристроїв для вимірювання фізичних величин, доведено перспективність напрямку – розробки схематехнічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференціальним опором.
2. В результаті аналізу сучасних пристроїв для вимірювання фізичних величин виявлено необхідність створення автогенераторного пристрою, що усував би виявлені недоліки і характеризувався високою точністю і чутливістю, впровадження якого у виробництво можна було б вважати доцільним. При цьому перетворювачі типу «фізична величина – частота» дозволяють вирішити проблеми узгодження аналогових перетворювачів з системами цифрової обробки даних.

## 2 АНАЛІЗ РОБОТИ ГЕНЕРАТОРА – ОСНОВНОГО ЕЛЕМЕНТА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Генератор електричних коливань є основним елементом частотних перетворювачів, тому розгляд його роботи у широкому плані дає можливість оцінити залежність параметрів перетворювачів від дії як зовнішніх, так і внутрішніх факторів. Поява у кінці 60-х років значної кількості напівпровідникових приладів із спадаючими ділянками вольт-амперних характеристик (тунельні діоди, діоди Гана, лавинно-прогонні діоди, лямбда-діоди і ряд інших приладів) дала змогу використовувати їх не тільки в якості перемикачів, порогових, підсилювальних, генераторних пристроїв, але і в якості різноманітних сенсорних пристроїв [20 – 27]. Тому ця глава присвячена аналізу роботи генератора в лінійному і нелінійному режимах, що дає змогу отримати аналітичні залежності для амплітуди коливань, чутливості амплітуди і частоти до зміни зовнішніх елементів схеми, режимів живлення, які визначають основні параметри перетворювачів і стабільність їх роботи.

### 2.1 Апроксимація вольт-амперної характеристики напівпровідникових структур з від’ємним диференціальним опором

Схема, яка реалізує вольт-амперну характеристику з від’ємним диференціальним опором, подана на рисунок 2.1. Вона складається із біполярного і польового транзистора у вигляді інтегральної схеми (рисунок 2.2). 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 [24]. В цій роботі були об’єднані рівняння паралельного коливального контуру і нелінійної вольт-амперної характеристики з від’ємним опором, що дало змогу отримати нелінійне диференціальне рівняння другого порядку. Його можна вирішити числовим методом застосовуючи найсучасніші персональні комп’ютери. Проте на практиці потрібно мати аналітичні вирази для амплітуди коливань, чутливості амплітуди і частоти до зміни зовнішніх елементів схеми, режимів живлення, тому застосовуються квазілінійні методи аналізу. В цьому випадку характеристика від’ємного опору може апроксимуватися як кусково-лінійною функцією, так і багаточленом різних порядків; розв’язок не потребує складних

математичних методів, отримується відносно легко і дає відповідь на поставлені запитання.

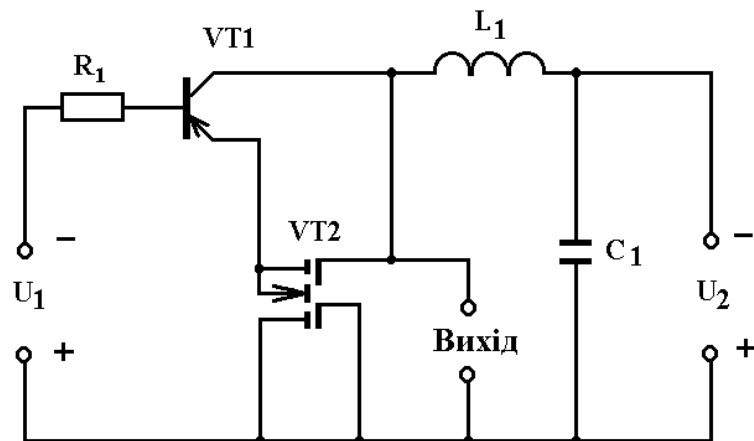


Рисунок 2.1 –Електрична схема генератора

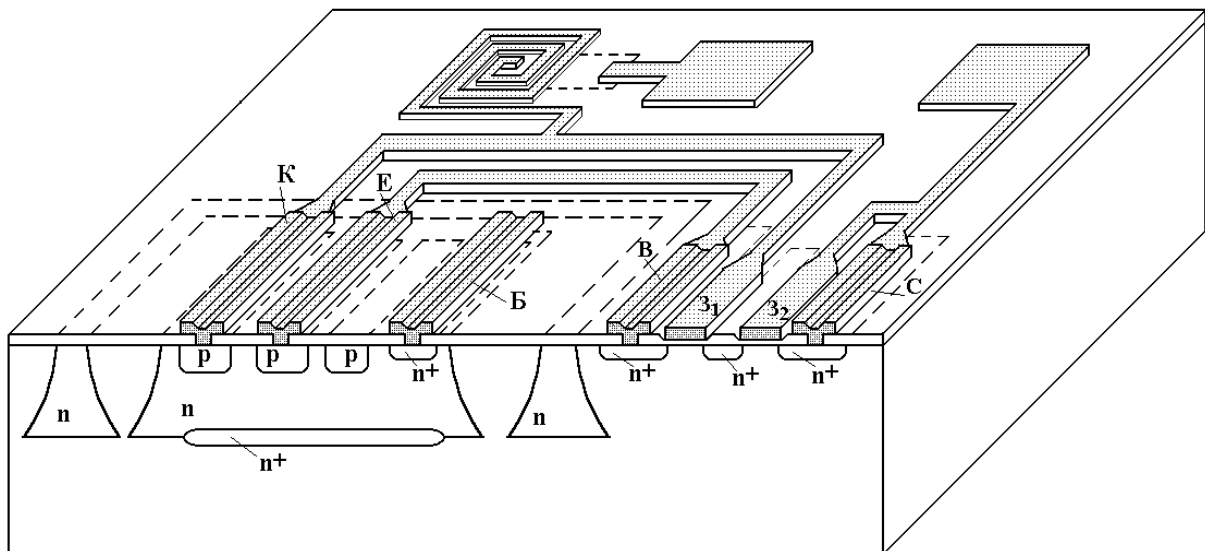


Рисунок 2.2 – Конструкція автогенератора на основі біполярного і польового транзисторів

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 статичної вольт–амперної характеристики базується на її апроксимації елементарними функціями. Найбільш доцільною є абстрактна апроксимація, яка не пов'язана з фізичними процесами в транзисторній структурі, а опирається, в першу чергу, на її екстремальні точки і математичні особливості їх околу. На рисунку 2.3,а подана статична вольт–амперна характеристика транзисторної структури (рисунок 2.1) з від'ємним опором [25].



Досить широке розповсюдження знайшла кусково–лінійна апроксимація статичної вольт–амперної характеристики напівпровідникових структур з від’ємним опором за допомогою трьох–чотирьох відрізків [26, 27]. Вона дозволяє досліджувати досить складні транзисторні схеми добре розвинутими лінійними методами. З підвищенням кількості лінійних відрізків можна покращити апроксимацію вольт–амперної характеристики, але при цьому збільшується кількість складних розрахункових операцій.

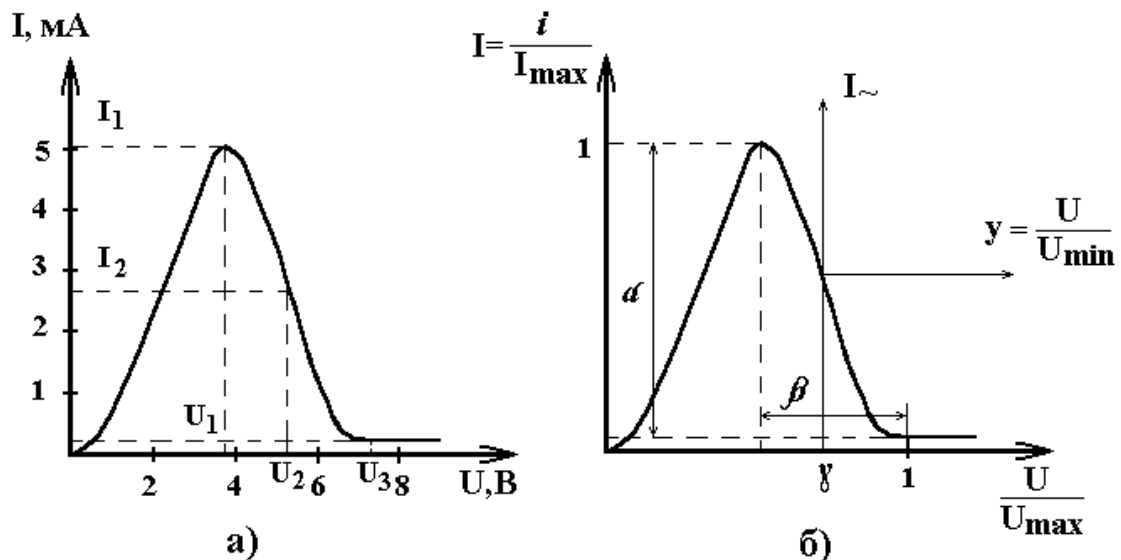


Рисунок 2.3 – Статична вольт–амперна характеристика транзисторної структури (а) і її апроксимація поліномом 6–го степеня (б)

В точці максимуму  $(U_1, I_1)$  і достатньо малому її околі аналітичний вираз статичної характеристики можна подати у вигляді поліному [28, 29]

$$I(U) = I_1 + a_1(U - U_1) + a_2(U - U_1)^2 + a_3(U - U_1)^3 + \dots \quad , \quad (2.1)$$

де  $a_1 = 0$  внаслідок необхідної умови максимуму  $\left. \frac{dI}{dU} \right|_{U=U_1} = 0$ , що викликає

неточність лінійного опису піка характеристики.

Найпростішою нелінійною апроксимацією піка є параболічна апроксимація

$$I(U) = I_1 + a_2(U - U_1)^2 \quad ,$$

яка витікає з рівняння (2.1). Гілки параболи (рисунок 2.3), які мають загальну вершину в точці  $(U_1, I_1)$  є несиметричними. Ліва гілка крутіша і описується виразом

$$I = I_1 \left[ 1 - \left( 1 - \frac{U}{U_1} \right)^2 \right],$$

який апроксимує ділянку ВАХ структури для напруг  $U \leq U_1$ . Пологіша права гілка параболи проходить через точку перетину  $(U_2, I_2)$  і описується рівнянням в діапазоні напруг  $U_1 \leq U \leq U_2$

$$I = I_1 - (I_1 - I_2) \cdot \left( \frac{U - U_1}{U_2 - U_1} \right)^2.$$

Квадратична функція не досить чітко описує пологий мінімум характеристики структури, тому використовують кусково-степеневу апроксимацію [29]

$$I = I_3 + (I_2 - I_3) \cdot \left( \frac{U_3 - U}{U_3 - U_2} \right)^n \quad \text{при} \quad U_2 \leq U \leq U_3,$$

де  $n = 2 \div 4$ .

Змінюючи коефіцієнт  $n$  в цих межах, можна досить точно описати вольт-амперну характеристику транзисторної структури. В залежності від конкретних умов застосування можна використати більш спрощений варіант апроксимації спадаючої ділянки вольт-амперної характеристики [29]

$$I = I_3 + (I_1 - I_3) \cdot \left( \frac{U_3 - U}{U_3 - U_1} \right)^n \quad \text{при} \quad U_1 \leq U \leq U_3.$$

Проте при створенні автогенераторів з майже гармонічними коливаннями необхідно оцінити ступінь відхилення їх форми від синусоїди, тобто нелінійні спотворення, які в значній мірі визначають нестабільність частоти автогенератора і, окрім того, існування в спектрі коливань вищих гармонічних складових небажаних з точки зору подальшого використання генерованого сигналу. Знання спектрального складу струму транзисторної структури дозволяє за відомими формулами [30] розрахувати зсув частоти генерованих коливань, який зв'язаний з нелінійними спотвореннями [31, 32]. Тому при розрахунках коефіцієнтів гармонік напруги необхідна більш точна апроксимація вольт-амперної характеристики транзисторної структури. Використання апроксимації парним поліномом шостої степені відносно точки

максимуму дозволяє отримати не тільки якісне, але і добре кількісне збігання теоретичних і експериментальних результатів.

При використанні рівнянь, які отримані в роботі [28], та вважаючи, що початок координат перенесений у робочу точку характеристики, апроксимуючі функції можна записати у вигляді:

$$I_{\sim}(y) = \sum_{n=1}^6 d_n y^n, \quad (2.2)$$

$$G(y) = \sum_{n=1}^6 n \cdot d_n y^{n-1}, \quad (2.3)$$

де  $I_{\sim}(y)$  – змінна складова нормованого струму транзисторної структури,

$G(y) = dI_{\sim}(y)/dU$  – диференційна провідність,

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5, \\ d_2 &= S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4, \\ d_3 &= -4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3, \\ d_4 &= S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2, \\ d_5 &= -6S_3(1-\gamma), \quad d_6 = S_3, \\ S_1 &= \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}, \\ S_2 &= \frac{2\beta^6(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}, \\ S_3 &= \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}, \quad y = U/U_{\min} \end{aligned} \right\} \cdot \quad (2.4)$$

У виразах (2.2) – (2.4) прийняті такі позначення:

$$\alpha = (I_{\max} - I_{\min})/I_{\max}, \quad \beta = (U_{\min} - U_{\max})/U_{\min}, \quad \gamma = U_0/U_{\min},$$

$U_0$  – напруга зміщення, яка відраховується від початку координат (рисунок 2.3,б). Для усередненої вольт–амперної характеристики  $\alpha = 0,9997$ ,  $\beta = 0,48611$ ,  $S_1 = 9,3651$ ,  $S_2 = -25,554$ ,  $S_3 = 16,188$ . На рисунок 2.4 подані розраховані згідно (2.4) коефіцієнти  $d_1 \div d_6$  полінома (2.2), який апроксимує таку характеристику від зміщення на спадаючій ділянці. Ці криві будуть використовуватись в подальшому для визначення коефіцієнтів, що позбавляє від необхідності кожного разу розраховувати їх згідно формул (2.4).

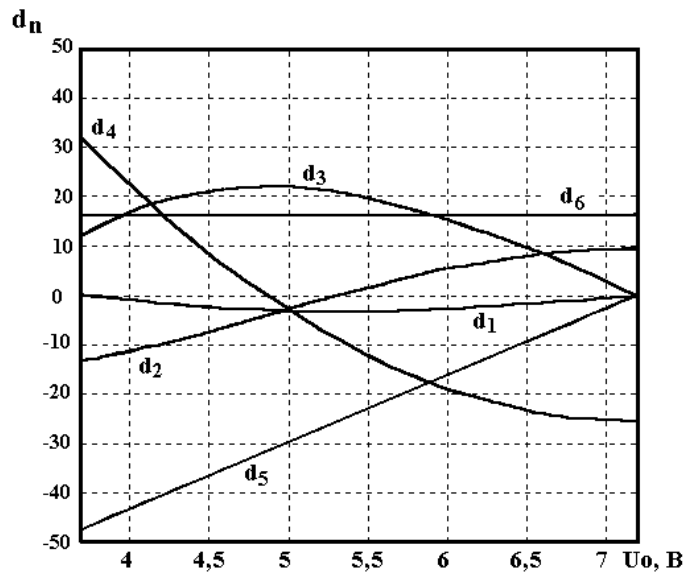


Рисунок 2.4 –Залежність коефіцієнтів апроксимації полінома від напруги зміщення на спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики

## 2.2 Квазілінійна модель генератора

Схема генератора на основі транзисторної структури з від’ємним опором по змінному струму у загальному вигляді подана на рисунку 2.5. На схемі сумарна індуктивність  $L = L_0 + L_1$  і опір  $R = r_0 + R_1$  де  $L_0$ ,  $r_0$  – індуктивність і опір зовнішнього кола,  $L_1, R_1$  – індуктивність і опір виводів транзисторної структури. Розвиток процесів в цій схемі пов’язаний із зміною струму  $i_T$  і напруги  $U$  :

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_{\text{жив}} - i_T R - U}{L}, \quad (2.5)$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{i_T - I(U)}{C(U)}. \quad (2.6)$$

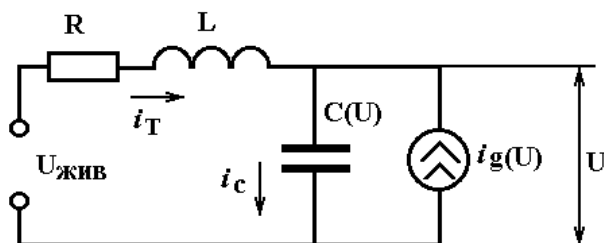


Рисунок 2.5 – Схема генератора по змінному струму

Рівняння (2.5) і (2.6) можна об'єднати шляхом ділення першого на друге, тобто

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_{жив} - i_T R - U}{i_T - I(U)} \cdot \frac{C(U)}{L} .$$

В стані рівноваги  $(U_0, i_{T0})$  струми і напруги схеми не змінюються, тому

$$\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{i_T=i_{T0}} = 0 , \quad \left. \frac{dU}{dt} \right|_{U=U_0} = 0 . \quad (2.7)$$

Використовуючи умову (2.7), з рівнянь (2.5) і (2.6) знаходимо

$$U_{жив} - i_{T0} R - U_0 = 0 , \quad (2.8)$$

$$i_{T0} - I(U_0) = 0 . \quad (2.9)$$

Стан схеми згідно (2.8) і (2.9) реалізується в точках перетину статичної вольт–амперної характеристики і лінії статичного навантаження схеми:

$$I(U_0) = (U_{жив} - U_0) / R ,$$

який є станом рівноваги досліджуваної схеми. Введемо нові змінні в рівняння (2.5) і (2.6), які мають вигляд:

$$u = U - U_0 , \quad i = i_T - i_{T0} ,$$

Нелінійну статичну вольт–амперну характеристику транзисторної структури поблизу стану рівноваги замінимо лінійною функцією

$$I(U_0 + u) = I(U_0) + u / R_g ,$$

де  $R_g$  – диференційний опір в точці рівноваги.

