



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

“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 201\_ року

## **З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТА**

Пінаєва Богдана Олеговича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи « Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу»

керівник роботи Семенов Андрій Олександрович, д.т.н., професор кафедри 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: частота генерації хаотичних коливань – 5..25 кГц; максимальна амплітуда – 200 мВ; вид сигналів – хаотичний; ширина спектру сигналів 100 кГц; напруга живлення – двополярна  $\pm 15$  В; вид нестаціонарних завад – білий гаусів шум, з рівномірним та бімодальним розподілом

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити: Вступ. Неавтономний генератор детермінованого типу Дуффінга–Холмса на операційних підсилювачах. Стабілізація нестабільної періодичної орбіти в неавтономному хаотичному генераторі Дуффінга-Холмса. Автономний генератор типу Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах. Комп'ютерне схемотехнічне моделювання неавтономного генератора Дуффінга-Холмса. Охорона праці. Висновки. Перелік посилань. Додатки

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Електрична схема неавтономного генератора типу Дуфінг-Холмс. Результати чисельного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса. Електрична схема синхронізації генератора Дуффінга-Холмса. Електрична схема автономного генератора Дуффінга-Холмса. Комп'ютерна схемотехнічна модель неавтономного генератора Дуффінга-Холмса. Результати комп'ютерного моделювання неавтономного генератора. Структурна схема для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 04 жовтня 2019 року

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	02.09.2019-15.09.2019	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	16.09.2019-22.09.2019	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	23.09.2019-02.10.2019	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019-20.10.2019	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019-29.10.2019	
6.	Розділ моделювання	30.10.2019-03.11.2019	
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019-10.11.2019	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019-15.11.2019	
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019-22.11.2019	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2019-27.11.2019	
11.	Нормоконтроль	28.11.2019-29.11.2019	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2019-06.12.2019	
13.	Захист МКР ЕК	18.06.2019-19.06.2019	

Студент

\_\_\_\_\_ ( підпис )

Пінаєв Б.О.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_ ( підпис )

Семенов А.О.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Пінаєв Б. О. Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 135 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 84 назв; рис.: 74, табл. 20.

Задачею бакалаврської дипломної роботи є розробка та дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса.

У роботі було проведено аналіз неавтономного генератора детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах. Здійснено стабілізацію нестабільної періодичної орбіти фазового портрету в неавтономному хаотичному генераторі Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах. Розроблено електричні схеми автономних генераторів Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах малого та старшого порядків і досліджено динаміку їх електричних коливань. Запропонована структурна схема вимірювального обладнання з використанням радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу.

Також у роботі розроблено розділи економічної частини, охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Графічна частина складається з 6 плакатів із результатами експериментальних і модельних досліджень.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач, генератор, рівняння Дуффінга-Холмса, випадковий сигнал, детермінований хаос, операційний підсилювач, електричні коливання.

## ANNOTATION

Pinaev B. O. Radio measuring converters of electrical quantities based on deterministic chaos generators. Master's thesis. – Vinnitsa: VNTU, 2019. – 135 p.

By Ukrainian language. Refers. 84 names; fig. 74; tab. 20.

The task of the bachelor's thesis is to develop and study radio-measuring converters of electrical quantities based on generators of deterministic chaos such as Duffing-Holmes.

The paper analyzes the non-autonomy of a deterministic chaos generator of the Duffing-Holmes type on operational amplifiers. The stabilization of the unstable periodic orbit of the phase portrait was carried out in a non-autonomous chaotic Duffing-Holmes generator with operational amplifiers. The electric circuits of autonomous Duffing-Holmes generators on operational amplifiers of small and higher orders are developed and the dynamics of their electric oscillations is investigated. The proposed block diagram of measuring equipment using radio measuring transducers of electrical quantities based on deterministic chaos generators.

The work also developed sections of the economic part, labor protection and safety in emergency situations.

The graphic part consists of 6 posters with the results of experimental and model studies.

Keywords: radiomeasuring converter, generator, Duffing-Holmes equation, random signal, deterministic chaos, operational amplifier, electrical oscillations.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМІЧНОГО ХАОСА .....	10
1.1 Критерії виникнення хаосу .....	10
1.2 Відображення Пуанкаре .....	12
1.3 Біфуркаційні діаграми.....	20
1.4 Показники Ляпунова.....	24
1.5 Висновки до розділу .....	31
2 НЕАВТОНОМНИЙ ГЕНЕРАТОР ДЕТЕРМІНОВАНОГО ТИПУ ДУФФІНГА –ХОЛМСА НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ .....	32
2.1 Опис аналогової електричної схеми для моделювання рівняння Дуффінга-Холмса .....	32
2.2 Вирішення рівняння Дуффінга-Холмса та чисельні результати.....	33
2.3 Електрична схема неавтономного генератора типу Дуффінг-Холмс та його рівняння.....	36
2.4 Результати чисельного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	39
2.5 Результати експериментальних досліджень неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	42
2.6 Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу .....	44
2.7 Висновки до розділу .....	45
3 СТАБІЛІЗАЦІЯ НЕСТАБІЛЬНОЇ ПЕРІОДИЧНОЇ ОРБИТИ В НЕАВТОНОМНОМУ ХАОТИЧНОМУ ГЕНЕРАТОРІ ДУФФІНГА-ХОЛМСА.....	47
3.1 Аналіз теоретичних основ побудови.....	47
3.2 Математична модель та чисельні результати.....	48
3.3 Електрична схема генератора та експериментальна установка .....	51
3.4. Висновки до розділу .....	53
4 АВТОНОМНИЙ ГЕНЕРАТОР ТИПУ ДУФФІНГА-ХОЛМСА НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ.....	55
4.1. Постановка задачі дослідження.....	55

4.2. Електрична схема автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах .....	56
4.3. Результати експериментальних досліджень .....	58
4.4. Висновки до розділу .....	60
5 КОМП'ЮТЕРНЕ СХЕМОТЕХНІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НЕАВТОНОМНОГО ГЕНЕРАТОРА ДУФФІНГА-ХОЛМСА .....	62
5.1 Розробка схемотехнічної моделі неавтономного генератора Дуффінга-Холмса в програмі Multisim 10.1 .....	62
5.2 Дослідження фазових портретів неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	63
5.3 Дослідження часових діаграм генерованих коливань напруги неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	66
5.4 Дослідження спектральних характеристик генерованої хаотичної напруги .....	74
5.5 Висновки до розділу .....	76
6 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА .....	77
6.1 Аналіз комерційного потенціалу розробки (технологічний аудит розробки) радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу .....	77
6.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи .....	83
6.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу .....	91
6.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності .....	93
7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....	96
7.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії .....	96
7.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження .....	101
7.3 Визначення області працездатності радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій .....	104

7.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах надзвичайних ситуацій .....	108
7.5 Висновки до розділу .....	109
ВИСНОВКИ.....	110
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	113
Додаток А (обов'язковий). Технічне завдання.....	121
Додаток Б (обов'язковий). Електрична схема неавтономного генератора типу Дуффінг-Холмс та його математична модель .....	129
Додаток В (обов'язковий). Результати чисельного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	130
Додаток Д (обов'язковий). Електрична схема синхронізації генератора Дуффінга-Холмса з контролером у петлі зворотного зв'язку.....	131
Додаток Е (обов'язковий). Електрична схема автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах .....	132
Додаток Ж (обов'язковий). Комп'ютерна схемотехнічна модель неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	133
Додаток К (обов'язковий). Результати комп'ютерного моделювання неавтономного генератора Дуффінга-Холмса .....	134
Додаток М (обов'язковий). Структурна схема для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу .....	135



## ВСТУП

*Актуальність теми.*

Сучасним напрямком в теорії автоматичного керування і теорії зв'язку є практичне застосування генераторів хаотичних коливань та хаотичних сигналів. Застосування хаотичних сигналів значно підвищує завадостійкість і конфіденційності передачі інформації [1-4].

Хаотичним коливанням притаманні такі специфічні особливості [1]:

- широкосмуговість (хаотичні сигнали неперіодичні та мають неперервний спектр, при цьому в багатьох із них спектр займає широку смугу частот);
- складність (один і той же генератор хаотичних сигналів може формувати зовсім різні сигнали при малій зміні початкових умов);
- ортогональність (в хаотичних сигналах автокореляційна функція дуже швидко затухає, що вказує на їхню слабку корельованість та ортогональність).

До того ж хаотичні сигнали мають велику інформаційну ємність [1-4]. В інформаційних і телекомунікаційних системах детермінований хаос застосовується як носій інформації. Тобто, хаотичні електричні коливання – це динамічний процес, що перетворює інформацію до нового вигляду, а також використовується у вигляді комбінацій таких коливань.

*Аналіз останніх досліджень.*

Неавтономний генератор Дуффінга-Холмса є класичним прикладом нелінійної динамічної системи, що також проявляє комплекс хаотичної поведінки [1-3]. Вона описується диференціальним рівнянням другого порядку з зовнішнім періодичним термом руху

$$\frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} - x + x^3 = a \sin \omega t . \quad (1)$$

Для розв'язання рівняння Дуффінга-Голмса використовуються три різні методики, а також обробляють його рішення в електронному вигляді. Перший підхід є гібридним, який використовує інтегрування рівняння в цифровий процесор та цифро-аналоговий перетворення цифрового виводу для його подальшої аналого-

вої обробки, аналізу та відображення [4, 5]. Другий метод використовує чисто аналогові апаратні засоби на базі аналогового комп'ютерного дизайну [6-9]. Наприклад, аналоговий комп'ютер був використаний для симуляції рівняння (1), а також продемонстрував ефект скремблювання хаотичних сигналів в лінійних зворотних регістрах зсуву [6-8]. Пізніше був запропонований аналоговий комп'ютер для демонстрації хаосу з рівняння (1) для студентів бакалаврів [9]. Третій метод заснований на побудові певної аналогової електричної схеми, що імітує динамічну поведінку рівняння (1). Прикладом є генератор Янг-Сілва [10], що використовується для демонстрації ефекту резонансних збурень для індукування хаосу [11]. Нещодавно схема Янга-Сілва була істотно модифікована і використовувалася для перевірки методів контролю на нестабільних періодичних орбітах [12, 13] та нестабільних стаціонарних станів [14] динамічних систем. Модифікована версія генератора Янга-Сілва була описана як чисельно, так і експериментально [15].

*Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.* Робота проводилася згідно з напрямками дослідження в рамках прикладних держбюджетних науково-дослідних робіт 32-Д-389 «Методи та пристрої формування, оброблення й вимірювання сигналів радіоінформаційних систем промислових і військових об'єктів» (номер державної реєстрації 0117U007139), а також у відповідності із планами наукових досліджень по кафедрі радіотехніки Вінницького національного технічного університету на 2017 і 2018 календарні роки.

*Метою роботи* є розроблення та дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса, що реалізовані на операційних підсилювачах.

*Об'єкт дослідження* – процеси генерування та формування сигналів низькочастотного Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.

*Предмет дослідження* – часові та частотні параметри і характеристики сигналів низькочастотного Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.

*Основними завданнями роботи* є:

- аналіз неавтономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах;

- стабілізація нестабільної періодичної орбіти фазового портрету в неавтономному хаотичному генераторі Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах;
- вибір та обґрунтування електричної схеми автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах;
- розробка комп'ютерної моделі автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах і дослідження динаміку його електричних коливань;
- проведення комп'ютерного моделювання автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах і дослідження динаміку його електричних коливань;
- дослідження питань охорони праці.

*Наукова новизна одержаних результатів* – отримав подальший розвиток застосування перерізу Пуанкаре фазових портретів автоколиваних систем неавтономних і автономних генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса для отримання вимірювальної інформації.

*Практична новизна одержаних результатів* – полягає в отриманих нових результатах теоретичних, експериментальних і модельних досліджень фазових портретів і перерізів Пуанкаре неавтономних і автономних генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах.

*Апробація результатів роботи.* Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на XLVIII регіональна науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів університету з участю працівників науково-дослідних організацій та інженерно-технічних працівників підприємств м. Вінниці та області (м. Вінниця, 9-10 березня 2019).

*Публікації результатів наукових досліджень.* За темою досліджень автором опубліковано 4 статті у виданнях з індексованих у науково-метричній базі Скопус [16-19] та 3 тези доповідей в збірника праць міжнародних науково-технічних конференцій «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019» (м. Житомир, 18–20 квітня 2019 р., ЖДТУ) [20] та «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 року, ВНТУ) [21].

# 1 ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМІЧНОГО ХАОСА

## 1.1 Критерії виникнення хаосу

У цьому розділі досліджено, яким чином параметри динамічної системи визначають, чи буде її рух хаотичним або регулярним. Завдання знаходження критичних значень параметрів, при яких відбувається зміна режимів руху, аналогічна знаходженню критичної швидкості в'язкої течії рідин, вище якої ламінарний плин переходить в турбулентний. Ця швидкість, нормована множенням на характерну довжину і діленням на кінематичну в'язкість рідини, відома під назвою числа Рейнольдса  $Re$  [11]. Інженерам і фізикам більше століття не вдавалося отримати надійне теоретичне значення  $Re$ , і для багатьох завдань гідромеханіки ( $Re$ ) крит доводиться визначати експериментально. Точно так же, експериментально або за допомогою чисельного моделювання, встановлюють критерії виникнення хаосу в механічних і електричних системах. Для таких систем пошук критичних параметрів виникнення детермінованого хаосу вимагає зусиль як експериментаторів, так і теоретиків.

Критерії виникнення хаосу в фізичних системах поділяються на два типи [12]: на прогностичні правила, що дозволяють передбачати виникнення хаосу, і на діагностичні засоби, що дозволяють встановлювати наявність або відсутність хаосу.

Прогностичним правилом для передбачення виникнення хаотичних коливань ми називаємо такий критерій, який визначає сукупність вхідних або керуючих параметрів, що приводить до хаосу. Здатність передбачати виникнення хаосу в фізичній системі означає, що ми маємо в своєму розпорядженні або наближеною математичною моделлю системи, з якої може бути виведений критерій, або експериментальними даними, отриманими на основі численних випробувань. До основних прогностичним моделям, що дозволяє прогнозувати виникнення хаосу, відноситься критерій подвоєння періоду, критерій існування гомоклінічної траєкторії і критерій Чірікова перекриття резонансів для консервативного хаосу, а

також критерії перемежованості і перехідного хаосу.

Діагностичним критерієм виникнення хаотичних коливань ми називаємо тест, який за результатами вимірювань або обробки даних дозволяє визначити, перебувала або перебуває конкретна досліджувана система в стані хаотичної динаміки. Ми розглянемо наступні діагностичні характеристики, а саме показник Ляпунова і фрактальну розмірність. Вивчення об'єктів з різними фрактальними розмірностями і їх моделювання давно перестало бути прерогативою фізиків і програмістів, знаходячи найнесподіваніші сфери застосування [13-21]. Успіх в застосуванні фрактальних моделей у фізиці обумовлений, перш за все, тим, що фрактальні закономірності властиві величезній кількості процесів і об'єктів. Не буде великим перебільшенням сказати, що якщо речовина не знаходиться в чистому газоподібному або кристалічному стані, то воно має в деякому діапазоні характерних масштабів фрактальну структуру. Моделі багатьох неупорядкованих процесів спираються на різні варіанти випадкового блукання або динамічного хаосу, також володіють фрактальними властивостями.

На цей час існує велика література, присвячена фракталам і їх додатків. Незважаючи на велику кількість літератури, присвяченій фракталам, суворого загальноприйнятого їх визначення немає. Ми будемо користуватися найбільш коротким фізичним визначенням, наведеним в [21]: фракталами називаються об'єкти, що мають структурний, ієрархічно самоподібна будова. Структурність означає стрибкоподібне зміна фізичних і геометричних характеристик фракталів, негладку об'єкта, їх просторово-часову локалізацію.

У цьому розділі розглянуто експериментально встановлені критерії для конкретних фізичних систем і математичних моделей, в яких виникають хаотичні коливання. Ці критерії були встановлені за допомогою фізичних, і численних експериментів. Ми розглядаємо такі випадки з двох причин. По-перше, у вивченні хаотичних коливань корисно ознайомитися з декількома системами, що допускають хаотична поведінка, і з'ясувати, за яких умов виникає хаос. Такі прості випадки дозволяють розібратися в умовах виникнення хаосу в більш складних системах. По-друге, при розробці теоретичних критеріїв важливо мати якийсь тест для порі-

вняння теорії з експериментом.

## 1.2 Відображення Пуанкаре

При математичному дослідженні динамічних систем відображенням називають тимчасову вибірку даних  $\{x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n), \dots, x(t_N)\}$ , для якої вводять позначення  $x_n \equiv x(t_n)$  [12]. У простому детермінованому відображенні величину  $x_{n+1}$ , можна знайти за значенням  $x_n$ . Це часто записують у вигляді

$$x_{n+1} = f(x_n), \quad (1.1)$$

У такого запису можна дізнатися різницеве рівняння. Поняття відображення узагальнюється і на більше число змінних. Так,  $x_n$  може бути вектором з  $M$  компонентами;  $x_n = (Y_{1n}, Y_{2n}, \dots, Y_{Mn})$ , і тоді рівняння (1.1) буде системою з  $M$  рівнянь.

Припустимо, наприклад, що ми аналізуємо рух частинки, відображене на фазовій площині  $[x(t), (t)]$ . Якщо рух хаотично, то траєкторія прагне заповнити деяку область фазового простору. Якщо, проте, замість того, щоб безперервно стежити за рухом, ми будемо фіксувати динамічні характеристики тільки в окремі моменти, то рух буде представлено послідовністю точок фазової площини (рис. 1.1). Якщо  $x_n \equiv x(t_n)$  і  $y_n \equiv (t_n)$ , то ця послідовність точок фазового простору є двовимірне відображення

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= f(x_n, y_n), \\ y_{n+1} &= g(x_n, y_n). \end{aligned} \quad (1.2)$$

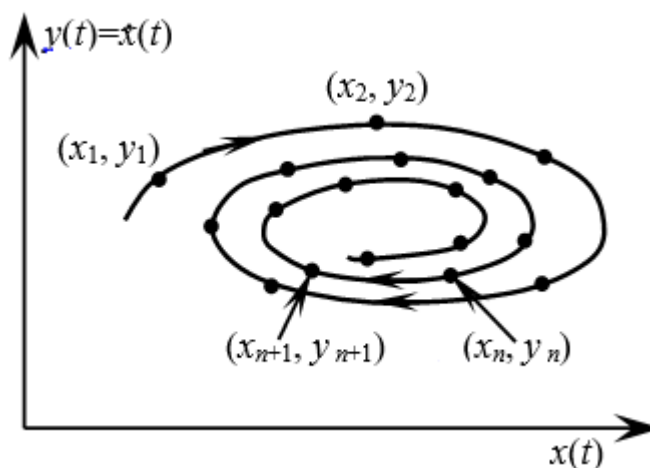


Рисунок 1.1 – Схематична ілюстрація тимчасової еволюції точок Пуанкаре з вибірки цифрових вимірювань

Якщо моменти вибірки  $t_n$  підкоряються певним правилом, це відображення називається відображенням Пуанкаре.