Нелінійну ємність транзисторної структури на електродах колектор–стік поблизу стану рівноваги вважаємо постійною величиною  $C(U_0)$ , яка не залежить від напруги. Враховуючі ці зауваження, рівняння (2.5) і (2.6) перетворюються в лінійні з постійними коефіцієнтами:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{Ri}{L} - \frac{u}{L}, \quad (2.10)$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{u}{R_g C}. \quad (2.11)$$

Для визначення характеристичного рівняння на основі (2.10) і (2.11) необхідно провести диференціювання напруги по часу у рівнянні (2.11)

$$\frac{d^2u}{dt^2} = \frac{di}{dt} \cdot \frac{1}{C} - \frac{1}{R_g C} \cdot \frac{du}{dt}. \quad (2.12)$$

Підставимо в (2.12) замість  $\frac{di}{dt}$  його значення з виразу (2.10), тобто

$$\frac{d^2u}{dt^2} = \left( -\frac{Ri}{L} - \frac{u}{L} \right) \cdot \frac{1}{C} - \frac{1}{R_g C} \cdot \frac{du}{dt}. \quad (2.13)$$

З другого боку, згідно еквівалентної схеми генератора (рисунок 2.5) можна записати

$$i = i_c + i_g, \quad (2.14)$$

де  $i_g = u/R_g$ .

При підстановці (2.14) в (2.13), отримаємо рівняння

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) + \frac{u}{LC} \left( \frac{R}{R_g} + 1 \right) = 0. \quad (2.15)$$

Виходячи з (2.15), характеристичне рівняння схеми має вигляд

$$x^2 + x \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) + \frac{1}{LC} \left( \frac{R}{R_g} + 1 \right) = 0. \quad (2.16)$$

Корені характеристичного рівняння визначаються з (2.16)

$$x_{1,2} = \frac{-\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C}\right)^2 - 4\frac{1}{LC}\left(\frac{R}{R_g} + 1\right)}}{2}. \quad (2.17)$$

Згідно теорії стійкості Ляпунова, корені характеристичного рівняння (2.17) визначають стан рівноваги системи.

Якщо  $x_1$  і  $x_2$  мають дійсні значення, то при  $x_{1,2} < 0$  будь-яке початкове відхилення в системі буде затухати по експонентному закону, а при  $x_{1,2} > 0$  – наростати. Якщо  $x_{1,2} = a + jb$  (комплексні величини), то в системі можливі синусоїдальні коливання, причому при  $a > 0$  коливання наростають, а при  $a < 0$  – затухають. Комплексні корені при позитивних значеннях  $R_g/R$  містяться в середині області

$$\frac{R}{R_g} > \frac{1}{4} \left( \sqrt{\frac{L}{RR_g C}} - \sqrt{\frac{RR_g C}{L}} \right)^2.$$

При  $R_g/R < -1$  межа комплексних коренів визначається функцією

$$\frac{R}{R_g} < -\frac{1}{4} \left( \sqrt{\left| \frac{L}{RR_g C} \right|} + \sqrt{\left| \frac{RR_g C}{L} \right|} \right)^2.$$

Розв'язок рівняння (2.15) можна записати у вигляді

$$u(t) = A \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_g} \right)} \right] t + \\ + B \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_g} \right)} \right] t + \frac{U_{жив}}{\left( 1 + \frac{R}{R_g} \right)}, \quad (2.18)$$

де  $A$  і  $B$  – коефіцієнти, які визначаються із початкових умов.

Перші дві складові рівняння (2.18) описують періодичний процес, амплітуда якого наростає по експонентному закону. Умова виникнення синусоїдальних коливань в системі описується нерівностями

$$\left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right) < 0, \quad (2.19)$$

$$\frac{1}{LC} \left( \frac{R}{R_g} + 1 \right) > 0. \quad (2.20)$$

Об'єднавши (2.19) і (2.20), отримаємо

$$\left( RC - \frac{L}{|R_g|} \right)^2 - 4LC < 0. \quad (2.21)$$

Таким чином, збудження схеми (рисунк2.4) на резонансній частоті буде мати місце при виконанні умови (2.21). Повний опір визначається рівнянням

$$Z = R + \frac{R_g}{(\omega CR_g)^2 + 1} + j \left( \omega L - \frac{\omega CR_g^2}{1 + (\omega CR_g)^2} \right).$$

При виконанні умови

$$\omega L - \frac{\omega CR_g^2}{1 + (\omega CR_g)^2} = 0 \quad (2.22)$$

в схемі наступає резонанс. З рівняння (2.22) визначимо резонансну частоту

$$\omega_p = \frac{1}{|R_g|C} \sqrt{\frac{R_g^2 C}{L} - 1}. \quad (2.23)$$

Якщо на частоті  $\omega = \omega_p$  дійсна частина повного опору буде менша або рівна нулю

$$R + \frac{R_g}{(\omega_p C R_g)^2 + 1} \leq 0,$$

то в схемі виникають синусоїдальні коливання.



### 2.3 Визначення амплітуди коливань і чутливості генератора

Амплітуда коливань генератора визначається на основі енергетичного балансу: енергія, яка поглинається коливальним контуром генератора, повинна дорівнювати енергії, яку віддає від'ємний опір. Потужність, яку віддає від'ємний опір, визначається виразом

$$P_{\text{від}} = U_p I = U_p^2 / R_{\text{втр}} , \quad (2.24)$$

де  $U_p$  – напруга, при якій компенсуються втрати енергії в коливальному контурі за рахунок від'ємного опору,

$I = U_p / R_{\text{втр}}$  – струм в паралельному електричному колі, складеному із від'ємного опору і опору втрат  $R_{\text{втр}}$ . В стаціонарному режимі при синусоїдальній напрузі  $P_{\text{від}}$  дорівнює потужності  $P_{\text{втр}}$ , яку споживає коливальний контур

$$P_{\text{втр}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U^2}{R_{\text{втр}}} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_m \sin \omega t}{R_{\text{втр}}} dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m^2}{R_{\text{втр}}} . \quad (2.25)$$

Прирівнявши (2.24) і (2.25), отримаємо

$$\frac{U_m^2}{2R_{\text{втр}}} = \frac{U_p^2}{R_{\text{втр}}} ,$$

звідки амплітуда напруги генератора

$$U_m = \sqrt{2} U_p .$$

Якщо робоча точка переміщується по спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики, то напрузі  $U_1$  відповідає від'ємний опір  $R_{g1}$ , а напрузі  $U_2 - R_{g2}$ , що дозволяє написати рівняння [33]

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{g2} / R_{g1} - 1}{R_{g2} / R_{\text{втр}} - 1} . \quad (2.26)$$

Амплітудна чутливість визначається виразом (2.26) з урахуванням того, що  $U_p = U_2$ , тоді

$$S_{R_{ВТР}}^{U_m} = \frac{2R_{g2}}{R_{вmp} (R_{g2} / R_{вmp} - 1)} . \quad (2.27)$$

Аналіз виразу (2.27) показує, що амплітудна чутливість генератора збільшується при наближенні значень  $R_{g2}$  до  $R_{вmp}$ , але з другого боку це зменшує вплив вищих гармонічних складових в напрузі генератора.

При синусоїдальній формі коливань резонансну частоту генератора (2.23) можна також подати у вигляді [33]

$$\omega_p = \left[ 1 - \frac{1}{4Q^2} \left( 1 - \frac{R_{вmp}}{R_{g2}} \right)^2 \right]^{1/2} . \quad (2.28)$$

де  $Q$  – добротність коливального контуру. На основі (2.28) визначається чутливість частоти до зміни опору втрат [33]

$$S_{R_{ВТР}}^{\omega_p} = \frac{1}{4Q^2} \left( 1 - \frac{R_{вmp}}{R_{g2}} \right)^2 .$$

Частотна чутливість тим менша, чим менше відрізняються значення опорів  $R_{g2}$  і  $R_{вmp}$ . З другого боку величина від'ємного опору повинна бути такою, щоб забезпечити режим самозбудження генератора, а це означає, що малу частотну чутливість має той генератор, який працює поблизу межі стійкості.

#### 2.4 Нелінійна модель автогенератора

Розв'язання задачі нелінійного рівняння генератора будемо проводити за методом, малого параметру. В електричній схемі генератора (див. рисунок 2.1) за допомогою резистора  $R_1$  і джерел постійної напруги  $U_1$  і  $U_2$  робоча точка встановлюється 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.

Рівняння (2.15) подано у вигляді

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \cdot \frac{di(u)}{dt} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{R}{LC} i(u) + \frac{u}{LC} = 0 \quad . \quad (2.29)$$

Введемо позначення:  $\omega_0^2 = 1/LC$ ,  $\delta = \frac{R}{\omega_0 L}$  – затухання контуру,  $G(u) = \frac{di(u)}{du}$  – диференційна провідність транзисторної структури,  $C$  – 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. З врахуванням цих позначень рівняння (2.29) набуває вигляду

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega_0^2 u = -\omega_0 [\delta + \omega_0 L G(y)] \frac{du}{dt} - \omega_0^2 R i(u) \quad . \quad (2.30)$$

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 (2.30) перетворюється до вигляду

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + y = - \left[ \delta + \frac{\omega_0 L G(y)}{R'_g} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{R I_{\sim}(y)}{R'_g} \quad , \quad (2.31)$$

де  $R'_g = U_{\min} / I_{\max}$ ,  $I_{\sim}(y)$  – змінна складова нормованого струму транзисторної структури.

Підставимо в (2.31) значення апроксимуючих функцій (2.2) і (2.3), тоді

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + y = - \left[ \delta + \frac{\omega_0 L d_1}{R'_g} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{\omega_0 L d_1}{R'_g} \cdot \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 \frac{n d_n}{d_1} y^{n-1} - \frac{R a_1}{R'_g} \sum_{n=1}^6 \frac{d_n}{d_1} y^n \quad . \quad (2.32)$$

В якості малого параметра приймаємо величину  $\varepsilon = \omega_0 L d_1 / R'_g$ . Оскільки  $d_1 < 0$  і в загальному випадку затухання контуру  $\delta$  значне, то рівняння (2.32) описує

коливальний процес з малою нелінійністю, якщо  $\varepsilon$  в незначній мірі відрізняється від  $\delta$ . В цьому випадку можна записати

$$\frac{\delta + \omega_0 L d_1 / R_g'}{\omega_0 L d_1 / R_g'} = Q,$$

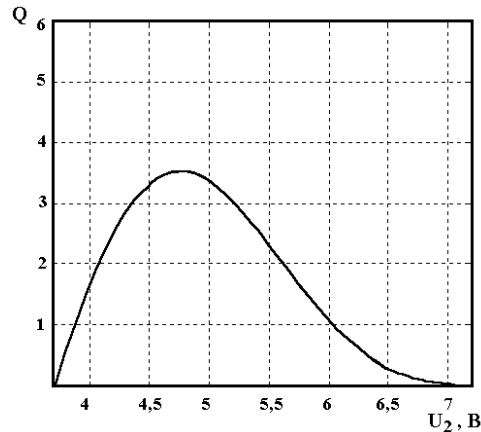


Рисунок 2.6 – Залежність  $Q$  від напруги живлення

при цьому значення  $Q$  дорівнює кільком одиницям. З другого боку, якщо

$$\frac{R a_1}{R_g'} \cdot \frac{R_g'}{\omega_0 L a_1} = \frac{R}{\omega_0 L} = \delta,$$

то складові другої суми у правій частині виразу (2.32) мають порядок малості  $\delta^2$  і ними при визначенні амплітуд гармонік в першому наближенні можна знехтувати. З врахуванням цього (2.32) можна записати у вигляді

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + y = \varepsilon \left( -Q \frac{dy}{d\tau} - \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 n C_n y^{n-1} \right) = \varepsilon f \left( y, \frac{dy}{d\tau} \right), \quad (2.33)$$

де  $C_n = d_n / d_1$ ,  $n = 2 \dots 6$ .

Ступінь наближення системи, яку описує рівняння (2.33), до лінійної залежить від величини складових у дужках правої частини, тому помилка у визначенні гармонік залежить від малості  $\varepsilon, \delta$ .

Розв'язок рівняння (2.33) в нульовому наближенні до амплітуди першої гармоніки і в першому наближенні до амплітуд вищих гармонік має вигляд [34, 35]

$$y(\tau) = V \cos \tau + \varepsilon Y_2(\tau), \quad (2.34)$$

де

$$Y_2(\tau) = \int_0^{\pi} f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) \sin(\tau - \alpha) d\alpha. \quad (2.35)$$

Для того, щоб визначити амплітуду і частоту коливань необхідно розкласти у ряд Фур'є функцію  $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$ . В даному випадку рівняння (2.33) може бути подано у вигляді

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + y = \varepsilon f_1(y) \frac{dy}{d\tau},$$

тому

$$f_0(V, x) = -f_1(V \cos \alpha)(V \sin \alpha). \quad (2.36)$$

Для знаходження розкладу (2.36) у гармонічний ряд введемо нову функцію

$$F(y) = \int_0^y f_1(y) dy, \quad (2.37)$$

тоді її розклад у гармонічний ряд приймає вигляд

$$F(V \cos \alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} F_n(V) \cos n\alpha. \quad (2.38)$$

Продиференціювавши рівняння (2.38) по  $\alpha$ , отримаємо

$$\frac{dF(V \cos \alpha)}{d\alpha} = \frac{dF(V \cos \alpha)}{d(V \cos \alpha)} \cdot \frac{d(V \cos \alpha)}{d\alpha} = -f_1(V \cos \alpha) V \sin \alpha.$$

Визначимо функцію  $F(y)$  згідно виразу (2.37)

$$\begin{aligned} F(y) &= \int_0^y f_1(y) dy = - \left[ \int_0^y Q dy + \int_0^y 2C_2 dy + \int_0^y 3C_3 y^2 dy + \int_0^y 4C_4 y^3 dy + \int_0^y 5C_5 y^4 dy + \int_0^y 6C_6 y^5 dy \right] = \\ &= - \left[ qy + C_2 y^2 + C_3 y^3 + C_4 y^4 + C_5 y^5 + C_6 y^6 \right]. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Підставимо у (2.39) замість  $\theta$  його значення  $V \cos \alpha$ , тоді

$$F(V \cos \alpha) = -\left[ QV \cos \alpha + C_2 V^2 \cos^2 \alpha + C_3 V^3 \cos^3 \alpha + \right. \\ \left. + C_4 V^4 \cos^4 \alpha + C_5 V^5 \cos^5 \alpha + C_6 V^6 \cos^6 \alpha \right]. \quad (2.40)$$

Продиференціюємо (2.40) по  $\alpha$ , що дає

$$\frac{dF(V \cos \alpha)}{d\alpha} = \left[ QV \sin \alpha + 2C_2 V^2 \cos \alpha \sin \alpha + 3C_3 V^3 \cos^2 \alpha \sin \alpha + \right. \\ \left. + 4C_4 V^4 \cos^3 \alpha \sin \alpha + 5C_5 V^5 \cos^4 \alpha \sin \alpha + 6C_6 V^6 \cos^5 \alpha \sin \alpha \right]. \quad (2.41)$$

Враховуючи (2.38) і виконуючи поскладове диференціювання ряду, можна записати

$$f_1(V \cos \alpha) V \sin \alpha = \sum_{n=0}^{\infty} n F_n(V) \sin \alpha = F_1(V) \sin \alpha + F_2(V) \sin 2\alpha + F_3(V) \sin 3\alpha + \dots \quad (2.42)$$

Порівняння коефіцієнтів при однакових гармоніках в (2.42) і (2.41) дає можливість визначити амплітуду і частоту коливань.