Знайти відображення Пуанкаре для конкретних нелінійних систем в явному вигляді вдається дуже рідко (лише в тих випадках, коли диференціальні рівняння допускають аналітичне рішення). Ми побудуємо відображення Пуанкаре для логістичного рівняння.

Однією з найпростіших завдань є модель зростання популяції, або логістичне рівняння

$$x_{n+1} = rx_n(1 - x_n), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1.3)$$

де  $x_n$  - реалізація фізичної величини,  $r$  - керуючий параметр.

Нижче наведені програма для побудови реалізації та відображення Пуанкаре логістичного рівняння і відповідні графіки (рис. 1.2, рис. 1.3), отримані за допомогою системи MatLab.

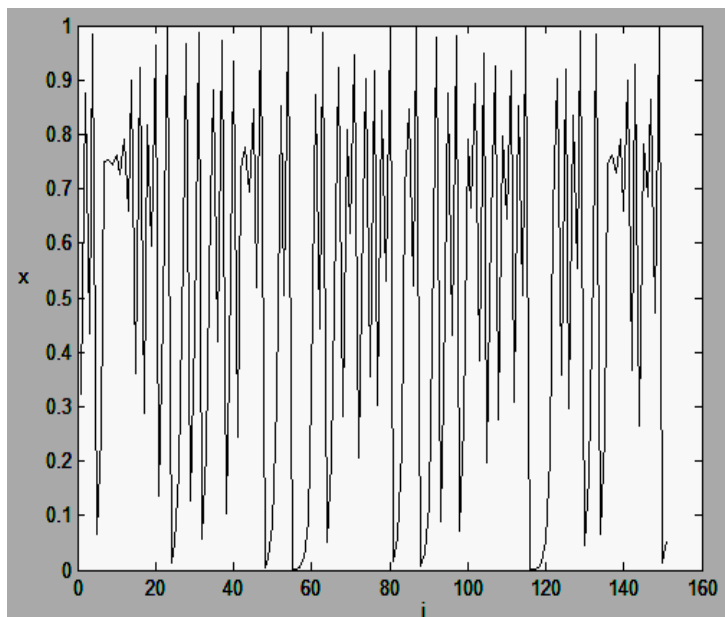


Рисунок 1.2 – Реалізація логістичного рівняння

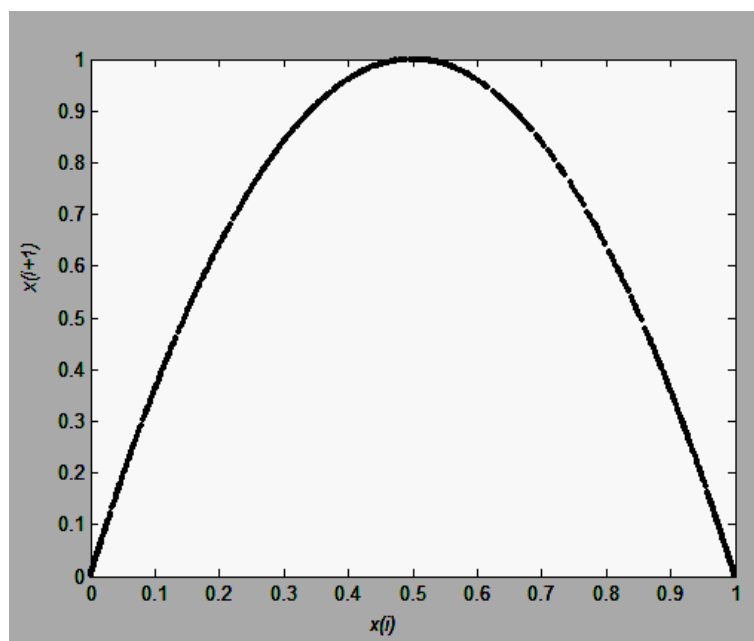


Рисунок 1.3 – Відображення Пуанкаре для логістичного рівняння  
при  $r = 4$ ,  $x_0 = 0.1$ ,  $N = 1000$

Відображення Пуанкаре для систем з вимушеними коливаннями. Коли присутній змушує рух з періодом  $T$ , для отримання відображення Пуанкаре необхідно виділити вибірку з  $t_n = nT + \tau_0$ . Це дозволяє відрізнити періодичні руху від неперіодичних. Наприклад, якщо вибірку гармонійного руху синхронізувати з його періодом, то «відображення» буде представлено двома точками на фазовій площині.



Якщо ж, однак, відгук містив би субгармонік з періодом 3, то відображення Пуанкаре складалося б з трьох точок [20].

Ще одне нехаотичне відображення Пуанкаре показано на рис. 1.4, де рух являє собою коливання на двох несумірних частотах:

$$x(t) = C_1 \sin(\omega_1 t + d_1) + C_2 \sin(\omega_2 t + d_2), \quad (1.4)$$

де  $\omega_1 / \omega_2$  - ірраціональне число. Якщо робити вибірку з періодом, відповідним однієї з частот, то траєкторія стане безперервної замкнутої фігурою або орбітою на фазовій площині. Такий рух іноді називають майже періодичним, або квазіперіодичним, або «рухом на торі»; воно не хаотично. І, нарешті, якщо відображення Пуанкаре не перебуває з кінцевого безлічі точок, ні з замкнутої орбіти (див. рис. 1.4), то відповідний рух може бути хаотичним (рис. 1.5).

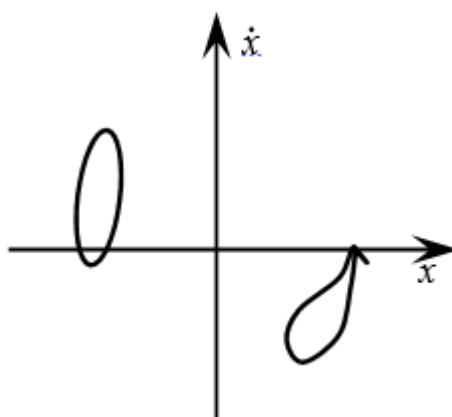


Рисунок 1.4 – Відображення Пуанкаре на фазовій площині, відповідний квазіперіодичний рух збуджується періодичним сигналом стержня з двома ступенями свободи, який коливається в парі потенційних ям, створюваних магнітними силами

У системах без загасання або зі слабким загасанням відображення Пуанкаре хаотичних рухів часто мають вигляд невпорядкованого скупчення точок на фазовій площині (рис. 1.5, а). У системах з загасанням відображення Пуанкаре іноді представляють собою нескінченні строго впорядковані множини точок, що концентруються на подібні паралельних ліній, як це показано на рис. 1.6, б, в. При чи-

сельному моделюванні можна збільшити частину відображення Пуанкаре (рис. 1.6) і виявити більш тонку структуру. Якщо така структура безлічі точок зберігається після кількох збільшень, то кажуть, що рух поводить як дивний аттрактор. Безлічі з подібним вкладенням однієї структури в іншу часто називають канторівської множини. Поява в відображенні Пуанкаре, що відображає тимчасову еволюцію коливань, структур, які подібні до канторівської множини, є сильним індикатором хаотичних рухів.