Зробимо поскладові необхідні тригонометричні перетворення у виразі (2.41), тобто

$$3C_3 V^3 \cos^2 \alpha \sin \alpha = 3C_3 V^3 \sin \alpha \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \right) = \frac{3}{2} C_3 V^3 \sin \alpha + \frac{2}{3} C_3 V^3 \sin \alpha \cos 2\alpha = \\ = \frac{3}{2} C_3 V^3 \sin \alpha + \frac{3}{2} C_3 V^3 \left[ \frac{1}{2} (-\sin \alpha + \sin 3\alpha) \right] = \frac{3}{2} C_3 V^3 \sin \alpha - \frac{3}{4} C_3 V^3 \sin \alpha + \\ + \frac{3}{4} C_3 V^3 \sin 3\alpha = \frac{3}{4} C_3 V^3 \sin \alpha + \frac{3}{4} C_3 V^3 \sin 3\alpha;$$

$$4C_4 V^4 \cos^3 \alpha \sin \alpha = 4C_4 V^4 \sin \alpha \left( \frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha \right) = 3C_4 V^4 \sin \alpha \cos \alpha + \\ + C_4 V^4 \sin \alpha \cos 3\alpha = \frac{3}{2} C_4 V^4 \sin 2\alpha + C_4 V^4 \left[ \frac{1}{2} (\sin(\alpha - 3\alpha) + \sin 4\alpha) \right] = \\ = \frac{3}{2} C_4 V^4 \sin 2\alpha - \frac{1}{2} C_4 V^4 \sin 2\alpha + \frac{1}{2} C_4 V^4 \sin 4\alpha = C_4 V^4 \sin 2\alpha + \frac{1}{2} C_4 V^4 \sin 4\alpha;$$

$$\begin{aligned}
5C_5V^5 \cos^4 \alpha \sin \alpha &= 5C_5V^5 \sin \alpha \left( \frac{1}{8} \cos 4\alpha + \frac{1}{2} \cos 2\alpha + \frac{3}{8} \right) = \frac{5}{8} C_5V^5 \sin \alpha \cos 4\alpha + \\
&+ \frac{5}{2} C_5V^5 \sin \alpha \cos 2\alpha + \frac{15}{8} C_5V^5 \sin \alpha = \frac{5}{8} C_5V^5 \left[ \frac{1}{2} (\sin(\alpha - 4\alpha) + \sin 5\alpha) \right] + \\
&+ \frac{5}{2} C_5V^5 \left[ \frac{1}{2} (\sin(\alpha - 2\alpha) + \sin 3\alpha) \right] + \frac{15}{8} C_5V^5 \sin \alpha = -\frac{5}{16} C_5V^5 \sin 3\alpha + \\
&+ \frac{5}{16} C_5V^5 \sin 5\alpha - \frac{5}{4} C_5V^5 \sin \alpha + \frac{5}{4} C_5V^5 \sin 3\alpha - \frac{15}{8} C_5V^5 \sin \alpha = \\
&= \frac{5}{8} C_5V^5 \sin \alpha + \frac{15}{16} C_5V^5 \sin 3\alpha + \frac{5}{16} C_5V^5 \sin 5\alpha ; \\
6C_6V^6 \cos^5 \alpha \sin \alpha &= 6C_6V^6 \sin \alpha \left\{ \cos \alpha \left( \frac{1}{8} \cos 4\alpha + \frac{1}{2} \cos 2\alpha + \frac{3}{8} \right) \right\} = \\
&= \frac{3}{8} C_6V^6 \sin 2\alpha \cos 4\alpha + \frac{3}{2} C_6V^6 \sin 2\alpha \cos 2\alpha + \frac{9}{8} C_6V^6 \sin 2\alpha = \\
&= \frac{3}{8} C_6V^6 \left[ \frac{1}{2} (\sin(2\alpha - 4\alpha) + \frac{1}{2} \sin 6\alpha) \right] + \frac{3}{4} C_6V^6 \sin 4\alpha + \frac{9}{8} C_6V^6 \sin 2\alpha = \\
&= -\frac{3}{16} C_6V^6 \sin 2\theta + \frac{3}{16} C_6V^6 \sin 6\alpha + \frac{3}{4} C_6V^6 \sin 4\alpha + \frac{9}{8} C_6V^6 \sin 2\alpha = \\
&= \frac{15}{16} C_6V^6 \sin 2\alpha + \frac{3}{4} C_6V^6 \sin 4\alpha + \frac{3}{16} C_6V^6 \sin 6\alpha ;
\end{aligned}$$

Таким чином, остаточний вигляд розкладу у ряд Фур'є функції  $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$  можна записати

$$\begin{aligned}
f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) &= \frac{V}{8} (Q + 6C_3V^2 + 5C_5V^4) \sin \alpha + \frac{V^2}{16} (16C_2 + 16C_4V^2 + \\
&+ 15C_6V^4) \sin 2\alpha + \frac{3V^3}{16} (4C_3 + 15C_5V^2) \sin 3\alpha + \frac{V^4}{4} (2C_4 + 3C_6V^2) \sin 4\alpha + \\
&+ \frac{5}{16} C_5V^5 \sin 5\alpha + \frac{3}{16} C_6V^6 \sin 6\alpha .
\end{aligned} \tag{2.43}$$

## 2.5 Визначення режимів збудження і амплітуди коливань

Амплітуда коливань визначається із рівняння  $Y(2\pi) = 0$  або згідно (2.35)

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

тобто може бути визначена, коли до нуля прирівнюється коефіцієнт при  $\sin \alpha$  в розкладі функції  $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$  у ряд Фур'є. Згідно (2.43) можна записати

$$\frac{V}{8}(Q + 6C_3V^2 + 5C_5V^4) = X(V) = 0. \quad (2.44)$$

Розв'язок рівняння (2.44) має вигляд

$$V_{01} = 0, \quad V_{02} = \sqrt{\frac{-3C_3 \pm \sqrt{9C_3^2 - 40QC_5}}{5C_5}}.$$

Для визначення режимів збудження розглянемо випадки  $QC_5 < 0$  і  $QC_5 > 0$ .

1.  $QC_5 < 0$ . Оскільки  $C_5 < 0$  на всій спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики (див. рисунок 2.3), то окрім стаціонарного стану  $V_{01} = 0$ , можливий стан з амплітудою

$$V_{02}' = \sqrt{\frac{-3C_3 - \sqrt{9C_3^2 - 40QC_5}}{5C_5}}. \quad (2.45)$$

Знак похідної  $dX(V_0)/dV$  визначає стійкість стаціонарних станів. Якщо  $dX(V_0)/dV > 0$  і  $QC_5 < 0$ , то стан  $V_{01} = 0$  є нестійким, при  $dX(V_0)/dV < 0$  і  $QC_5 < 0$  стан з амплітудою  $V_{02}'$  є стійким. З врахуванням того, що на всій спадаючій ділянці характеристики  $d_5 > 0$  і  $d_1^2 > 0$ , нерівність  $QC_5 < 0$  можна записати у вигляді

$$G_0 > \frac{\delta}{\omega_0 L} \quad \text{або} \quad R_{екв}' > \frac{1}{G_0}, \quad (2.46)$$

де  $G_0 = |d_1|/R_g'$  – провідність транзисторної структури в робочій точці.

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

2.  $Qb_5 > 0$ . В цьому випадку  $dX(V_{01})/dV < 0$  і стаціонарний стан  $V_{01} = 0$  є стійким. Якщо  $9C_3^2 < 40QC_5$ , то інших стаціонарних станів не існує. Ця нерівність записується у вигляді

$$R_{екв}' < \frac{1}{G_0 + \frac{9d_3^2}{40R_g' d_5}}. \quad (2.47)$$



Якщо  $9C_3^2 > 40QC_5$  то знак нерівності (2.47) змінюється на протилежний і в системі окрім  $V_{01} = 0$  виникають ще два стаціонарних стани з амплітудами

$$V_{02}' = \sqrt{\frac{-3C_3 - \sqrt{9C_3^2 - 40QC_5}}{5C_5}},$$

$$V_{02}'' = \sqrt{\frac{-3C_3 + \sqrt{9C_3^2 - 40QC_5}}{5C_5}},$$

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

Отже, можна сказати, що в генераторі виникає режим м'якого збудження, коли резонансний опір навантаженого контуру  $R_{екв}'$  буде задовольняти умові (2.46), з амплітудою коливань, яка визначається формулою (2.45). Якщо, транзисторна структура працює при великих напругах зміщення ( $C_3 > 0$ ) і виконується

$$\frac{1}{G_0 + \frac{9d_3}{40R_g'd_5}} < R_{екв}' < \frac{1}{G_0},$$

то в системі виникає жорсткий режим збудження. При виконанні умови (2.47) в системі не виникає коливань.

Вираз для відносного значення амплітуди коливань в нульовому наближенні з врахуванням значень коефіцієнтів  $C_3, C_5, Q$  має вигляд

$$V_0 = \sqrt{\frac{-3d_3 + \sqrt{9d_3^2 - 40Qd_5(d_1 + R_g'/R_H + R_L R_g'/\rho^2)}}{5d_5}}.$$

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

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

На рисунку 2.7 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 значення  $R_g = (U_{\min} - U_{\max}) / (I_{\max} - I_{\min})$ . 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  $U = V_0 U_{\min}$  (В) (рисунок 2.8). На рисунку 2.9. подана залежність амплітуди коливань генератора від часу.

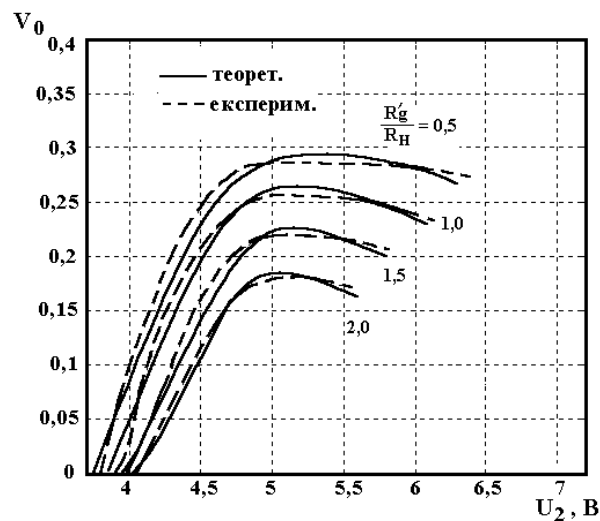


Рисунок 2.7 – Теоретичні та експериментальні залежності амплітуди коливань генератора від напруги живлення з різними навантаженнями

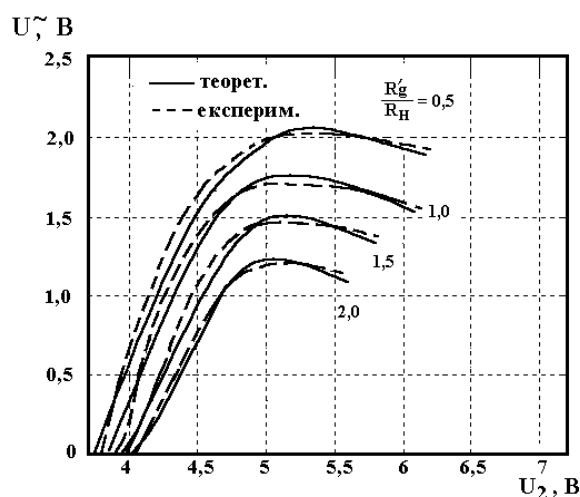


Рисунок 2.8 – Теоретичні та експериментальні залежності вихідної напруги генератора від напруги живлення

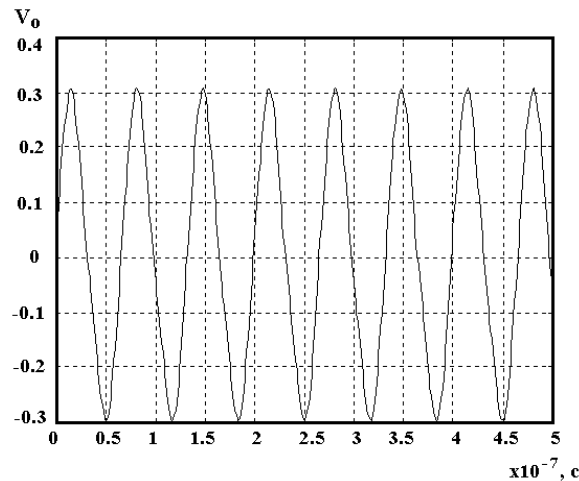


Рисунок 2.9 –Залежність амплітуди коливань генератора від часу

## 2.6 Нелінійні спотворення і нелінійне відхилення частоти автогенератора

Амплітуда вищих гармонік визначається з розкладу [36]

$$Y_2(\tau) = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{h_n(V) \sin n\tau}{1 - n^2},$$

де  $h_n(V)$  – визначається з виразу (2.43), причому відкидаються складові з одиничною частотою, тоді

$$Y_2(\tau) = -\frac{V_0^2}{48}(15V_0^4C_6 + 16V_0^2C_4 + 16C_2)\sin 2\tau - \frac{3V_0^3}{128}(5V_0^2C_5 + 4C_3)\sin 3\tau - \frac{V_0^4}{60}(3V_0^2C_6 + 2C_4)\sin 4\tau - \frac{5V_0^5C_5}{284}\sin 5\tau - \frac{3V_0^6C_6}{560}\sin 6\tau. \quad (2.48)$$

Підставимо (2.48) у (2.34) і перейдемо до реального часу, при цьому поділимо амплітуди гармонік на  $V_0$ , що дозволяє отримати вирази для коефіцієнтів гармонік

$$K_{U2} = \frac{\rho V_0^2}{48R_g'}(15V_0^4d_6 + 16V_0^2d_4 + 16d_2), \quad K_{U3} = \frac{3\rho V_0^3}{128R_g'}(5V_0^2d_5 + 4d_3),$$

$$K_{U4} = \frac{\rho V_0^4}{60R_g'}(3V_0^2d_6 + 2d_4), \quad K_{U5} = -\frac{5\rho V_0^5d_5}{284R_g'}, \quad K_{U6} = \frac{3\rho V_0^6d_6}{560R_g'}. \quad (2.49)$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень визначається формулою [76]

$$K_U = \sqrt{K_{U2}^2 + K_{U3}^2 + K_{U4}^2} .$$

Впливом гармонік вище четвертої можна знехтувати внаслідок їх малої величини. На рисунк 2.10 подана залежність коефіцієнта нелінійних спотворень від напруги живлення з різними навантаженнями.

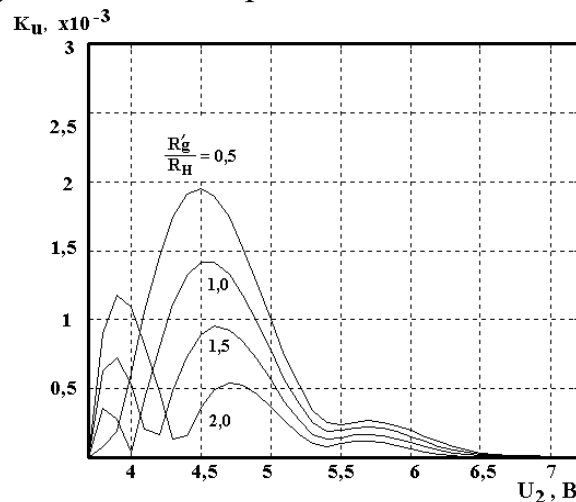


Рисунок 2.10 – Розрахункова залежність коефіцієнта нелінійних спотворень від напруги живлення

Аналіз виразів (2.49) показує, що коефіцієнти гармонік є складними функціями напруг зміщення транзисторної структури, параметрів його вольт–амперної характеристики ( $d_n R_g'$ ), параметрів контуру ( $\rho$ ) і амплітуди коливань  $V_0$ , 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 ( $\rho$  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.

Нелінійні спотворення суттєвим чином впливають на зсув робочої частоти генератора відносно частоти нульового наближення [30, 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  $\delta$  визначається виразом [36]

$$F_1 = -\frac{1}{2\pi V} \dot{Y}_2(2\pi) = -\frac{1}{2\pi V} \int_0^{2\pi} f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha) \cos \alpha d\alpha \quad . \quad (2.50)$$

Аналіз (2.50) показує, що перша поправка до частоти пропорційна коефіцієнту при  $\cos \alpha$  у розкладі функції  $f(V \cos \alpha, -V \sin \alpha)$  у ряд Фур'є. Оскільки у (2.43) відсутня складова з  $\cos \alpha$ , то це приводить до того, що перша поправка до частоти дорівнює нулю. Якщо виконується умова

$$F_1 = -\frac{1}{2\pi V} \dot{Y}_2(2\pi) = 0 \quad ,$$

то поправка до частоти другого порядку визначається формулою [36]

$$F_2 = \varepsilon^2 \frac{Y_4(2\pi)\dot{Y}_3(2\pi) - Y_3(2\pi)\dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi V Y_3(2\pi)} \quad , \quad (2.51)$$

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

$$\ddot{Y}_3 + Y_3 = \left[ \frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_1 + \left[ \frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_1 \quad , \quad (2.52)$$

$$\ddot{Y}_4 + Y_4 = \left[ \frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2 + \left[ \frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2 \quad , \quad (2.53)$$

де  $Y_1(\tau) = \cos \tau$ , а  $Y_2(\tau)$  визначається виразом (2.35).

В похідних  $\partial f / \partial y$  і  $\partial f / \partial \dot{y}$  замість  $y$  і  $\dot{y}$  підставлені відповідно  $\varphi(\alpha) = V \cos \alpha$  і  $\dot{\varphi}(\alpha) = -V \sin \alpha$ . Визначимо  $\partial f / \partial y$  і  $\partial f / \partial \dot{y}$  згідно рівняння (2.33)

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial y} &= 2VC_2 \sin \alpha + 6V^2C_3 \sin \alpha \cos \alpha + 12V^3C_4 \sin \alpha \cos^2 \alpha + 20V^4C_5 \sin \alpha \cos^3 \alpha + \\ &+ 30V^5C_6 \sin \alpha \cos^4 \alpha = 2VC_2 \sin \alpha + 3V^2C_3 \sin 2\alpha + 3V^3C_4 \sin \alpha + 3V^3C_4 \sin 3\alpha + \\ &+ \frac{15}{2}V^4C_5 \sin 2\alpha + \frac{5}{2}V^4C_5 \sin 4\alpha + 5V^4C_5 \sin 2\alpha + \frac{45}{8} \sin 3\alpha + \frac{15}{8}V^5C_6 \sin 5\alpha + \\ &+ \frac{15}{4}V^5C_6 \sin \alpha = \left( 2VC_2 + 3V^3C_4 + \frac{15}{4}V^5C_6 \right) \sin \alpha + \left( 3V^2C_3 + \frac{15}{2}V^4C_5 + 5V^4C_5 \right) * \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$* \sin 2\alpha + \left( 3V^3C_4 + \frac{45}{8} \right) \sin 3\alpha + \frac{5}{2}V^4C_5 \sin 4\alpha + \frac{15}{8}V^5C_6 \sin 5\alpha \quad ,$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial f}{\partial \dot{y}} &= -\left[ Q + 2VC_2 \cos \alpha + 3V^2C_3 \cos^2 \alpha + 4V^3C_4 \cos^3 \alpha + 5V^4C_5 \cos^4 \alpha + 6V^5C_6 \cos^5 \alpha \right] = \\
&= -\left[ Q + 2VC_2 \cos \alpha + \frac{3}{2}V^2C_3 + \frac{3}{2}V^2C_3 \cos 2\alpha + 3V^3C_4 \cos \alpha + V^3C_4 \cos 3\alpha + \right. \\
&+ \frac{5}{2}V^4C_5 \cos 2\alpha + \frac{5}{8}V^4C_5 \cos 4\alpha + \frac{15}{8}V^4C_5 + \frac{15}{8}V^5C_6 \cos 3\alpha + \frac{3}{8}V^5C_6 \cos 5\alpha + \\
&+ \left. \frac{15}{4}V^5C_6 \cos \alpha \right] = -\left( Q + \frac{15}{8}V^4C_5 + \frac{3}{2}V^2C_3 \right) - \left( 2VC_2 + 3V^3C_4 + \frac{15}{4}V^5C_6 \right) \cos \alpha - \\
&- \left( \frac{3}{2}V^2C_2 + \frac{5}{2}V^4C_5 \right) \cos 2\alpha - \left( V^3C_4 + \frac{15}{8}V^5C_6 \right) \cos 3\alpha - \frac{5}{8}V^4C_5 \cos 4\alpha - \frac{3}{8}V^5C_6 \cos 5\alpha .
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Розв'язок рівняння (2.52) має вигляд [36]

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

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

$$Y_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[ \frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] d\alpha , \quad \dot{Y}_3(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left[ \frac{\partial f}{\partial y} \right] d\alpha . \tag{2.56}$$

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  $2\pi$ . З рівнянь (2.54), (2.55) і (2.56) визначимо

$$Y_3(2\pi) = -2\pi \left( Q + \frac{3}{2}V^2C_3 + \frac{15}{8}V^4C_5 \right) , \quad \dot{Y}_3(2\pi) = 0. \tag{2.57}$$

Використання (2.57) дозволяє спростити рівняння (2.51), тобто

$$F_2 = -\varepsilon^2 \frac{\dot{Y}_4(2\pi)}{2\pi V} . \tag{2.58}$$

Значення функції  $Y_4(2\pi)$  є розв'язком рівняння (2.53), а її похідна має вигляд [76]

$$\dot{Y}_4(2\pi) = \int_0^{2\pi} \left( \left[ \frac{\partial f}{\partial y} \right] Y_2(\alpha) + \left[ \frac{\partial f}{\partial \dot{y}} \right] \dot{Y}_2(\alpha) \right) \cos \alpha d\alpha \quad (2.59)$$

Підставивши у (2.59) вирази (2.48), (2.54) і (2.55) та зробивши інтегрування отримаємо функцію  $\dot{Y}_4(2\pi)$ . Проте цей вираз описується дуже складними рівняннями і містить в собі члени з амплітудою  $V$  в 10-ому степені, тому нехтуючи складовими із степенями вище 5-ої і підставляючи отриманий результат у (2.58), визначимо нелінійне відхилення частоти [36]:

$$\Delta F = \frac{\rho^2 V_0}{(R_g')^2} \left[ \frac{1}{3} Q d_1 d_2 + \frac{V_0}{192} (27 Q d_1 d_3 - 32 d_2^2) + \right. \\ \left. + \frac{V_0^2}{20} (8 Q d_1 d_4 + 5 d_2 d_3) + \frac{V_0^3}{24} (5 Q d_1 d_3 - 8 d_2 d_4) \right] \quad (2.60)$$

Аналіз виразу (2.60) 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  $\rho$  і їх роботою з малими амплітудами коливань. Виконаємо розрахунок зсуву частоти згідно (2.60) для генератора з параметрами:  $I_{\max} = 5,02$  мА,  $\rho = 235,7$  Ом,  $R_H = 2R_g'$ ,  $U_0 = 5$  В. Згідно розрахунку  $\Delta F = 4,6224 \cdot 10^{-3}$ . Зменшення напруги зміщення, яке пересуває робочу точку в область більших спотворень, збільшує зсув частоти по абсолютній величині  $\Delta F = 1,2252 \cdot 10^{-2}$  (рисунок 2.11).

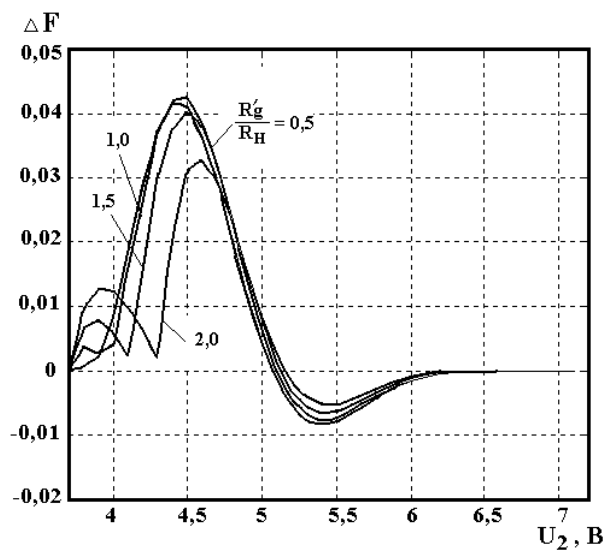


Рисунок 2.11 – Теоретична залежність зсуву частоти від напруги живлення

## 2.7 Експериментальні дослідження параметрів автогенератора

Для перевірки теоретичних виразів були виконані виміри коефіцієнтів 2-ої – 4-ої гармонік в генераторі, схема якого подана на рисунку 2.1. Генератор був виготовлений на основі біполярного транзистора типу КТ363БМ і польового КП327АІ з параметрами:  $I_{\max} = 5,02$  мА,  $R_g' = 2,1516$  кОм,  $R = 1,87$  Ом. Контур складався з індуктивності  $L = 2,5$  мкГн, ємності  $C = 45$  пФ ( $\rho = 235,7$  Ом), який був налаштований на частоту  $f_0 = 15$  МГц. Контур шунтувався опором навантаження  $R_H$  таким чином, щоб результуючий еквівалентний опір  $R_{екв1}' = 4,25$  кОм. Відносний рівень гармонік вимірювався за допомогою аналізатора спектру типу С4–27.

Експериментальні і теоретичні залежності коефіцієнтів нелінійних спотворень для 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік від напруги живлення при різних значеннях опору навантаження подано на рисунку 2.12, рисунку 2.13, рисунку 2.14. Теоретичні розрахунки проводились за формулами (2.49) з врахуванням усередненої форми вольт–амперної характеристики, що дало змогу використати коефіцієнти полінома  $d_1 \div d_6$  згідно рисунку 2.12.

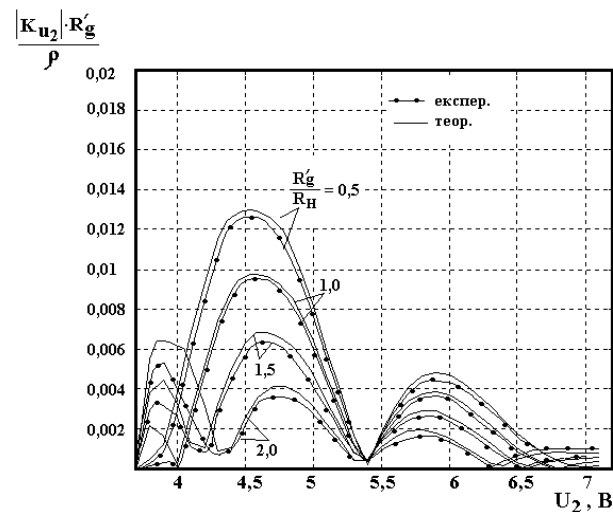


Рисунок 2.12 – Теоретичні та експериментальні залежності коефіцієнта 2-ої гармоніки від напруги живлення з різними опорами навантаженнями



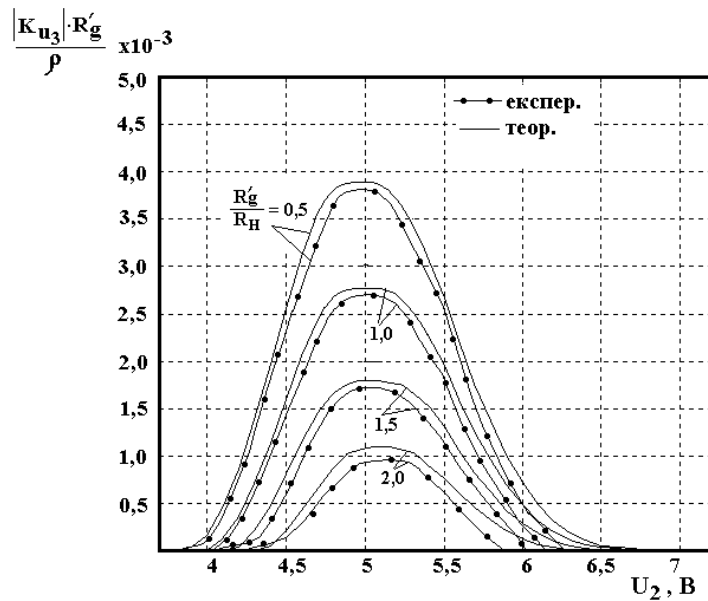


Рисунок 2.13 – Теоретичні та експериментальні залежності коефіцієнта 3-ої гармоніки від напруги живлення з різними опорами навантаження

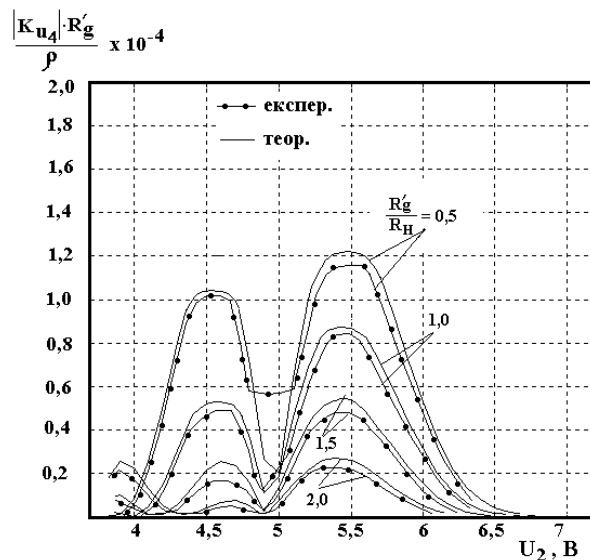


Рисунок 2.14 – Теоретичні та експериментальні залежності коефіцієнта 4-ої гармоніки від напруги живлення з різними опорами навантаження

Аналіз отриманих результатів, поданих на рисунку 2.12, рисунку 2.13 і рисунку 2.14 показує добрий збіг теоретичних і експериментальних результатів. Розбіжність теоретичних та експериментальних досліджень не перевищує  $\pm 5\%$ . Зсув експериментальних кривих відносно теоретичних зв'язаний з певною відмінністю характеристики транзисторної структури від усередненої. Точність розрахунків може бути підвищено шляхом розрахунку коефіцієнтів  $d_1 \div d_6$  згідно формул (2.4) для конкретної вольт-амперної характеристики транзисторної структури.

При проведенні експериментальних досліджень властивостей генератора необхідно визначити залежність частоти генерації як від зовнішніх впливів, так і від режимів живлення. Зміна напруги живлення, яка подається на колектор біполярного транзистора і стік польового транзистора, дозволяє керувати частотою генерації (рисунок 2.15). Таким чином частота генерації збільшується на 285 кГц при зміні напруги живлення від 3,7 В до 7,2 В при сталій величині управляючої напруги  $U_1 = 5\text{В}$ . На рисунок 2.16 подані експериментальні залежності частоти генерації при різних режимах живлення від температури навколишнього середовища. Оптимальним діапазоном робочих температур є інтервал від  $-80^\circ\text{C}$  до  $+70^\circ\text{C}$ . Експериментальні дослідження роботи генератора показали, що він стабільно працює при змінах таких факторів як температура і режими живлення. Коефіцієнт нестабільності без застосування методів стабілізації склав  $10^{-5}$  [37–41].

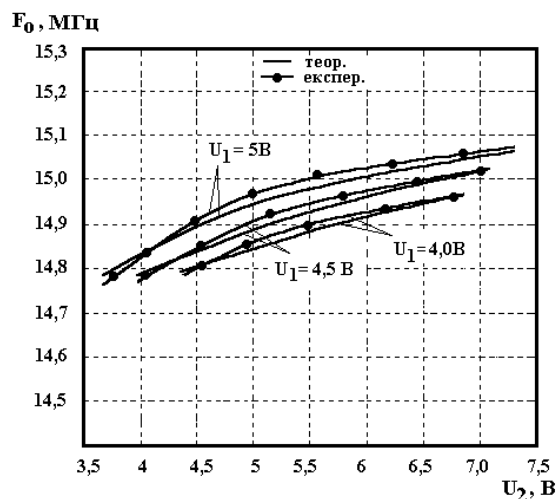


Рисунок 2.15 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення з різними напругами управління

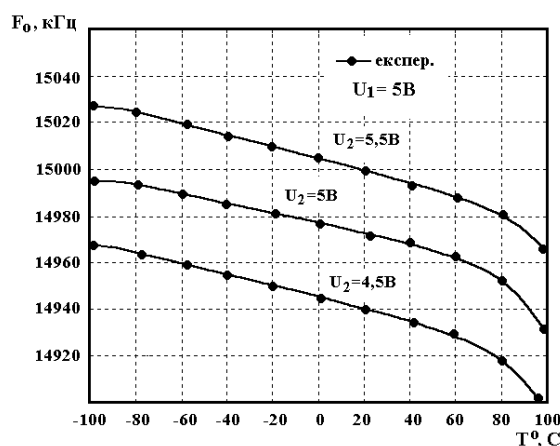


Рисунок 2.16 – Експериментальні залежності частоти генерації від температури

## Висновки до розділу

1. Проведено теоретичні та експериментальні дослідження з метою обґрунтування фізичних основ використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, для вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2. Розглянуто метод побудови автогенераторних перетворювачів на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором.

3. Розроблено та досліджено математичні моделі автогенераторних первинних перетворювачів фізичних величин, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів.

### 3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ СКЛАДОВИХ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ПРИСТРОЇВ

#### 3.1 Електричний розрахунок вихідного каскаду

Вихідні дані для розрахунку вихідного каскаду:  $P_{\text{вих}}=0,74$  Вт;  $f_p=108$  МГц;  $E_k=12$ В;  $\theta=60^\circ$ . Активний елемент BLF278.

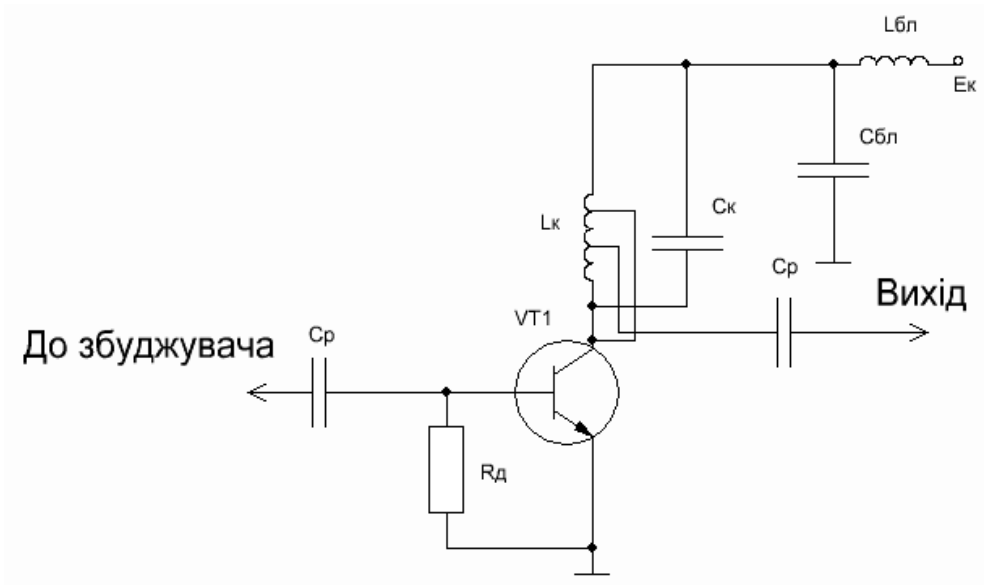


Рисунок 3.1 – Схема вихідного каскаду

На рисунку 3.1 показана схема вихідного каскаду та наведена в додатку Д. Потужність на виході помножувача, з врахуванням підсилення другої гармоніки та втрат у колах зв'язку:

$$P_{\text{вих}} = \frac{P_{\text{з.кк}}}{\eta}, \quad (3.1)$$

$$P_{\text{вих}} = \frac{0,74}{0,8} = 0,92 \text{ (Вт)}..$$

Розрахунок вихідного кола активного елемента:

Амплітуда контурної напруги:

$$U_K = E_K \cdot \left( 0,5 + 0,5 \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot r_{\text{нас}} \cdot P_1}{\alpha_1 \cdot E_k^2}} \right), \quad (3.2)$$

$$U_K = 12 \cdot \left( 0,5 + 0,5 \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 2 \cdot 0,92}{0,4 \cdot 12^2}} \right) \approx 10,9 (B).$$

Максимальна колекторна напруга:

$$E_{K_{\max}} = E_K + U_K, \quad (3.3)$$

$$E_{K_{\max}} = 12 + 10,9 = 22,9 (B).$$

Струм колектора першої гармоніки:

$$I_{K1} = \frac{2P_1}{U_K}, \quad (3.4)$$

$$I_{K1} = \frac{2 \cdot 0,92}{10,9} = 0,23 (A).$$

Амплітуда імпульсу колекторного струму:

$$I_K = \frac{I_{K1}}{\alpha_1}, \quad (3.5)$$

$$I_K = \frac{0,23}{0,4} = 0,57 (A).$$

Постійний струм колектора:

$$I_{K0} = \alpha_0 \cdot I_K, \quad (3.6)$$

$$I_{K0} = 0,28 \cdot 0,57 = 0,16 (A).$$

Споживана потужність і ККД:

$$P_0 = I_{K0} \cdot E_K, \quad (3.7)$$

$$P_0 = 0,16 \cdot 12 = 1,92 (Bm).$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0}, \quad (3.8)$$

$$\eta = \frac{0,92}{1,92} = 0,65.$$

Потужність, що розсіюється на колекторі:

$$P_K = P_0 - P_1, \quad (3.9)$$

$$P_K = 1,92 - 0,92 = 1 (Bm).$$

Еквівалентний опір навантаження:

$$R_e = \frac{U_K^2}{2 \cdot P_1}, \quad (3.10)$$

$$R_e = \frac{10,9^2}{2 \cdot 0,92} = 48 \text{ (Ом)}.$$

Розрахунок вхідного кола активного елемента.