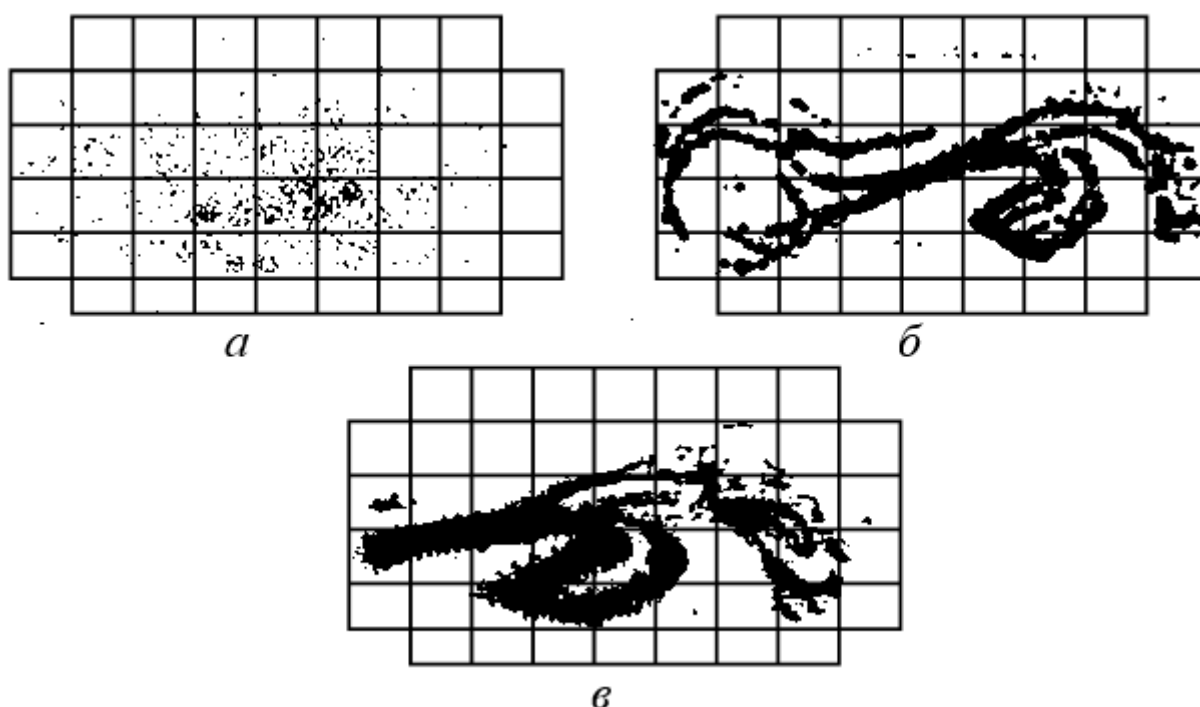


Рисунок 1.5 – Відображення Пуанкаре для хаотичного руху поздовжньо вигнутого стрижня при: а) - слабкому загасанні; б), в) - сильному загасанні виявляють фрактальну структуру дивного атрактора

Відображення Пуанкаре для автономних систем. В електричних системах або системах управління зі зворотним зв'язком самозбудні коливання можуть виникати завдяки елементам з негативним опором або негативного зворотного зв'язку.

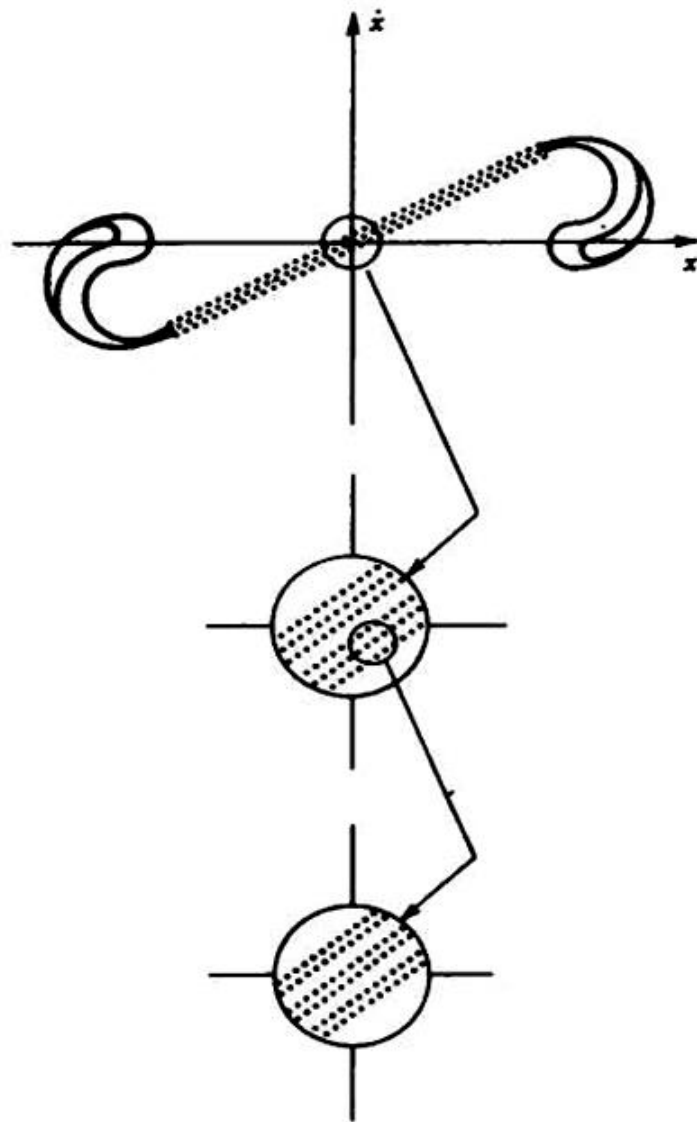


Рисунок 1.6 – Відображення Пуанкаре для хаотичних коливань збуджується нелінійного осцилятора, що зберігає автотопологічну структуру все менших і менших масштабів

Розглянемо хаотичну систему найнижчого порядку, що описується трьома диференціальними рівняннями першого порядку. У разі електромеханічної системи змінні  $x(t)$ ,  $y(t)$  і  $z(t)$  можуть мати сенс зміщення, швидкості і керуючої сили, якщо це система управління зі зворотним зв'язком. Рух можна представити у вигляді траєкторії в тривимірному фазовому просторі (рис. 1.7). Відображення Пуанкаре можна визначити, побудувавши в цьому просторі двовимірну орієнтовану поверхню і стежачи за точками  $(x_n, y_n, z_n)$ , в яких траєкторія проходить крізь цю поверхню. Виберемо, наприклад, площину  $n_1x + n_2y + n_3z = c$  із нормальним век-

тором  $n \equiv (n_1, n_2, n_3)$ . Як окремий випадок можна вибрати площину  $x = 0$ . Тоді відображення Пуанкаре складається з тих точок площини, через які траєкторія проходить в одному і тому ж напрямку, тобто якщо  $\vec{s}(t)$  - одиничний вектор, дотичний до траєкторії, тоді скалярний добуток  $\vec{s}(t) \cdot \vec{n}$  завжди повинен мати один і той же знак.

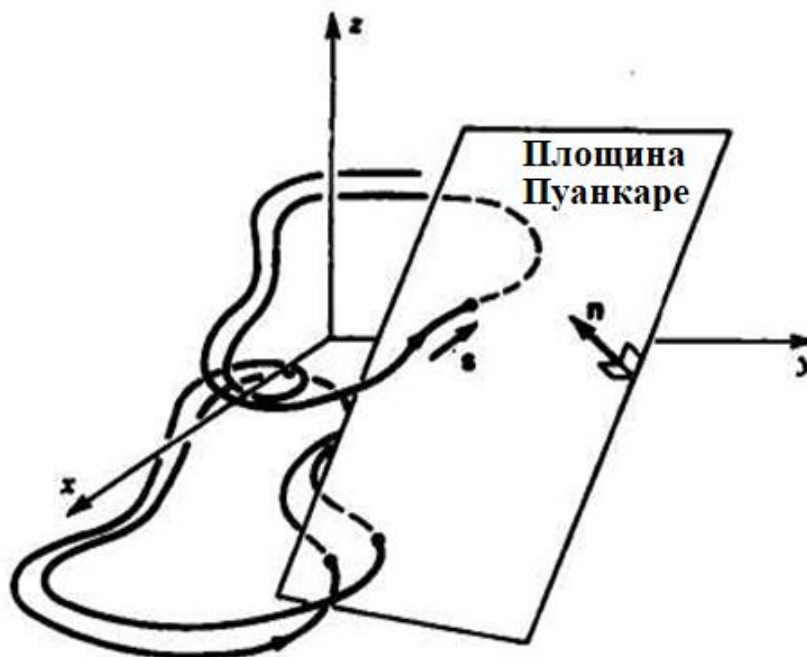


Рисунок 1.7 – Схематичне зображення траєкторій системи рівнянь третього порядку і типової площини Пуанкаре

Визначення відображення Пуанкаре поширюється і на випадок, коли на систему діє періодична зовнішня сила. Як приклад розглянемо вимушені нелінійні коливання, описувані рівняннями руху

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y, \\ \dot{y} &= F(x, y) + f_0 \cos(\omega \cdot t + \phi_0). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Цю систему можна привести до автономного виду, вводячи визначення

$$z = \omega \cdot t + \phi_0 + 2n\pi, \quad (1.6)$$

що дає

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y, \\ \dot{y} &= F(x, y) + f_0 \cos z, \\ \dot{z} &= \omega. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Тепер можна природним чином вибрати ті моменти вибірки, при яких  $z = 0$ . У цій системи фазовий простір має циліндричну форму з обмеженими значеннями  $z$ :  $0 < z < 2\pi$ . Побудова відображення Пуанкаре показано на рис. 1.8.

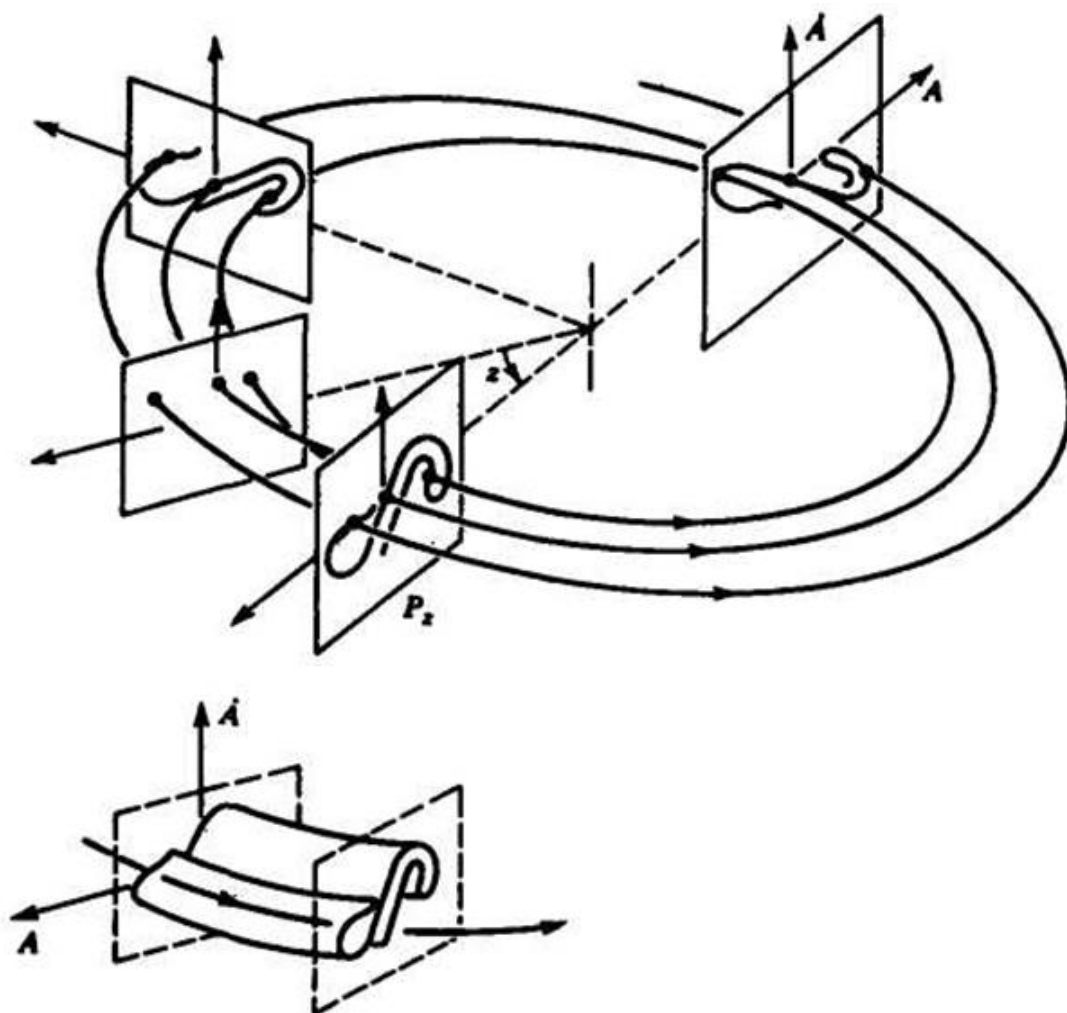


Рисунок 1.8 – Схематичне зображення дивного аттрактора для вимушених коливань нелінійного осцилятора - «твір» площині Пуанкаре і фази сигналу збудження

### 1.3 Біфуркаційні діаграми

Ставлячи будь-які згадані тести на хаотичні коливання, слід спробувати змінити один або більше число параметрів, що визначають стан системи. Наприклад, в нелінійній ланцюга можна варіювати опір. Мета цієї процедури - з'ясувати, чи не виявляє чи система стаціонарного або періодичного поведінки в деякій області простору параметрів. Таким чином, можна переконатися, що система дійсно детермінована і не містить прихованих зовнішніх або внутрішніх джерел істинно випадкового шуму.

Змінюючи параметр, треба стежити за появою періодичного відгуку. Одним з характерних провісників хаотичного руху є поява субгармонічних періодичних коливань. Взагалі кажучи, передхаотичний стан може приймати самі різні форми. Як чисельні, так і фізичні експерименти виявляють кілька моделей передхаотичної поведінки.

Шлях до хаосу через подвоєння періоду. Коли спостерігається явище подвоєння періоду, в початковому стані система здійснює основне періодичне рух. Потім, у міру зміни будь-якого параметра експерименту  $r$  відбувається біфуркація або зміна руху на періодичне з періодом, в два рази перевищує період вихідних коливань. З подальшим змінюю  $r$  система схильна до послідовним біфуркації, при кожній з яких період подвоюється. Критичні значення  $r$ , при яких відбуваються послідовні подвоєння періоду, підпорядковуються при  $n \rightarrow \infty$  наступного автомодельного співвідношенню

$$\frac{r_n - r_{n-1}}{r_{n+1} - r_n} \rightarrow \delta = 4.6692016. \quad (1.8)$$

Це число називається числом Фейгенбаума - по імені дослідника, який виявив це автомодельне поведінку. На практиці це відношення сходиться  $\delta$ , вже при третьою або четвертою біфуркації.

Процес подвоєння періоду має точку згущення поблизу деякого критичного значення параметра, після якого рух стає хаотичним.

Це явище спостерігалось в ряді фізичних систем, а також при чисельному моделюванні. Найпростіше математичне рівняння, за допомогою якого можна пояснити таку поведінку - це одновимірний різницеve рівняння виду (логістичне відображення)

$$x_{n+1} = rx_n(1 - x_n), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (1.9)$$

При  $r > 1$  є дві точки рівноваги (тобто  $x = rx(1-x)$ ). Для з'ясування стійкості відображення  $x_{n+1} = f(x_n)$  слід обчислити величину нахилу  $|f'(x)|$  в точці спокою. Якщо  $|f'(x)| > 1$ , точка спокою нестійка. При  $1 < r < 3$  логістичне рівняння має дві точки спокою:  $x = 0$ ,  $(r-1)/r$ ; при цьому початок координат - нестійка точка, а друга точка спокою стійка.

Однак при  $r = 3$  нахил при  $x = (r-1)/r$  перевищує одиницю ( $f' = 2r$ ) і обидві точки рівноваги стають нестійкими. При значеннях параметра  $r$ , укладених між 3 і 4, це просте різницеve рівняння описує безліч багатоперіодичних і хаотичних рухів. При  $r = 3$  стає нестійким стаціонарне рішення, але залишається стійким біцикло або двоперіодична орбіта.

При подальшому збільшенні  $r$  двоперіодична орбіта стає нестійкою і виникає цикл з періодом 4, який внаслідок біфуркації швидко замінюється циклом з періодом 8 при ще більших значеннях  $r$ . Цей процес подвоєння періоду триває до тих пір, поки  $r$  не досягає значення  $r = 3,56994 \dots$ . Поблизу цього значення послідовність значень параметра, при яких відбуваються подвоєння періоду, підпорядковується точному закону (1.8).

Біфуркаційні діаграми. Широко використовуваним способом дослідження передхаотичних або післяхаотичних змін динамічної системи при варіації її параметрів є побудова біфуркаційних діаграм. Приклад програми побудови біфуркаційних діаграм та її графік (рис. 1.9) наведені нижче. Фазопараметрична діаграма режимів відображення (1.9), наведена на рис. 1.9, характерна для систем з каска-

дом подвоєнь періодів, що призводить до хаосу. Подібний вид діаграми отримав назву дерева Фейгенбаума. Діаграма дає наочне уявлення про дроблення масштабу динамічної змінної і наявності властивостей скейлінга, тобто масштабною інваріантності, коли один і той же елемент зображення повторюється в усі більш дрібному масштабі.

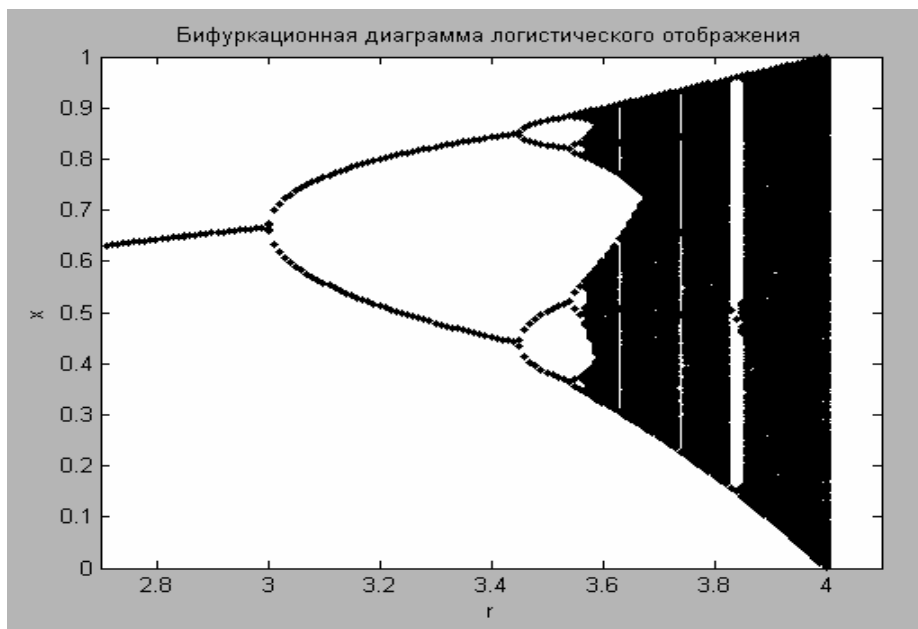


Рисунок 1.9 – Біфуркаційна діаграма логістичного відображення

На рисунку добре видно точки біфуркації подвоєнь періоду, де кожна гілка дерева розщеплюється на дві. Коли параметр системи стає більше критичного значення, в певних діапазонах значень параметра рух стає хаотичним, відповідні області виглядають як більш-менш рівномірно заповнені точками ділянки "крони". Однак такі діапазони можуть мати кінцеву ширину; іншими словами, при зміні параметра можуть зустрічатися вікна періодичного руху. В цьому режимі періодичні руху можуть знову проходити через біфуркації подвоєння періоду, знову наводячи до хаотичного руху.