Амплітуда струму бази:

$$\aleph = 1 + \gamma_1(\Theta) \cdot 2\pi f_T \cdot C_K \cdot R_e, \quad (3.11)$$

$$\aleph = 1 + 0,2 \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot 48 = 1,2.$$

$$I_{\sigma} = \aleph \frac{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f}{f_T}\right)^2}}{\beta_0 \cdot \gamma_1(\Theta)} \cdot I_{K1}, \quad (3.12)$$

$$I_{\sigma} = 0,23 \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(15 \cdot \frac{108}{400}\right)^2}}{15 \cdot 0,2} \cdot 1,2 = 0,13 \text{ (А)}.$$

Додатковий опір:

$$R_o = \frac{\beta_0}{2\pi f_T C_e}, \quad (3.13)$$

$$R_o = \frac{15}{2\pi 400 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ (Ом)}.$$

Максимальна зворотна напруга на емітерному переході:

$$U_{\sigma e \max} = \left| -I_{\sigma} \cdot \frac{(1 + \cos(\Theta)) \cdot R_o}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \cdot \frac{f}{f_T}\right)^2}} + E_{\text{відм}} \right|, \quad (3.14)$$

$$U_{\sigma e \max} = \left| -0,13 \cdot \frac{(1 + \cos(60^\circ)) \cdot 10}{\sqrt{1 + \left(15 \cdot \frac{108}{400}\right)^2}} + 0,7 \right| = 0,4 \text{ (В)}.$$

Постійні складові базового та емітерного струмів:

$$I_{\delta 0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0}, \quad (3.15)$$

$$I_{\delta 0} = \frac{0,16}{15} = 0,011 \text{ (A)},$$

$$I_{e0} = I_{K0} + I_{\delta 0}, \quad (3.16)$$

$$I_{e0} = 0,16 + 0,011 = 0,171 \text{ (A)}.$$

Напряга зміщення:

$$E_{\delta} = -I_{\delta} \frac{\gamma_0 (\pi - 60) \cdot R_{\delta}}{\sqrt{1 + \left( \beta_0 \cdot \frac{f}{f_T} \right)^2}} + E_{\text{сідм}} + I_{\delta} \cdot r_{\delta} + I_{e0} \cdot r_e, \quad (3.17)$$

$$E_{\delta} = -0,13 \frac{0,6 \cdot 10}{\sqrt{1 + \left( 15 \cdot \frac{108}{400} \right)^2}} + 0,7 + 0,5 \cdot 0,13 = -0,47 \text{ (B)}.$$

Вхідний опір:

$$r_{\text{exce}} = \frac{1}{S} \left[ (1 + \gamma_1(\Theta) 2\pi f_T \cdot C_K \cdot R_e) \cdot r_{\delta} + r_e + \gamma_1(\Theta) 2\pi f_T L_e \right], \quad (3.18)$$

$$r_{\text{exce}} = \frac{1}{1,2} \left[ (1 + 0,2 \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot 48) \cdot 0,5 + 0,2 \cdot 2\pi \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 0,5 \cdot 10^{-9} \right] = 0,71 \text{ (Ом)}.$$

$$R_{\text{exce}} = \frac{1}{S} \left[ r_{\delta} + (1 - \gamma_1(\Theta) \beta_0) \cdot r_e \right] - r_{\text{exce}} + R_{\delta} [1 - \gamma_1(\Theta)], \quad (3.19)$$

$$R_{\text{exce}} = \frac{1}{1,2} [0,5 + (1 - 0,2 \cdot 15) \cdot 0] - 1 + 10 \cdot 0,8 = 7 \text{ (Ом)}.$$

$$r_{\text{ex}} = r_{\text{exce}} + \frac{R_{\text{exce}}}{1 + \left( \beta_0 \cdot \frac{f}{f_T} \right)^2}, \quad (3.20)$$

$$r_{\text{ex}} = 1 + \frac{7}{1 + \left( 15 \cdot \frac{108}{400} \right)^2} \approx 4,5 \text{ (Ом)}.$$

Вхідна потужність:

$$P_{\text{вх}} = 0,5 \cdot I_{\text{б}}^2 \cdot r_{\text{вх}}, \quad (3.21)$$

$$P_{\text{вх}} = 0,5 \cdot 0,13^2 \cdot 4,5 = 0,038 \text{ (Вт)}.$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_p = P_1 / P_{\text{вх}}, \quad (3.22)$$

$$K_p = 0,92 / 0,038 \approx 33 \text{ рази}.$$

Параметри резонансного навантаження при добротності контура  $Q_K=10$  і коефіцієнті включення  $p=0,1$ :

$$L_K = R_E / (2\pi \cdot Q_K \cdot f \cdot p), \quad (3.23)$$

$$L_K = 48 / (2 \cdot 3,14 \cdot 53,75 \cdot 10^6 \cdot 0,1) = 142 \text{ (нГн)}.$$

$$C_K = Q_K \cdot p / (2\pi \cdot r \cdot R_E), \quad (3.24)$$

$$C_K = 10 \cdot 0,1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 53,75 \cdot 10^6 \cdot 48) = 62 \text{ (нФ)}.$$

### 3.2 Розрахунок генератора керованого напругою

Принципова схема ГКН представлена на рисунку 3.2., та наведена в додатку Е.

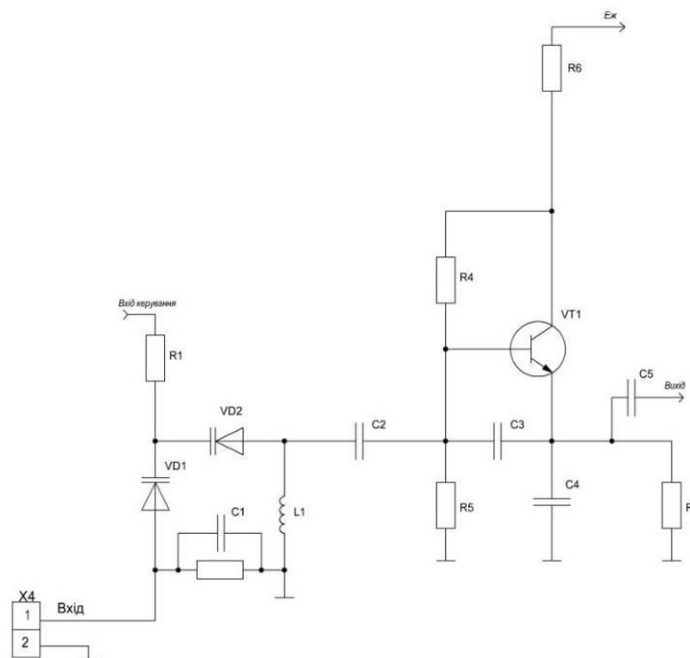


Рисунок 3.2 – Принципова схема ГКН



У якості збуджувача будемо розраховувати схему автогенератора по схемі ємнісної трьохточки з частотною модуляцією

Вихідні дані:

- робоча частота  $f_0=f_{роб}=100$  МГц;
- номінальне значення девіації частоти  $\Delta f=\Delta f_{роб}50$  кГц;
- напруга живлення  $E_k=12$  В;
- допустиме значення коефіцієнта гармонік  $K_F=0,01$ ;
- потужність на виході  $P=40$  мВт.

Вибираємо транзистор МР918R.

- частота генерації:  $f_{ген} = 88 - 108$  МГц;
- крутизна характеристики транзистора:  $S = 7$  мА/В;
- внутрішній опір транзистора:  $R = 1$  кОм;
- максимальна частота генерації транзистора:  $F_{Г max} = 600$  МГц;
- вхідна ємність транзистора:  $C_{вх} = 5$  пФ;
- вихідна ємність транзистора:  $C_{вих} = 1,5$  пФ.

Визначаємо паразитну ємність  $C_0$  і повну мінімальну ємність контура  $C_{k min}$

Виходячи з того, що  $f_{ген} = 88 - 108$  МГц – то  $C_0 = 3$  пФ.

$$C_{k min} = (1...2) \cdot \lambda_p$$

де  $\lambda_p$  – робоча довжина хвилі коливання.

$$\lambda_p = \frac{c}{f_{ген}}, \quad (3.25)$$

$$\lambda_p = \frac{3 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^6} = 3(м).$$

$$C_{k min} = (1...2)\lambda_p, \quad (3.26)$$

$$C_{k min} = 2 \cdot 3 = 6(пФ).$$

$$C_{вн} = C_0 + C_{вих}, \quad (3.27)$$

$$C_{вн} = 3 + 1,5 = 4,5(пФ).$$

– Визначається ємність контура:

$$C_k = C_{k min} - C_{вн}, \quad (3.28)$$

$$C_k = 6 - 4,5 = 1,5(пФ).$$

– Визначається індуктивність контура:

$$L_k = \frac{0,282 \cdot \lambda_p^2}{C_{k \min}}, \quad (3.29)$$

$$L_k = \frac{0,282 \cdot (10,3)^2}{20,7} = 1,4(\text{мкГн}).$$

– Визначається хвильовий опір контура:

$$\rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_{k \min}}}, \quad (3.30)$$

$$\rho_k = \sqrt{\frac{1,4 \cdot 10^{-6}}{20,7 \cdot 10^{-12}}} = 260(\text{кОм}).$$

– Знаходиться опір втрат контура:

$$Q_{\text{екв}} = Q_k \cdot (1 - \eta_k), \quad (3.31)$$

де  $Q_k = 150$  – конструктивна добротність контура.

$\eta_k = 0,6$  – ККД контура.

$$Q_{\text{екв}} = 150 \cdot (1 - 0,6) = 60,$$

$$r = \frac{\rho}{Q_{\text{екв}}}, \quad (3.32)$$

$$r = \frac{260}{60} = 4,3(\text{кОм}).$$

– Розраховується опір, внесений в контур і повний опір:

$$r_{\text{вн}} = r \cdot \eta_k \cdot (1 - \eta_k), \quad (3.33)$$

$$r_{\text{вн}} = 4,3 \cdot 0,6 \cdot (1 - 0,6) = 1,03(\text{кОм}).$$

$$r_{\text{впр}} = r + r_{\text{вн}}, \quad (3.34)$$

$$r_{\text{впр}} = 4,3 + 1,03 = 4,33(\text{кОм}).$$

– Розраховується еквівалентний резонансний опір контура:

$$R_{ep} = \frac{L_k}{r_{emp} \cdot C_{k \min}}, \quad (3.35)$$

$$R_{ep} = \frac{1,4 \cdot 10^{-6}}{4,33 \cdot 10^3 \cdot 20,7 \cdot 10^{-12}} = 15,6 (\text{Ом}).$$

– Розраховується коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$\kappa_{33} = \frac{1}{S \cdot R_{ep}}, \quad (3.36)$$

$$\kappa_{33} = \frac{1}{7 \cdot 10^{-3} \cdot 15,6} = 9,15.$$

– Визначаються елементи коливального контура:

$$L_1 = \frac{L_k}{\kappa_{33}}, \quad (3.37)$$

$$L_1 = \frac{1,4}{9,15} = 0,15 (\text{мкГн}).$$

$$L_2 = L_k - L_1, \quad (3.38)$$

$$L_2 = 1,4 - 0,15 = 1,25 (\text{мкГн}).$$

Оскільки елемент  $C_k = 14,2$  пФ, а в нас перестроювана частота, то вибираємо варикап КВ102А, в якого ємність – (14...23) пФ.

Амплітуда контурної напруги:

$$U_K = E_K \cdot \left( 0,5 + 0,5 \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot P_1}{\alpha_1 \cdot E_k^2 \cdot S_{кр}}} \right), \quad (3.39)$$

$$U_K = 12 \cdot \left( 0,5 + 0,5 \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 0,04}{0,5 \cdot 12^2 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}} \right) \approx 11,4 (В).$$

Максимальна колекторна напруга:

$$E_{K \max} = E_K + U_K, \quad (3.40)$$

$$E_{K \max} = 12 + 11,4 = 23,4 (В).$$

Струм колектора першої гармоніки:

$$I_{K1} = \frac{2P_1}{U_K}, \quad (3.41)$$

$$I_{K1} = \frac{2 \cdot 0,04}{11,8} = 7(\text{mA}).$$

Амплітуда імпульсу колекторного струму:

$$I_K = \frac{I_{K1}}{\alpha_1}, \quad (3.42)$$

$$I_K = \frac{0,007}{0,5} = 14 (\text{mA}).$$

Постійний струм колектора:

$$I_{K0} = \alpha_0 \cdot I_K, \quad (3.43)$$

$$I_{K0} = 0,32 \cdot 14 = 4,5(\text{mA}).$$

Споживана потужність і ККД:

$$P_0 = I_{K0} \cdot E_K, \quad (3.44)$$

$$P_0 = 4,5 \cdot 11,4 = 51,13(\text{mBm}).$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0}, \quad (3.45)$$

$$\eta = \frac{40}{51,13} = 0,78.$$

Потужність, що розсіюється на колекторі:

$$P_K = P_0 - P_1, \quad (3.46)$$

$$P_K = 51,13 - 40 = 11,13 (\text{mBm}).$$

Еквівалентний опір навантаження:

$$R_e = \frac{U_K}{I_{K1}}, \quad (3.47)$$

$$R_e = \frac{11,4}{0,007} = 1,63 \text{ (кОм)}.$$

Величина базового струму:

$$I_{\bar{o}} = \frac{I_K}{h_{21e}}, \quad (3.48)$$

$$I_{\bar{o}} = \frac{14}{50} = 0,28 \text{ (мА)}.$$

Постійна складова струму бази:

$$I_{\bar{o}0} = \frac{I_K}{h_{21e}}, \quad (3.49)$$

$$I_{\bar{o}0} = \frac{4,5}{50} = 0,09 \text{ (мА)}.$$

Генератор керований напругою реалізований на транзисторі КТ368Б а також на варикапі КВ102А ємність якого (14...23) пФ.

### 3.3 Розрахунок буферного каскаду

На рисунку 3.3 представлена електрична схема буферного каскаду та наведена в додатку Ж.

Вихідні дані :

- 1.1 Частота комутації 80 – 110 МГц;
- 1.2 Рівні входних сигналів 0...6 В;
- 1.3 Максимальний вхідний струм 1,6 мА;
- 1.4 Амплітуда вихідного імпульсу – не менше 5 В;
- 1.5 Вихідний струм до 16 мА;

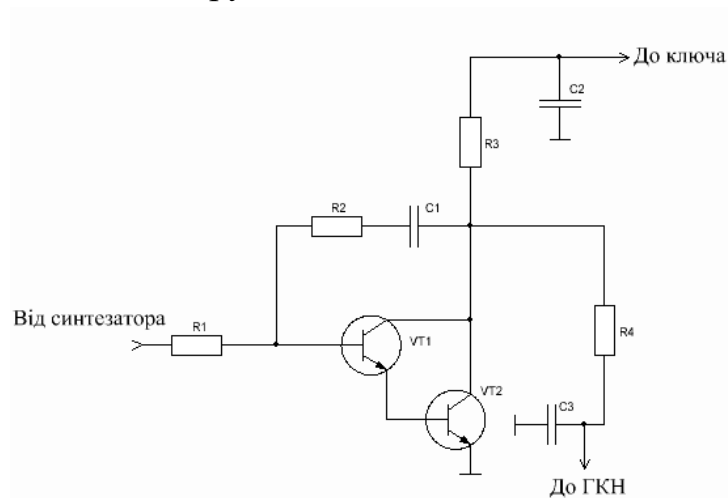


Рисунок 3.3 – Електрична схема буферного каскаду

Ключ  $\rightarrow$  по схемі складеного ключа застосовується для збільшення рівня вихідного струму  $I_n$ ;  $R_1$  – резистор обмеження рівня вхідного струму;  $R_3C_2$  – вихідний ФНЧ;  $R_2 R_4C_1C_3$  – резисторно–ємнісний подільник;  $C_1$  – роздільний конденсатор;  $R_4C_3$  – інтегрувальне коло.

### Вибір типу транзистора

1) Визначення допустимої напруги:

$$\begin{aligned} U_{\text{ке доп}} &> 1,2 E_{\text{ж}}, \\ U_{\text{ке доп}} &= 1,2 \cdot 6 = 7,2 \text{ (В)}. \end{aligned} \quad (3.50)$$

2) Визначення мінімальної тривалості часу комутації:

$$\begin{aligned} t_{\text{min}} &= \frac{1}{2f_{\text{max}}} \cdot K_{\phi}, \\ t_{\text{min}} &= \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^6} \cdot 0,3 = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ (с)}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

де,  $K_{\phi} = 0,3$  – коефіцієнт, який враховує кінцеву тривалість фронту.

3) Визначаємо граничну частоту транзистора:

$$\begin{aligned} f_{\text{гп}} &> \frac{1}{t_{\text{min}}}, \\ f_{\text{гп}} &> \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-9}} = 6,666 \cdot 10^8 \text{ (Гц)}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

4) Визначаємо коефіцієнт передачі по струму буферного каскаду модулятора радіомовного стерео передавача:

$$\begin{aligned} K_I &\geq \frac{I_n}{I_{\text{вх}}}, \\ K_I &\geq \frac{16 \text{ мА}}{0,5 \text{ мА}} = 32. \end{aligned} \quad (3.53)$$

5) Визначаємо коефіцієнт передачі  $h_{21a}$  одного із транзисторів:

$$h_{21e} > \sqrt{K_1}, \quad (3.54)$$

$$h_{21e} > \sqrt{32} = 5,656.$$

б) Максимальний струм колектора:

$$I_k > 2 \cdot I_n, \quad (3.55)$$

$$I_k > 2 \cdot 16 = 32(\text{мА}).$$

Вибираємо транзистор типу 2N5056 з такими основними параметрами:

Структура NPN;

$P_{k \text{ max}}$  –150 мВт;

$I_{k \text{ max}}$  –50 мА;

$U_{ке \text{ max}}$  –10 В;

$I_{кбо \text{ max}}$  –0.5 мкА;

$h_{21e \text{ min/max}}$  –20/60;

$f_{Гр}$  –600 МГц;

$U_{ке \text{ наст. max}}$  –0.4 В;

$I_k$  –10 мА;

Корпус КТ–26;

$T^{\circ}\text{C}$  –45...+85.