Однак, хоча багато фізичні системи виявляють властивості, подібні до властивостей відображення (1.3), багато системи поведуться по-іншому.

На рис. 1.10 представлені зміни, що відбуваються в процесі переходу до хаосу через послідовність подвоєнь періоду в генераторі з інерційною нелінійністю (ГН) Аніщенко-Астахова [21], описуваному рівняннями



$$\begin{cases} \dot{x} = x(m-z) + y, \\ \dot{y} = -x, \\ \dot{z} = g(J(x) - z). \end{cases} \quad (1.10)$$

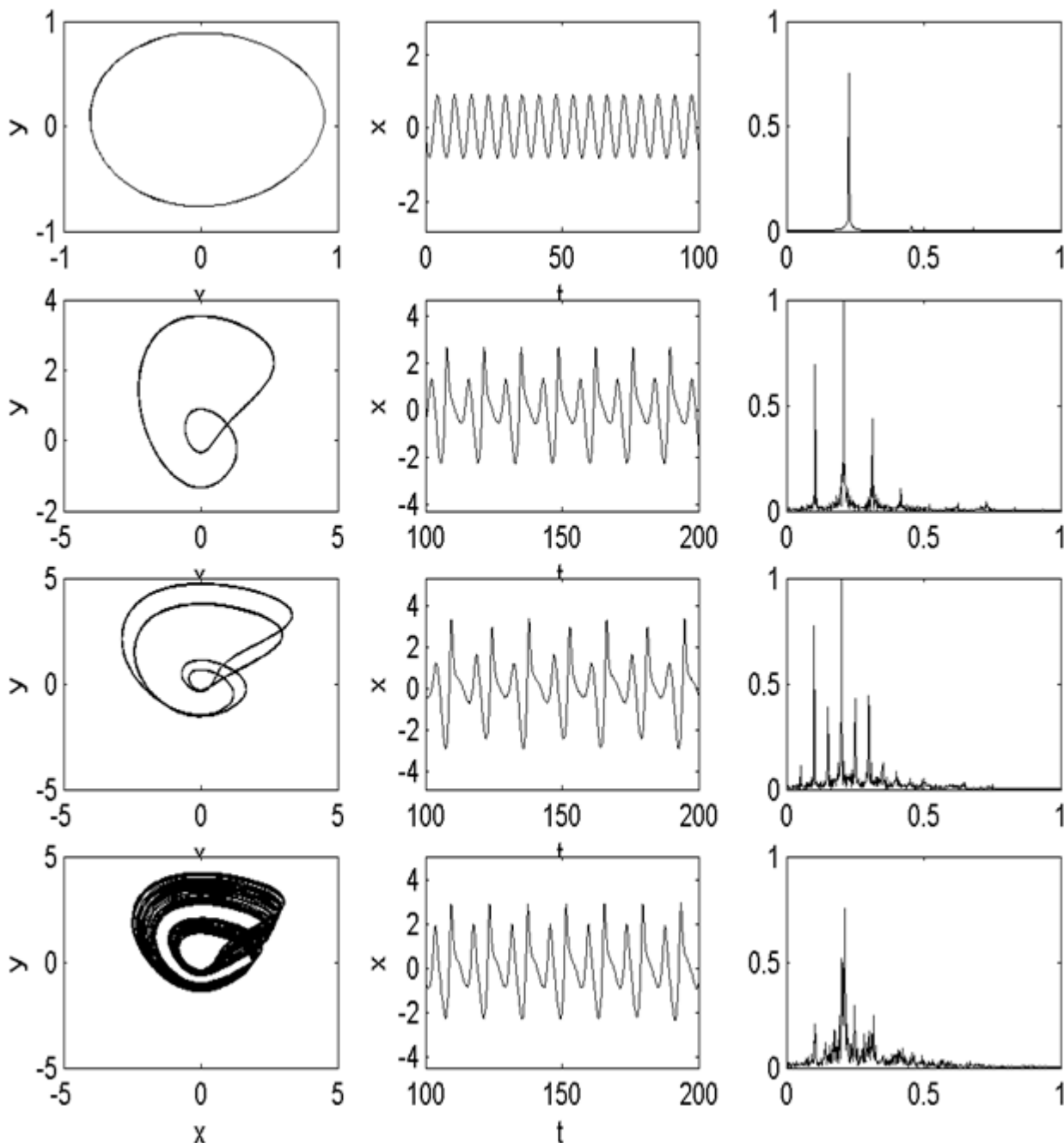


Рисунок 1.10 - Послідовність біфуркацій подвоєння періоду в генераторі з інерційною нелінійністю: а) проєкції фазових траєкторій, б) форма коливань і в) спектри потужності для циклів з періодами  $2T_{0k}$ ,  $k = 1, 2, 3$  і дивного аттрактора

Цей перехід допускає однопараметричний аналіз (так як біфуркація подвоєння має коразмірність 1) і полягає в наступному. Нехай ДС при деякому значенні

керуючого параметра  $m = m_0$  має стійкий граничний цикл  $C$  з періодом  $T(m)$ . Нехай при збільшенні параметра до значення  $m = m_1$  відбувається суперкритичним біфуркація подвоєння періоду, що призводить до народження стійкого граничного циклу  $2C$  з періодом  $2T(m)$ . Далі спостерігається нескінченна послідовність біфуркацій подвоєння періодів циклів  $2kC$  в точках  $m = m_k, k = 1, 2, 3, \dots$ . В спектрі виникають субгармонік частоти  $\omega_0 = 2\pi / T_0$ , тому послідовність біфуркацій подвоєння іноді називають субгармонічним каскадом. Біфуркаційні точки  $m_k$  сходяться в межі  $k \rightarrow \infty$  до деякого критичного значення  $m = m_{cr}$ , при якому період стає нескінченним, а спектр - суцільним. При  $m > m_{cr}$  виникають аперіодичні коливання, нестійкі по Ляпунову. Цим коливань відповідає дивний атрактор в фазовому просторі системи.

#### 1.4 Показники Ляпунова

Хаос в детермінованих системах має на увазі вразливу залежність від початкових умов. Це означає, що дві траєкторії, близькі один до одного в фазовому просторі в деякий початковий момент часу, експоненціально розходяться за мале в середньому час. Якщо  $d_0$  - міра початкової відстані між двома вихідними точками, то, через малий час  $t$ , відстань між траєкторіями, що виходять з цих точок, стає рівним

$$d(t) = d_0 2^{\lambda t}. \quad (1.11)$$

Якщо система описується різницеvim рівняннями або відображенням, тоді

$$d_n = d_0 2^{\Lambda n}. \quad (1.12)$$

Величини  $\lambda$  і  $\Lambda$  називаються показниками Ляпунова.

Експоненціальна розходженість хаотичних траєкторій може бути тільки локальної, так як якщо система обмежена (а більшість фізичних експериментів об-

межена), то  $d(t)$  не може зростати до нескінченності. Отже, для того щоб визначити міру розходження траєкторій, необхідно усереднити експоненціальне зростання по багатьох точках вздовж траєкторії, як показано на рис. 1.11. Обчислення показника Ляпунова починається з вибору реперною траєкторії (або опорної траєкторії [22]), точки на сусідній траєкторії і вимірювання величини  $d(t) / d_0$ . Коли відстань  $d(t)$  стає занадто великим (тобто зростання його відхиляється від експоненціального поведінки), експериментатор знаходить нову «сусідню» траєкторію і визначає нове початкове відстань  $d_0(t)$ . Показник Ляпунова можна задати виразом

$$\lambda = \frac{1}{t_N - t_0} \sum \ln \frac{d(t)}{d_0(t_{k-1})}, \quad (1.13)$$

Критерій хаосу в термінах показника Ляпунова приймає такий вигляд

$$\lambda > 0 - \text{хаотичний рух}, \quad (1.14)$$

$$\lambda \leq 0 - \text{регулярний рух}.$$

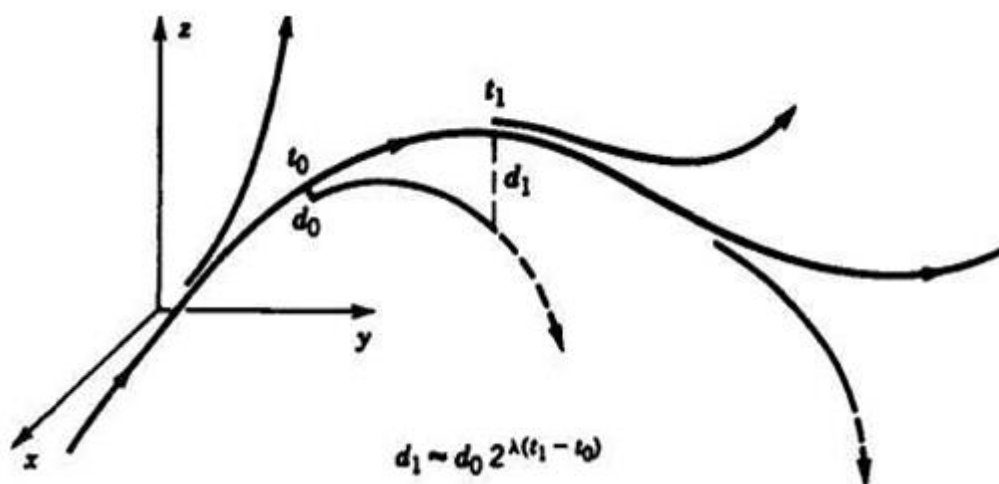


Рисунок 1.11 – Загальний хід зміни відстані між двома сусідніми траєкторіями, який використовується для визначення найбільшого показника Ляпунова  
Обчислимо  $\lambda$  для одновимірного відображення

$$x_{n+1} = f(x_n). \quad (1.15)$$

Там, де функція  $f(x)$  гладка і диференційована, відстань між сусідніми траєкторіями вимірюється величиною  $|df / dx|$ . Щоб переконатися в цьому, введемо два початкових умови:  $x_0$  і  $x_0 + \varepsilon$ . Тоді в співвідношенні (22)

$$d_0 = \varepsilon,$$

$$d_1 = f(x_0 + \varepsilon) - f(x_0) = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_0} \varepsilon. \quad (1.16)$$

Дотримуючись співвідношенню (13), визначимо показник Ляпунова (або характеристичний показник) як

$$\Lambda = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N \ln \left| \frac{df(x_n)}{dx_n} \right|. \quad (1.17)$$

Як приклад скористаємося логістичним відображенням (1.3). У пакеті MatLab отримаємо графік залежності показника Ляпунова від керуючого параметра  $r$  (рис. 1.12).

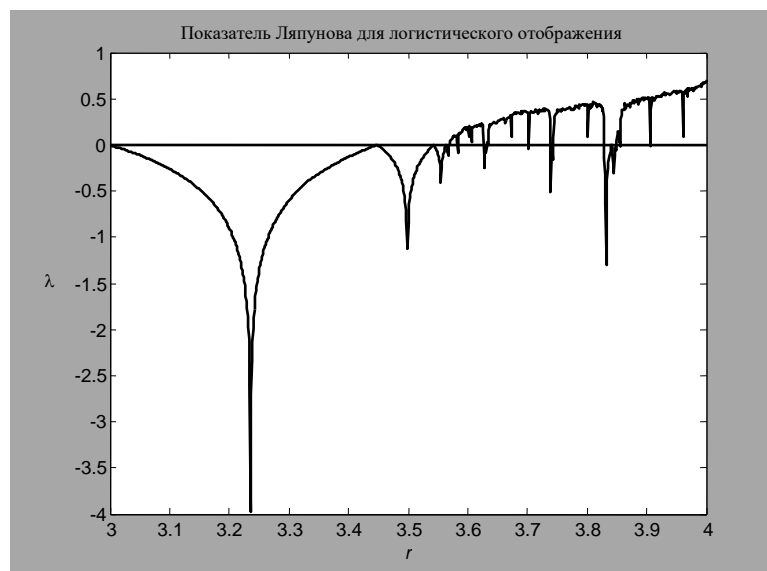


Рисунок 1.12 – Залежність показника Ляпунова від керуючого параметра  $r$

Відображення стає хаотичним, коли керуючий параметр  $r > 3,57$ . У цьому можна переконатися, обчислюючи показник Ляпунова як функцію параметра  $r$

(рис. 1.12). При  $r > 3,57$  показник Ляпунова стає негативним у вікнах періодичності  $3,57 < r < 4$ .

Обчислення найбільшого показника Ляпунова. Для кожного динамічного процесу, будь то траєкторія, безперервно залежить від часу або дискретна еволюція в часі, існує спектр показників Ляпунова, або характеристичних показників, який говорить нам, як змінюються в фазовому просторі довжини, площі і обсяги. Для критерію хаосу необхідно обчислити тільки найбільший показник Ляпунова, який говорить, розходяться ( $\lambda > 0$ ) або сходяться ( $\lambda < 0$ ) в середньому сусідні траєкторії. Присутність позитивного старшого показника є критерієм хаосу.

Існують два загальних методи обчислення показників Ляпунова: один для даних, породжених відомою системою диференціальних або різницевих рівнянь (потоків або каскадів), другий - для даних з експериментальних часових рядів. В роботі [14] обговорюються обидва ці методи, але створення надійного алгоритму для визначення показника Ляпунова за експериментальними даними вимагає проведення додаткових досліджень.

Розглянемо метод обчислення показника Ляпунова для системи диференціальних рівнянь вигляду

$$\dot{x} = f(x, c) \quad (1.18)$$

де  $x$  – набір з  $n$  змінних стану, а  $c$  – набір з  $n$  параметрів.

Основна ідея обчислень, що використовують співвідношення (1.13), полягає у визначенні відношення відстаней між траєкторіями  $d(t_k)/d(t_{k-1})$ . Один з методів полягає в чисельному інтегруванні системи рівнянь (1.18) з тим, щоб отримати опорне рішення  $x^*(t; x_0)$ , де  $x_0$  - початкове умова. Потім на кожному часовому кроці  $t_k$  система (1.18) інтегрується знову з якою-небудь сусідній точкою  $x^*(t_k) + \eta$  в якості початкової умови. Але більш прямий метод полягає в використанні рівнянь (1.18) для знаходження варіації траєкторій в околиці виділеної (опорної) траєкторії  $x^*(t)$ . При такому підході ми на кожному часовому кроці  $t_k$  вирішуємо рівняння в варіаціях

$$\dot{\eta} = A \cdot \eta, \quad (1.19)$$

де  $A$  - матриця приватних похідних  $\nabla f(x^*(t_k))$ . Підкреслимо, що елементи матриці  $A$ , взагалі кажучи, залежать від часу. Але якби матриця  $A$  була постійною, тоді рішення  $\eta(t)$  в інтервалі  $t_k < t < t_k + 1$  залежало б від початкової умови. Якщо це початкова умова вибрано випадковим чином, то  $\eta(t)$  з ненульовий ймовірністю має складову в напрямку найбільшого позитивного власного значення матриці  $A$ . Зміна відстаней між сусідніми траєкторіями в цьому напрямку і є те, що характеризує найбільший показник Ляпунова.

Схема обчислень виглядає наступним чином. Інтегруючи рівняння (1.19), знаходимо  $x^*(t)$ . Щоб позбутися від усякого роду перехідних процесів, ми вичікуємо деякий час і лише потім обчислюємо  $d(t)$ . Коли всі перехідні процеси загасають і стають малими, ми приступаємо до інтегрування рівнянь (1.20), щоб знайти  $\eta(t)$ . Можна вибрати, але довільне початкове напрямок. Потім ми чисельно інтегруємо рівняння  $\dot{\eta} = A(x^*(t))\eta$  враховуючи зміни в  $A$  через  $x^*(t)$ . (На практиці рівняння (1.19) і (1.20) можна інтегрувати одночасно). За указаний час  $t_{k+1} - t_k = \tau$  ми отримуємо

$$\frac{d(t_{k+1})}{d(t_k)} = \frac{|\eta(\tau; t_k)|}{|\eta(0; t_k)|}. \quad (1.20)$$

Щоб почати новий крок в (1.13), виберемо за нове початкова умова напрямок вектора  $\eta(\tau; t_k)$ , тобто покладемо

$$\eta(0; t_{k+1}) = \frac{\eta(\tau; t_k)}{|\eta(\tau; t_k)|}, \quad (1.21)$$

де початкова відстань унормовано на одиницю.

Приклад такого роду обчислень показаний на рис. 1.13, де результати чисельного інтегрування рівняння генератора з інерційною нелінійністю Аніщенко-Астахова (1.10) представлені як функції від параметра  $m$ .