Розраховуємо статичний режим транзистора

1) Струм колектора насичення:

$$I_{кн} \geq 1,2 \cdot I_n, \quad (3.56)$$

$$I_{кн} \geq 1,2 \cdot 16 = 18(\text{мА}),$$

2) Коефіцієнт передачі на робочій частоті:

$$h_{21e}(100 \text{ МГц}) = \frac{h_{21e}}{\sqrt{1 + \left(\frac{100}{30}\right)^2}} \approx 6.$$

3) Струм бази насичення:

$$I_{бн} = \frac{I_{кн}}{h_{21e}^2(100)}, \quad (3.57)$$

$$I_{\text{бн}} = \frac{18}{6^2} = \frac{18}{36} = 0,5(\text{мА}).$$

4) Визначаємо базовий струм насичення одиниці:

$$I_{\text{б}}^1 = S_{\text{н}} \cdot I_{\text{бн}}, \quad (3.58)$$

$$I_{\text{б}}^1 = 1,5 \cdot 0,5 = 0,75(\text{мА})$$

де  $S_{\text{н}}=1,5$  – коефіцієнт насичення транзистора.

5) В схемі буферного каскаду  $R_{\text{к}}$  виступає колекторним опором. В якості  $R_{\text{к}}$  використовується резистор  $R_3$ , тому він матиме таке значення:

$$R_3 = \frac{(E_{\text{ж}} - U_{\text{кен}})}{I_{\text{кн}}}, \quad (3.59)$$

$$R_3 = \frac{(6 - 0,4)}{18 \cdot 10^{-3}} = 311(\text{Ом}).$$

6) Обмежувач струму  $R_{\text{б}}$ , в якості якого застосовано  $R_1$ , отже визначимо його номінал:

$$R_1 = \frac{(U_{\text{вих max}} - U_{\text{бен}})}{I_{\text{б}}^1}, \quad (3.60)$$

$$R_1 = \frac{(6 - 0,6)}{0,75 \cdot 10^{-3}} = 7,2 \cdot 10^3(\text{Ом}).$$

В ході обчислень було розраховано основні параметри буферного каскаду, та приведена його електрична схема. Також здійснено вибір транзистора 2N5056, який найбільше задовольняє вимогам. Буферний каскад застосовується в якості попереднього підсилювача, а також для узгодження з наступним каскадом.

### 3.4 Моделювання кінцевого каскаду на персональному комп'ютері

#### 3.4.1 Вибір моделюючої системи

Існує багато програмних пакетів, призначених для аналізу та моделювання електронних пристроїв. Серед систем схемотехнічного



моделювання аналогових і аналогово–цифрових схем слід виділити Electronics Workbench 6, Micro Cap 6, Circuit Maker 6.5 та інші [44].

Electronics Worckbench 6 – програмний пакет, що має широкі можливості та зручний візуальний інтерфейс. Підключення вимірювальних приладів до елементів схеми проводиться напряму і виміри по цій схемі відбуваються як у реальній лабораторії, це є зручніший спосіб, ніж вказувати у складній формулі точки, згідно яких проводять виміри. Ще одна зручність – перевірка на дієздатність при дії дестабілізуючих факторів і поломок, можна задавати поломки, які часто виникають: коротке замикання (КЗ), розрив, неповне КЗ (струми втрат). Є велика бібліотека елементів. Для елементів є можливість зміни їх параметрів.

Отже, для аналізу параметрів кінцевого каскаду використаємо моделюючий пакет Electronics Worckbench 6, який дозволяє дослідити найбільш важливі його параметри.

### 3.4.2 Вибір моделей компонентів

В системі схемотехнічного моделювання Electronics Worckbench 6 вибір резисторів та конденсаторів не викликає проблем, основним завданням при моделюванні є вибір моделей активних елементів, оскільки в базі елементів цієї програми відсутні вітчизняні елементи. Тому слід використовувати їх зарубіжні аналоги. В Electronics Worckbench 6 наведено досить велику кількість зарубіжних транзисторів, тому можемо вибрати зарубіжні аналоги вітчизняних транзисторів. Такими аналогами є транзистори 2N3390 та 2N3707 відповідно, які мають такі ж характеристики, як і їх вітчизняні аналоги [44].

### 3.4.3 Аналіз моделі кінцевого каскаду

У програмному пакеті Electronics Workbench 6 складаємо модель кінцевого каскаду. Дана модель зображена на рисунку 3.4 та наведена в додатку К.

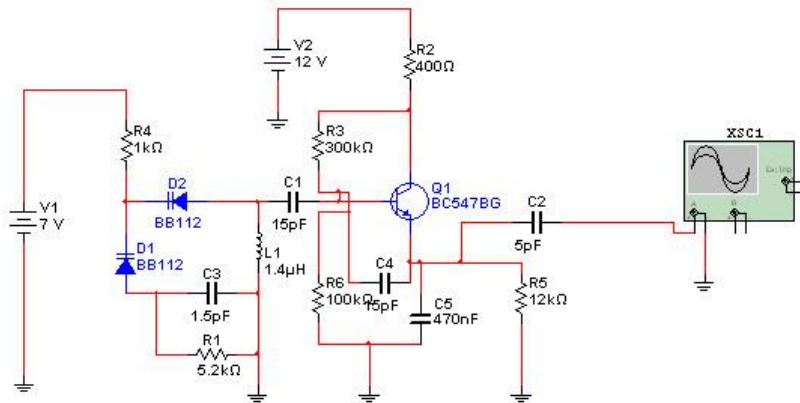


Рисунок 3.4 – Модель ГКН у програмі Electronics Workbench 6  
Дослідимо вихідні сигнали ГКН, подавши різну напругу керування на вхід:

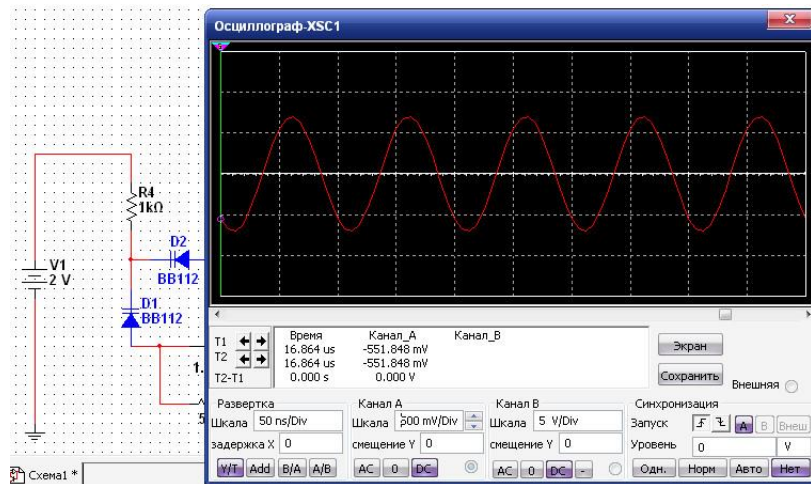


Рисунок 3.5 – Форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зМ}=2В$

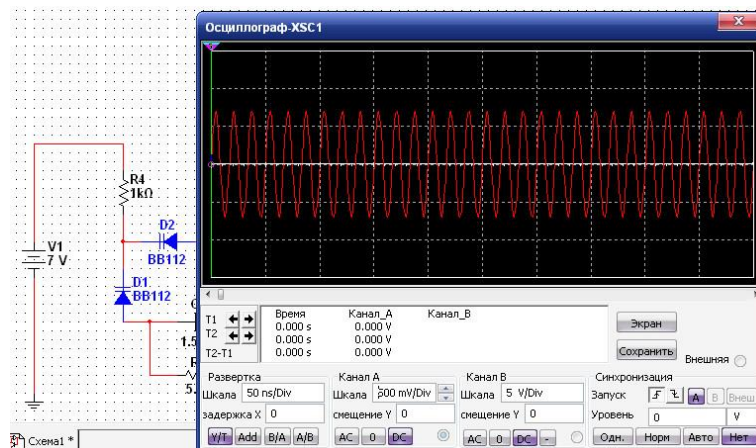


Рисунок 3.6 – Форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зМ}=7В$

На рисунку 3.5 і 3.6 представлено моделювання вихідних сигналів та наведені в додатку Л.1 та Л.2. Як бачимо, вихідний сигнал зміщується по частоті, відповідно до вхідної дії напруги керування.

Отже, на основі результатів моделювання можна зробити висновок, що моделювання параметрів ГКН підтверджує правильність теоретичних розрахунків.

### Висновки до розділу

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

Проведено комп'ютерне моделювання та електричні розрахунки складових автогенераторних перетворювачів фізичних величин на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором для безпроводних радіовимірювальних систем, а моделі таких перетворювачів можуть бути використані для прогнозування метрологічних характеристик та електричних параметрів.

#### 4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ РОЗРОБКИ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

##### 4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів, 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 будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки акустoeлектронних перетворювачів заносимо до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. - Результати оцінювання комерційного успіху розробки акустoeлектронних перетворювачів

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	2
2	3	3	3
3	4	2	3
4	3	2	2
5	2	2	2
6	3	3	2
7	2	2	3
8	2	3	2
9	3	3	3
10	3	3	2
11	3	3	2

Продовження таблиці 4.1 - Результати оцінювання комерційного успіху розробки акустоелектронних перетворювачів

12	2	2	2
Сума балів	32	30	28
Середньоарифметична сума балів, СБ	30		

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

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

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

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки акустоелектронних перетворювачів – середній.

#### 4.2 Визначення рівня якості розробки акустоелектронних перетворювачів

Оцінювання рівня якості розробки акустоелектронних перетворювачів 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 акустоелектронних перетворювачів знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізовувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для

розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

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

Таблиця 4.3 – Основні параметри акустoeлектронних перетворювачів

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Точність вимірювання концентрацій	5			0,1
Кількість вимірювальних каналів	5			0,1
Діапазон вимірювання	4			0,7
Відносна похибка	4			0,1

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою [50]:

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

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 становитиме – 4,2 бали.

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

Таблиця 4.4 – Основні параметри акустoeлектронних перетворювачів та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання концентрацій	2	5	2,5	0,1
Кількість вимірювальних каналів	2	5	2,5	0,1
Діапазон вимірювання	10	20	2	0,7
Відносна похибка	3	6	0,5	0,1

Відносний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів визначаємо за формулою [50]:

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

За розрахунками відносний рівень якості акустoeлектронних перетворювачів становитиме – 1,95. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 95% від товару-аналога.

#### 4.3 Визначення конкурентоспроможності розробки акустoeлектронних перетворювачів

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

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

Таблиця 4.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри акустоелектронних перетворювачів і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання концентрацій	2	5	2,5	0,1
Кількість вимірювальних каналів	2	5	2,5	0,1
Діапазон вимірювання	10	20	2	0,7
Відносна похибка	3	6	0,5	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	15000	9500	0,63	-

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

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,95}{0,63} = 3,1, \quad (4.3)$$

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

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Неі}}{P_{Беі}} = \frac{9500}{15000} = 0,63, \quad (4.4)$$

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

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 3,1 . Це означає, що наша розробка акустоелектронних перетворювачів більш конкурентна майже в 3 рази 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 акустоелектронних перетворювачів

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



$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.5)$$

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 [51]:

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

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:

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

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;  $T_{зм}$  – тривалість зміни, зазвичай  $T_{зм} = 8$  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 ставка	Тариф. коеф.	Величина, 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	9000	10	1	75
Всього				641

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

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

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

Таблиця 4.9 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Флюс ФКСН	40	0,05	2
Каніфоль	11	0,3	3,3
Припій ПОС-61	200	0,1	20
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат			28

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 акустоелектронних	500	1	500
Світлодіод	30	3	90
Корпус	200	3	600
Тумблер	15	1	15
Діоди стану	2	1	2
Панель оператора	2000	1	2000
Інтерфейс	70	2	140
Джерело напруги	82	1	82
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		3772	

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;  $\Phi$  – 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  $I_v$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_v = 3 \cdot (Z_o + Z_p) = 3 \cdot (4545 + 252) = 14391 \text{ грн.} \quad (4.10)$$

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

$$V = 27932 \text{ грн.}$$

#### 4.5 Розрахунок загальних витрат на розробку акустoeлектронних перетворювачів

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за  $V_{zag}$  формулою [52]:

$$V_{zag} = \frac{I_v}{\alpha} = \frac{14391}{0,6} = 23985 \text{ грн,} \quad (4.11)$$

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

#### 4.6 Прогнозування витрат на виконання та впровадження акустoeлектронних перетворювачів

Прогнозування загальних витрат  $ZV$  на виконання та впровадження акустoeлектронних перетворювачів здійснюється за формулою:

$$ZV = \frac{V_{zag}}{\beta} = \frac{23985}{0,5} = 47970 \text{ грн,} \quad (4.12)$$

де  $\beta$  – 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 акустoeлектронних перетворювачів

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації акустoeлектронних перетворювачів складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбудуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 4.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації акустoeлектронних перетворювачів

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

Величина зростання ціни реалізації акустoeлектронних перетворювачів, грн. – 5500 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження акустoeлектронних перетворювачів – 150 шт.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою [53]:

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

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;  $\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;  $\text{Ц}_0$  – 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;  $\lambda$  – 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;  $\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується

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

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  протягом першого року складе:

$$\Delta\Pi_1 = 22358 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = 112030 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = 141560 \text{ грн.}$$

#### 4.8 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

##### 4.8.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку акустoeлектронних перетворювачів

Для 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 [53]:

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

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;  $\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;  $t$  – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 164720 \text{ грн.},$$

$$E_{абс} = 164720 - 47970 = 116750 \text{ грн.}$$

Оскільки  $E_{абс} > 0$ , 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 акустоелектронних перетворювачів.

4.9 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР акустоелектронних перетворювачів

Для цього користуються формулою [52]:

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

де  $E_{абс}$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;  $PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = 3B$ , грн.;  $Tж$  – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = 0,5$$

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  $d = (0,14...0,2)$ ;  $f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина  $f = (0,05...0,1)$ , але може бути і значно більше.

$$E_B = 0,5 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

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



#### 4.10 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку акустоелектронних перетворювачів

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

$$\text{Ток} = \frac{1}{E_{\text{в}}} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ роки.} \quad (4.18)$$

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

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Мета реалізації системи управління охороною праці – це всебічне сприяння виконанню вимог, що цілком ліквідують, нейтралізують чи зменшують до допустимих норм вплив на працівників шкідливих і небезпечних факторів виробничого середовища, створюють безпечні ергономічні та санітарно-гігієнічні вимоги.

В даному розділі наводиться аналіз шкідливих, небезпечних та уражаючих для людини і навколишнього середовища факторів, які утворюються під час проведення розробки акустоелектронних перетворювачів. Тут розглядаються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення розмірів екрану для захисту від шуму, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Під час розробки даного пристрою на працюючих діють ті чи інші небезпечні і шкідливі виробничі фактори (НШВФ) фізичної та психофізіологічної груп відповідно до [54]. Фізичні небезпечні і шкідливі виробничі фактори: понижена або підвищена температура повітря робочої зони, підвищений рівень шуму на робочому місці, підвищений рівень статичної електрики, відсутність або недостатність природного освітлення, недостатня освітленість робочої зони, відбита або пряма блискучість, підвищена яскравість світла. Психофізіологічні небезпечні і шкідливі виробничі фактори: нервово-психічні перевантаження: розумове перенапруження, монотонність праці, перенапруження аналізаторів.

### 5.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

#### 5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

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

Згідно із [55] допустимі показники температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Допустимі параметри мікроклімату [55]

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 за висотою робочої зони допускається до 3°С. При опроміненні менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м<sup>2</sup>.

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК), що використовуються при проектуванні виробничих приміщень (будівель), обладнання, технологічних процесів, вентиляцій, для 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 у повітрі робочої зони

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

З метою забезпечення нормованих параметрів мікроклімату та чистоти повітря робочої зони передбачено:

1) в приміщенні має бути встановлена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року;

2) з метою підвищення вологості повітря слід розташовувати місткості з водою за типом акваріумів поблизу опалювальних приладів або використовувати зволожувачі;

3) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

### 5.1.2 Виробниче освітлення

З метою забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях великі вимоги висуваються до якісних та кількісних показників освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводяться роботи з розробки акустоелектронних перетворювачів, згідно [56] знаходимо, що вони відносяться до III розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт в.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Нормовані значення КПО та мінімальні освітленості для штучного освітлення

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізн., мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізн. з фоном	Характеристика фону	Освітленість при штучному освітленні, 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 у м. Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а світлові проєми розташовані за азимутом 180°, то для таких обставин КЕО розраховується за виразом [56, 57]

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

де  $e_H$  – табличне значення КЕО, %;

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

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

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

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

З метою встановлення нормованих значень параметрів освітлення запропоновано:

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

2) застосування штучного освітлення в темний час доби.

### 5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого генерує шум та вібрацію, потрібно передбачити захист від шуму та вібрації.

Визначено, що приміщення, в якому відбувається робота з розробки акустоелектронних перетворювачів може мати робочі місця із шумом та вібрацією, який генерується електродвигунами вентиляційної системи.

Для запобігання травмуванню працівників від дії шуму та вібрації вони підлягає нормуванню. Основним документом стосовно промислового шуму, що діє на території нашої країни, є [58], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в виробничих приміщеннях не мають перевищувати значень, що наведено в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Допустимі рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

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

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

Таблиця 5.5 – Допустимі рівні віброприскорення [59]

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 поліпшення віброакустичного клімату у приміщенні запропоновано:

1) періодичне змащування підшипників вентиляторів вентиляційної системи;

2) використання в конструкціях устаткування акустичних екранів та звуко-та віброізоляційних кожухів.

Вихідні дані: послаблення шуму  $L = 25$  дБ. Відстань від джерела шуму до екрану  $R = 2,0$  м, відстань від екрану до працівника  $D = 1,38$  м, частота шуму  $f = 15$  кГц.

За величиною  $L = 25$  вибираємо величину  $N = 5$ .

Розмір сторони квадратного екрану можна визначити з формули

$$N = \frac{2}{\lambda} \left[ R \left( \sqrt{1 + \left( \frac{H}{R} \right)^2} - 1 \right) + D \left( \sqrt{1 + \left( \frac{H}{D} \right)^2} - 1 \right) \right], \quad (5.2)$$

звідки після значних математичних перетворень отримаємо таку ітераційну формулу

$$H = \sqrt{\left( \frac{N\lambda}{2} + R^2 + D^2 - \sqrt{D^2 + H^2} \right)^2 - R^2} \quad [\text{м}], \quad (5.3)$$

де  $\lambda$  – довжина хвилі, м;

$R$  – відстань від джерела шуму до екрану, м;

$D$  – відстань від екрану до працівника, м;

$H$  – розмір сторони екрану, м.

Довжину хвилі можна визначити за формулою

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [\text{м}], \quad (5.4)$$

де  $c$  – швидкість звуку в повітрі за нормальних умов, м/с ( $c = 330$  м/с);

$f$  – частота коливань, Гц.

Після підстановки відомих значень у формулу (5.4) одержимо

$$\lambda = \frac{300}{15 \cdot 10^3} = 0,02 \text{ (м)};$$

Прийmemo початкове значення  $H_0 = 9$  м.

Після підстановки відомих значень у формулу (5.3), одержимо в першому наближенні:

$$H_1 = \sqrt{(5 \cdot 0,02 / 2 + 2,0^2 + 1,38^2 - \sqrt{1,38^2 + 9^2})^2 - 2,0^2} = 2,4346 \text{ (м)};$$

в другому наближенні:

$$H_2 = \sqrt{(5 \cdot 0,02 / 2 + 2,0^2 + 1,38^2 - \sqrt{1,38^2 + 2,4346^2})^2 - 2,0^2} = 2,441233 \text{ (м)};$$

в третьому наближенні:

$$H_3 = \sqrt{(5 \cdot 0,02 / 2 + 2,0^2 + 1,38^2 - \sqrt{1,38^2 + 2,441233^2})^2 - 2,0^2} = 2,43376659 \text{ (м)};$$

Оскільки  $H_2 \approx H_3$ , то остаточно приймаємо розмір сторони квадратного екрану для захисту від шуму  $H = H_3 = 2,434$  м.

#### 5.1.4 Виробничі випромінювання

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

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

Номер діапазону	Метричний розподіл діапазонів	Частоти	Довжина хвиль, $\lambda$	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	$3 \cdot \lg \lambda$
8	Метрові хвилі (дуже високі частоти, ДВЧ)	30-300 МГц	10-1 м	3

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

## 5.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні розробки акустоелектронних перетворювачів

### 5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Конструкція робочого місця, взаємне розташування його елементів та його розміри мають відповідати антропометричним, фізіологічним і психофізіологічним характеристикам людини, а також характеру праці [60].

Площа, на якій розташовується одне робоче місце для обслуговуючого персоналу, має становити не менше  $6,0 \text{ м}^2$ , об'єм приміщення – не менше як  $20 \text{ м}^3$ , висота – не менше  $3,2 \text{ м}$  [61].

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

### 5.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, де здійснюється робота з розробки акустоелектронних перетворювачів, значну увагу потрібно надати уникненню загрози ураження електричним струмом. Згідно [62] дане приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75 %) вологості. Тому безпека використання електрообладнання має гарантуватись рядом заходів, які передбачають використання ізоляції струмоведучих елементів, захисного заземлення, захисних блокувань тощо [63].

### 5.2.3 Пожежна безпека

Згідно [64] приміщення, де проводиться робота з розробки акустоелектронних перетворювачів, відноситься до категорії пожежної



небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горючого покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [64]

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

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

В таблиці 5.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [66]

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

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з розробки, має бути оснащене двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [65].

### 5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Дослідження безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій. Акустоелектронний перетворювач на в цілому має подвійне застосування і може мати застосування в армії. У зв'язку з тим, що акустоелектронний перетворювач має важливе значення для обороноздатності, а на них можуть справляти значний вплив загрозливі чинники надзвичайні ситуації різного типу то необхідно провести дослідження безпеки роботи пристрою і його блоків. До таких НС можна віднести: стихійні лиха (землетруси, блискавка, зливи), а особливо впливовими на РЕА мають іонізуючі випромінювання та ЕМІ. Тому при проектуванні даних пристроїв слід забезпечити найвищий рівень захисту від впливу факторів тої чи іншої НС.

Тож, в даній частині розділу необхідно виконати дослідження безпеки роботи та розробку заходів по підвищенню безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.

В РЕА застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали (в основному діелектрики), провідники і різноманітні органічні сполуки (діелектрики, смоли і т.д.). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробую та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. В органічних

ізоляційних і діелектричних матеріалах змінюються такі параметри, як: електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань [60].

Для інженерної практики найбільший інтерес представляє перший випадок, тобто дослідження безпеки роботи РЕА при перебуванні її в зараженій радіоактивними речовинами місцевості протягом певного часу.

ЕМІ ушкоджує напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. Це являє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Тому слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних ушкоджень не захищає від впливу ЕМІ і апаратура може втратити працездатність, знаходячись у надійних захисних спорудженнях [60].

### 5.3.1 Дослідження безпеки роботи акустоелектронного перетворювача в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій безпеки роботи пристрою в цих умовах приймається таке граничне значення рівня ( $P_{зв}$ , Р/год), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але пристрій буде працювати з потрібною якістю.

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації розроблювального пристрою, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента  $P_{зв,i}$ , що викликають початок зворотних змін Отримані значення занесемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Потужність експозиційної дози для кожного елемента, що викликають початок зворотних змін

№	Елементи вимірювача вологості	$P_{зв,i}$ , Р/с	$P_{зв.}$ , Р/с
1	Процесори, інтегральні мікросхеми	$10^3$	10 <sup>3</sup>
2	Діоди загального призначення	$10^4$	
3	Транзистори загального призначення	$10^4$	
4	Мікросхеми	$10^5$	
5	Конденсатори	$10^7$	
6	Резистори	$10^8$	

Визначається елемент, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням  $P_{зв}$ .

$$P_{зв} = 10^3 \text{ Р/с}$$

В якості критерію стійкості роботи пристрою використовується граничне значення рівня іонізуючих випромінювань:

$$P_{гр} = K_{над} \cdot P_{зв} \cdot K_{посл}, \quad (5.5)$$

де  $P_{зв}$  - рівень радіації миттєвих незворотних змін пристрою в цілому;

$K_{над}$  - коефіцієнт надійності ( $K_{над} = 0,9 \div 0,95$ );

$K_{посл}$  - коефіцієнт послаблення.

$$P_{гр} = 0,91 \cdot 10^3 \cdot 2 = 1,82 \cdot 10^3 \text{ Р/с.}$$

З наведеної таблиці слідує, що мінімальні значення граничних рівнів радіації елементів, при яких в елементній базі можливі миттєві необоротні зміни мають інтегральні мікросхеми великої ступені інтеграції та мікропроцесори –  $P_{зв} = 10^3$ ,  $K_{посл} = 2$ .

Визначаємо допустимий час роботи пристрою в реальних умовах радіаційної аварії:

$$t_{доп} = \left( \frac{D_{зр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2, \quad (5.6)$$

$$t_{доп} = \left( \frac{10^3 \cdot 2 + 2 \cdot 6,36 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 6,36} \right)^2 = 25037,58 \text{ (год)}.$$

Таким чином, допустимий час роботи пристрою складатиме 25037,58 годин при максимальному рівні радіації 6,36 Р/год.

5.3.2 Дослідження безпеки роботи пристрою акустoeлектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу

За критерієм безпеки роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах дії електромагнітного імпульсу можна прийняти коефіцієнт безпеки:

$$K_6 = 20 \lg \frac{U_d}{U_r} \geq 40 \text{ [дБ]},$$

де  $U_d$  – допустиме коливання напруги живлення (для мікросхем 5 В);

$U_r$  – напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

Допустимі коливання напруги живлення:

$$U_d = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} * N = 5 + \frac{5}{100} = 5,25(B).$$

В зв'язку з тим, що окремі елементи пристрою можуть мати різні значення коефіцієнтів безпеки, то безпека роботи приладу в цілому визначається мінімальним значенням коефіцієнта безпеки.

З рівняння (5.5) визначаємо:

$$U_r = \frac{U_d}{10^{\frac{40}{20}}} = \frac{5,25}{100} = 0,05(кВ).$$

Прийmemo максимальну довжину горизонтальних струмопровідних частин  $l_r=0,58$  м. Тоді горизонтальна складова напруженості електричного поля визначається за формулою [62]:

$$E_r = U_r / l_r = 0,05 / 0,58 = 0,091 (кВ/м)$$

Звідси вертикальна складова напруженості буде  $E_v=91$  В/м.

Таким чином, робота акустoeлектронного перетворювача на основі можлива у випадку, якщо не перевищується значення вертикальної складової напруженості електричного поля 91 В/м.

#### 5.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи акустoeлектронного перетворювача в умовах надзвичайних ситуацій

З метою зменшення негативного впливу на акустoeлектронний перетворювач можна використати наступні методи.

Для захисту розробки, як і любых радіoeлектронних пристроїв від дії іонізуючих випромінювань можна використати алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіoeлектронної апаратури, що розміщується на поверхнях даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого

випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Найкращим для захисту від електромагнітного імпульсу є захищене металічним екраном приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Оскільки такий захист в ряді випадків неможливо виконати, то використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Для захисту від проникнення електромагнітного імпульсу в апаратуру через різні кабельні вводи використовується перехід від електричних мереж зв'язку до практично незалежних від впливів ЕМІ волоконно-оптичних. Також для захисту кабельних вводів використовують в їх конструкції фільтрів та встановлення вбудованих зенерівських діодів [67].

В ході виконання було розглянуто вплив іонізуючого випромінювання та ЕМІ на компоненти схеми, виконано розрахунки з яких видно, що ні один з класів елементів схеми не зазнає більшого впливу за граничне значення, також розраховано термін безпечної роботи приладу, який складає 25037,58 год. Що стосується впливу електромагнітного імпульсу, то з урахуванням необхідного рівня коефіцієнта безпеки було розраховано значення напруженості електричного поля. Для підвищення безпеки роботи пристрою наведено основні заходи боротьби з впливом загрозливих чинників НС.

Отже основною метою даної частини розділу було дослідження безпеки роботи акустоелектронного перетворювача та розробка заходів по підвищенню безпеки його роботи в умовах надзвичайних ситуацій.

### Висновки до розділу

В результаті написання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення розмірів екрану для захисту від шуму, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки акустоелектронних перетворювачів, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

В 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 лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску.

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

Розрахунки на економічність приладу показали, що його впровадження у виробництво є економічно ефективним. Оскільки  $T_{ок} < 3...5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки акустoeлектронних перетворювачів 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 акустoeлектронних перетворювачів для радіовимірювальних систем, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. 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.
2. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
3. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
4. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. - М.: Мир, 1992.-424 с.
5. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. - М.: Мир, 1989. - 196 с.
6. Егиазарян Г.А., Стафеев В.И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение. – М.: Радио и Связь, 1987. – 88 с.
7. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
8. Осадчук В.С, Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 2003. - 208 с.
9. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
10. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2000. - 303 с.
11. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. - Винница: Континент, 1998. -130 с.
12. 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.
13. 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.
14. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Мікроелектронний частотний магнітний перетворювач на основі МДН-транзисторних структур з від’ємним опором // Матеріали VII науково-технічної конференції „Контроль і управління в складних системах” (КУСС-2003). – Вінниця. – 2003. – С. 57.
15. 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.
16. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Магнітний частотний сенсор //



- Вісник Хмельницького національного університету.-2005. -№ 4. -С. 128-131.
- 17.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.
  - 18.Осадчук В.С., Осадчук О.В., Мартинюк В.В. Дослідження мікроелектронного частотного перетворювача магнітного поля // Вісник Хмельницького національного університету. – 2006. - №.2 - С. 139-143.
  19. Дулевич В.Є. Теоретичні основи радіолокації. М., Сов.радіо, 1978р. - 608с.
  20. Ширман Я.Д. Теоретичні основи радіолокації. М., Сов.радіо, 1970 - 560с.
  21. В.Г. Александров В.И. Базанов Справочник по авиационным материалам и технологии их применения М., "Транспорт", 1979 - 242 с.
  22. Радіолокаційне та радіонавігаційне обладнання аеропортів В.Г. Мелкумян, А. А. Семенов, О. В. Соломенцев (Київ, НАУ, 2006 р.- 218 с.)
  23. Алексенко, А.Г., Коломбет, Е.А., Стародуб, Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. - 2-е изд.. - Москва: "Радио и связь", 1985. - 256 с.
  24. Тимонтеев, В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. - Москва: "Радио и связь", 1982. - 114 с.
  25. Петрович М. Т. Космічна радіозв'язок. М.: Радянське радіо, 1977, - 384 с.
  26. Чуров О.П. Супутникові системи радіонавігації. М.: Радянське радіо, 1977, - 324 с.
  - 27.Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроволниковых приборах. – М.: Высш. шк., 1989.
  - 28.Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М. Высш. шк., 1988.
  - 29.Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы: Справ. Пособие. М.:Радио и связь, 1984.– 232 с., ил.
  - 30.Альтшуллер Г. Б., Управление частотой кварцевых генераторов. – М.: Связь, 1975. – 304 с.
  - 31.Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н.Н., Зьяволово В. Г. Экономичные миниатюрные кварцевые генераторы. – М.: Связь, 1976. – 106 с.
  - 32.Кулина С. Л. Автогенераторы с кварцем на полупроводниковом триоде. Электросвязь, 1961. – 189с.
  - 33.Новаченко И. В., Телец В. А. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение второе: Справочник.— М.: Радио и связь, 1991.— 272 с: ил.
  34. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. –М.: Радио и связь, 1981. –160 с.
  - 35.Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников. – Л.:Энергия, 1977. – 358 с.

36. Титов А.А. Проектирование полосовых двухтактных каскадов усилителей мощности передатчиков УКВ ЧМ и ТВ радиовещания // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2005. – №1. – с. 23–31
37. 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.
38. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. - Київ: НМК ВО, 2001. - 240 с.
39. Зи С. Фізика полупроводниковых приборов: В2-х книгах. Кн.1—М: Мир, 1984.—456с.
40. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства. – М.: Сов. Радио, 1973. – 504 с.
41. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1988. – 464с.
42. Ферри Д., Зйкерс Л., Гринич З. Электроника ультрабольших интегральных схем.: Пер. с англ. - М.: Мир, 1991. - 327 с.
43. 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 naukowi-praktycznej konferencji «Naukowa myśl informacyjnej powieki - 2014» Volume 30. Techniczne nauki. : Przemysł. Nauka i studia. 07-15 marca 2014 roku. –Р.37-45.
44. 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.
45. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Радіовимірювальний мікроелектронний перетворювач тиску на основі двостокового МДН тензотранзистора// Матеріали XIII міжнародної науково-технічної конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах" ВОТТП-2014, 6-12 червня 2014 р. м. Одеса. 2014.—С.94-96.
46. Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Деформаційні ефекти у напівпровідникових структурах // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№2, 2014. –С.146-150.
47. 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.
48. 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.
49. Сакевич В.Ф. Основи розробки питань цивільної оборони в дипломних проектах ВДТУ, 2001. – 82 с.
  50. Козловський В. О. Підприємницька діяльність. Практикум. Част. І. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 175 с.
  51. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
  52. 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.
  53. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
  54. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
  55. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
  56. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
  57. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
  58. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
  59. ДСН 3.3.6.03999. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
  60. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
  61. 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.
  62. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
  63. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
  64. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
  65. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
  66. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
  67. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А  
(обов'язковий)

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

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ  
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи  
Розробка та дослідження автогенераторних перетворювачів  
08-36.МКР.015.00.000 ТЗ

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

Розробив студент гр. РТ-18м д/в  
\_\_\_\_\_ Шеванюк М.С.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2019 р.

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

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

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “17” грудня 2019 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження і розробка схемо-технічних принципів побудови високочутливих автогенераторних перетворювачів 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 вимірювання фізичних величин з високою чутливістю.

2.Розгляд методу побудови автогенераторних перетворювачів на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференційним опором.

3.Розробка та дослідження математичних моделей автогенераторних первинних перетворювачів фізичних величин, які дозволяли би визначати вимоги до конструктивних та електричних параметрів у залежності від заданих метрологічних характеристик автогенераторних перетворювачів.

Об’єкт дослідження – автогенераторні перетворювачі фізичних величин з безконтактними електрично пов’язаними чутливими елементами 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.

### 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 Elektrotehnika*, 2001. № 1(30). P. 43–48.
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.
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 Шеванюк Максим Сергійович

### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

- дослідити математичні моделі автогенераторних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, які дозволять визначати конструктивні параметри перетворювачів безконтактних розподілених передавачів та електричних параметрів автогенераторів 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 диференційним опором з безконтактними електрично пов'язаними чутливими елементами у складі безпровідних радіовимірювальних систем контролю лінійних та кутових переміщень, мікропереміщень та тиску.

## 6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019	15.09.2019	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019	22.09.2019	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019	02.10.2019	Розроблене ТЗ	Наказ по ВНТУ про затвердження тем. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	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 електричну структурну схему перетворювача частоти;
- розроблено еквівалентні схеми транзисторного автогенератора;
- розроблено схему вихідного каскаду;
- проведено результати моделювання автогенератерних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.
- очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваних автогенератерних 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 структурну схему перетворювача частоти;
- еквівалентні схеми транзисторного автогенератора;
- схему вихідного каскаду;
- результати комп'ютерного моделювання автогенератерних перетворювачів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.
- дослідження питань охорони праці.

## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

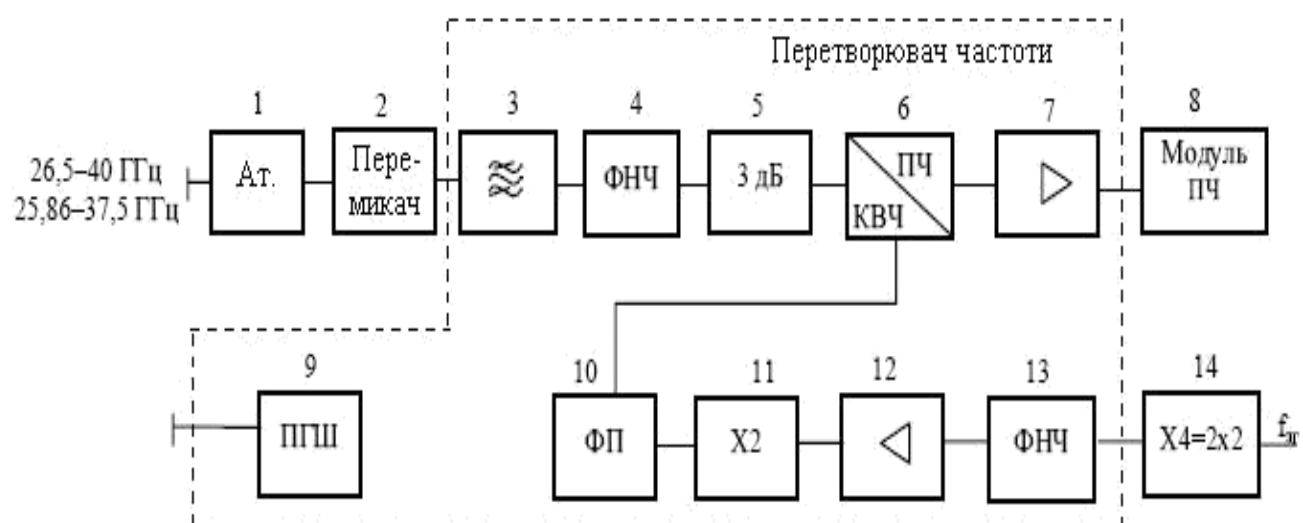
У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.



Додаток Б  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

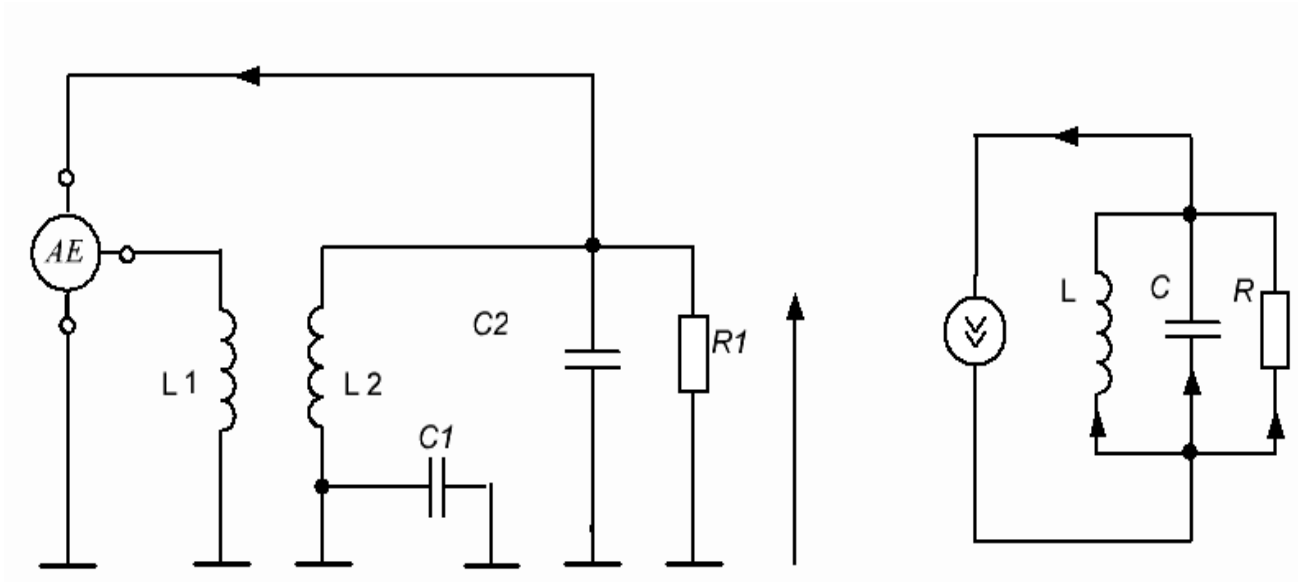
Електрична структурна схема перетворювача частоти



Додаток В  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

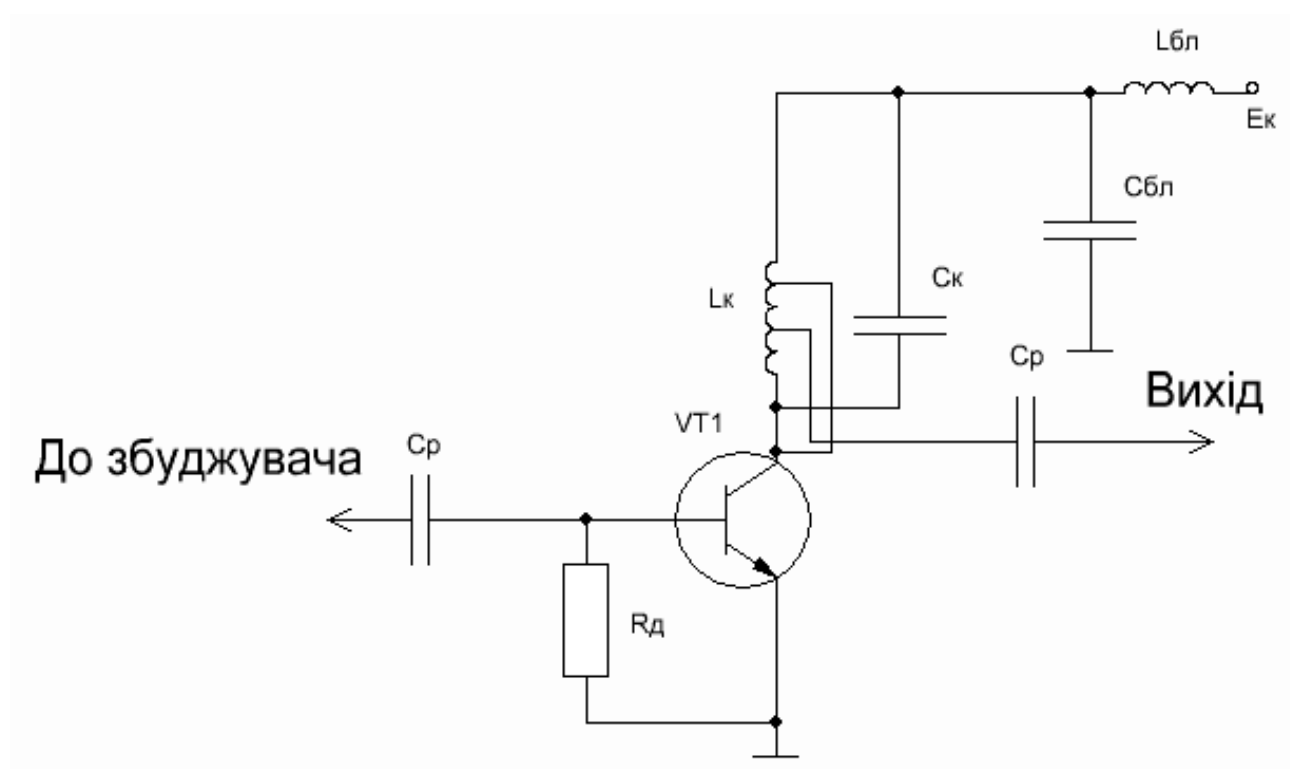
Еквівалентні схеми транзисторного автогенератора



Додаток Д  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

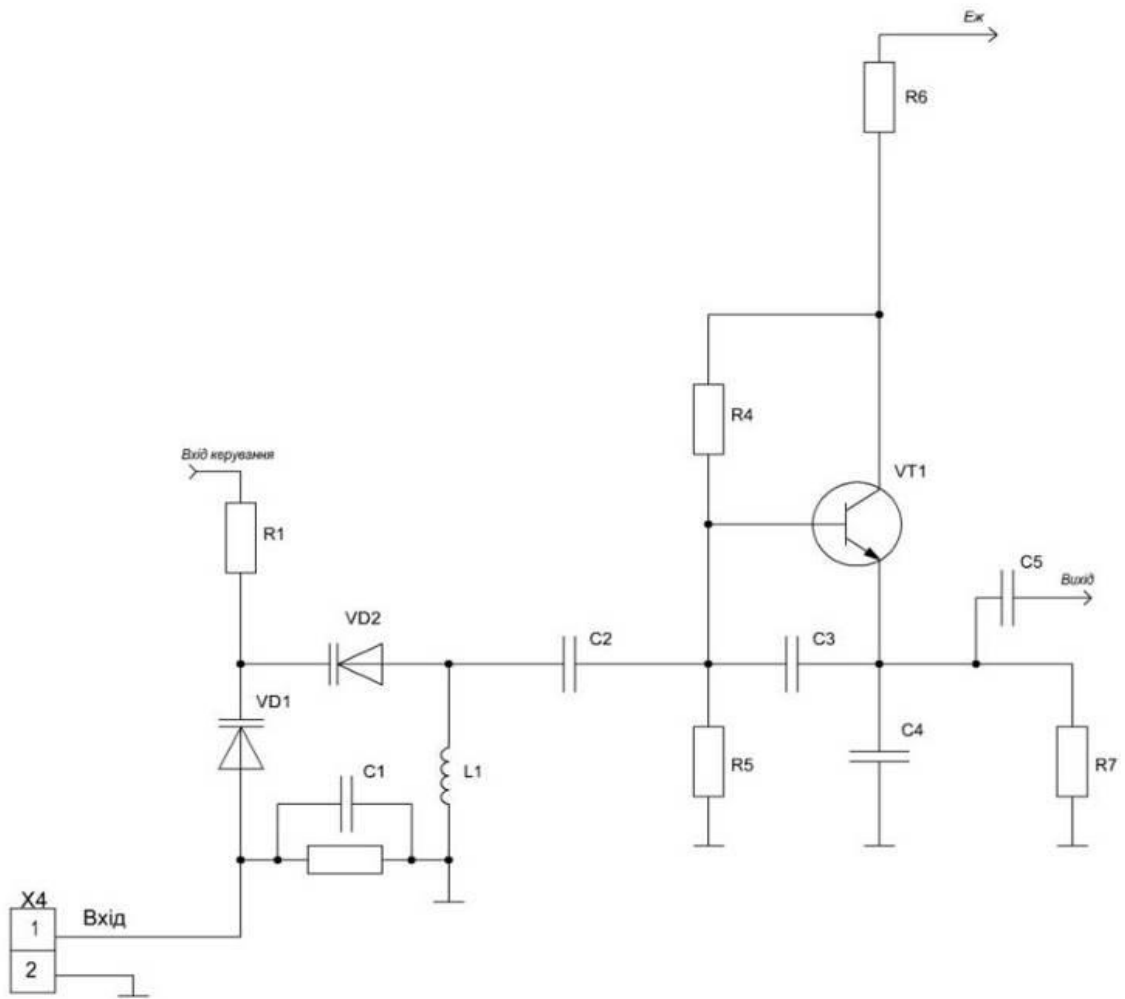
Схема електрична принципова вихідного каскаду



Додаток Е  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

Схема електрична принципова схема ГКН

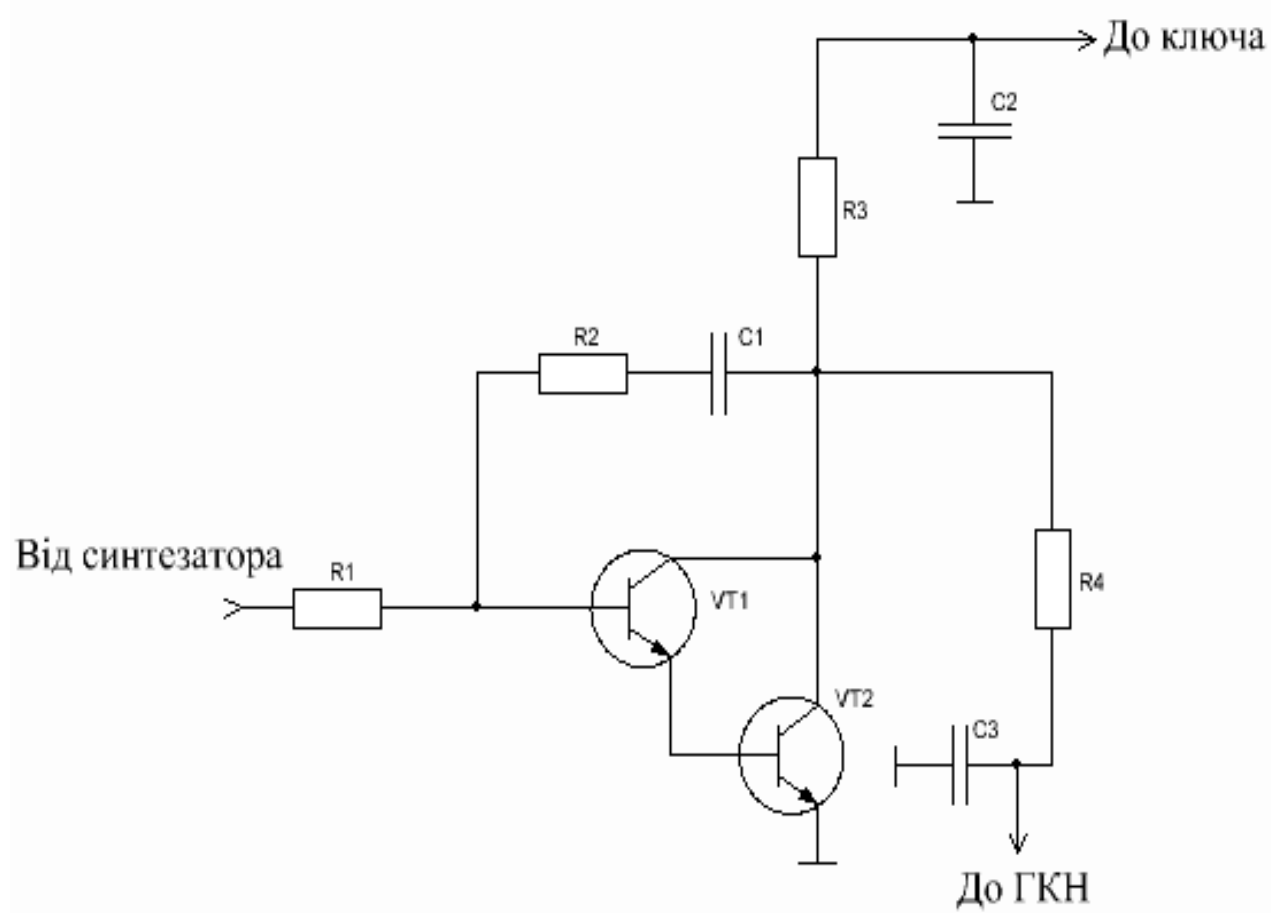




Додаток Ж  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

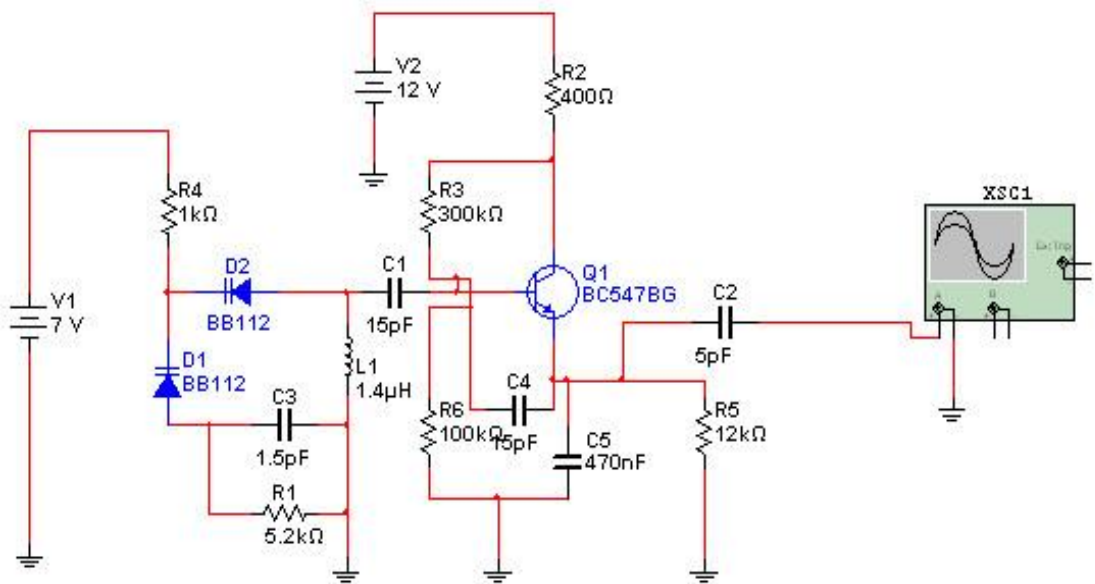
Схема електрична принципова буферного каскаду



Додаток К  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

Модель ГКН у програмі Electronics Workbench 6



Додаток Л  
(обов'язковий)

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНИХ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

Форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зм}=2В$   
та форма вихідного сигналу ГКН при  $U_{зм}=7В$