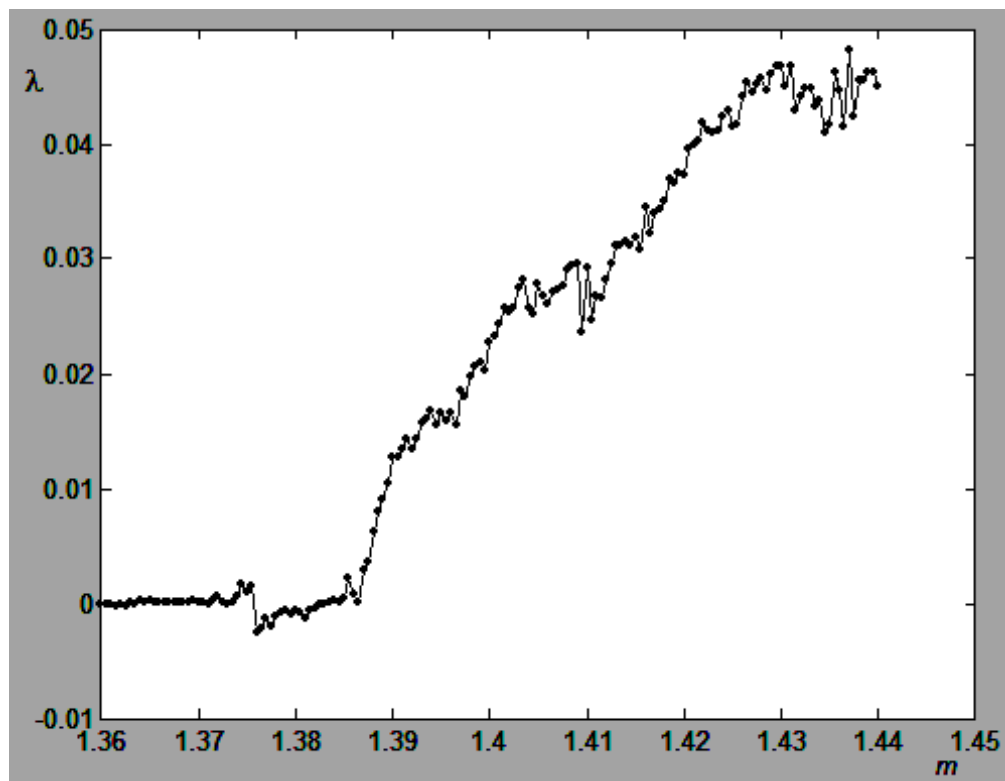


Рисунок 1.13 – Залежність старшого показника Ляпунова від параметра  $m$  для генератора з інерційною нелінійністю при  $g = 0.2$

З рис. 1.13 видно, що  $\lambda$  - статистичне властивість руху, тобто для отримання надійного значення  $\lambda$  необхідно усереднювати зміни відстаней між траєкторіями протягом тривалого часу. Крім того, необхідно з великою обережністю вибирати і крок за часом  $\Delta t$  при інтегруванні рівнянь за методом Рунге - Кутта, і крок  $t$  для показника Ляпунова.

Викладений вище алгоритм обчислення показників Ляпунова виявився величезно корисним при побудові емпіричних критеріїв хаосу і діаграм. Можна обчислити  $\lambda$  як функцію параметрів завдання (вектора  $z$  в (1.18)). Такі чисельно побудовані діаграми корисні при пошуку можливих областей в просторі параметрів, в яких можуть існувати хаотичні рухи. Але з урахуванням будь-якого роду «примх» чисельних методів при встановленні хаотичного характеру тієї чи іншої області не

слід цілком покладатися на викладену вище процедуру. Для підтвердження хаотичного характеру рухів в досліджуваній області слід залучати й інші методи: спектральний аналіз, відображення Пуанкаре, обчислення фрактальної розмірності.

Оскільки критерієм хаотичної динаміки служить присутність позитивного старшого показника, становить інтерес можливість його оцінки на підставі обробки записи реалізацій (часових рядів) [22, 23]. Спочатку проводиться реконструкція атрактора в фазовому просторі методом запізньованих і визначається розмірність вкладення  $m$ . Далі беремо за вихідну точку  $x_0$  (рис. 1.14) на реконструйованому атракторі та знаходимо, переглядаючи запис тимчасового ряду, іншу точку  $x'_0$ , що знаходиться на малій відстані  $\|x'_0 - x_0\| = \varepsilon_0$ , але не близьку за часом. Потім, використовуючи запис реалізації, відстежуємо крок за кроком динаміку при старті з цих двох точок. Коли відстань між зображують точками  $x_1$  і  $x'_1$  перевищить деяку задану величину  $\varepsilon_{\max}$ , зупинимося і зафіксуємо період часу  $T_1$ , який для цього знадобився, і ставлення кінцевого і початкового відстаней  $\varepsilon'_0/\varepsilon_0$ . Тепер знову переглянемо реалізацію з тим, щоб знайти іншу точку старту обуреної траєкторії. Вона повинна бути по можливості близька до точки  $x_1$  і зрушена від неї у напрямку, близькому до напрямку вектора  $x'_1 - x_1$ . Нехай ця точка  $x''_1$  і  $\|x''_1 - x_1\| = \varepsilon_1$ . Відстежуємо тепер траєкторії, що стартують з точок  $x_1$  і  $x''_1$ , поки через деякий наступний період часу  $T_2$  відстань не перевищить  $\varepsilon_{\max}$ , і обчислюємо відношення  $\varepsilon'_1/\varepsilon_1$ . Далі процедура повторюється багато разів, і ляпуновском показник оцінюється як

$$\Lambda = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \ln(\varepsilon'_k/\varepsilon_k)}{\sum_{k=1}^K T_k},$$

де  $K$  - загальна кількість "сходинок" алгоритму.



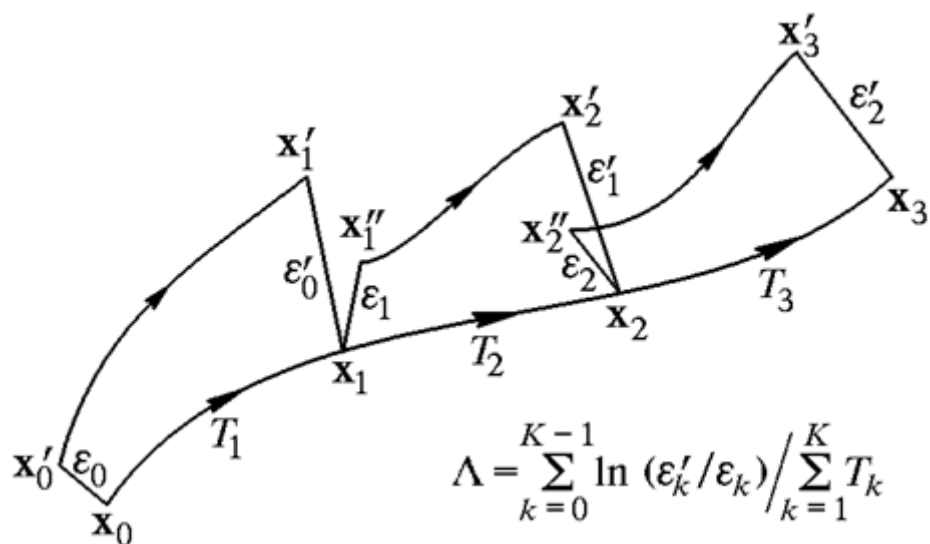


Рисунок 1.14 – До алгоритму обчислення показника Ляпунова по реалізації

### 1.5 Висновки до розділу

У цьому розділі розглянуто експериментально встановлені критерії для конкретних фізичних систем і математичних моделей, в яких виникають хаотичні коливання. Ці критерії були встановлені за допомогою фізичних, і численних експериментів. Ми розглядаємо такі випадки з двох причин. По-перше, у вивченні хаотичних коливань корисно ознайомитися з декількома системами, що допускають хаотична поведінка, і з'ясувати, за яких умов виникає хаос. Такі прості випадки дозволяють розібратися в умовах виникнення хаосу в більш складних системах. По-друге, при розробці теоретичних критеріїв важливо мати якийсь тест для порівняння теорії з експериментом.

Критерії виникнення хаосу поділяються на два типи: на прогностичні правила, що дозволяють передбачати виникнення хаосу, і на діагностичні засоби, що дозволяють встановлювати наявність або відсутність хаосу.

## 2 НЕАВТОНОМНИЙ ГЕНЕРАТОР ДЕТЕРМІНОВАНОГО ТИПУ ДУФФІНГА –ХОЛМСА НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

### 2.1. Опис аналогової електричної схеми для моделювання рівняння Дуффінга-Холмса

Електричні схеми, що створюють складні та хаотичні сигнали, є зручним інструментом для імітації еволюції в часі нелінійних динамічних систем та для моделювання диференціальних рівнянь. Прикладом є добре відома система Маккі-Гласса (МГ) [16, 17], задана диференціальними рівняннями затримки. Аналогова електрична схема, яка імітує динамічну поведінку системи МГ, була розроблена, побудована та досліджена в [18, 19]. Він був використаний для перевірки експериментальних методів, розроблених для управління хаосом, зокрема для стабілізації нестабільних стаціонарних станів [19, 20] або нестабільних періодичних орбіт [21], для налагодження кореляційного розміру дивного атрактора [22], синхронізації зв'язаних нескінченновимірних гіперхаотичних динамічних систем [23-25].

У даній роботі ми описуємо надзвичайно просту аналогову електричну схему, призначену для моделювання рівняння Дуффінга-Холмса (ДХ) [26-29]. Існує три різних підходи, розроблені для обробки рівняння ДХ та його рішень електрично. Перша методика - це гібридний метод, який використовує моделювання рівняння ДХ в цифровому комп'ютері та цифроаналогового перетворення цифрового виводу для його подальшої аналогової обробки [30, 31]. Другий метод використовує чисто аналогові засоби на основі аналогового комп'ютерного проектування [32, 33]. Наприклад, аналоговий комп'ютер був використаний для моделювання рівняння ДХ і для дослідження ефектів скремблювання хаотичних сигналів у регістрах зсуву лінійних зворотних зв'язків [32, 33]. Пізніше аналоговий комп'ютер, що моделює рівняння ДХ і відображає електричні вихідні напруги на екрані генератор, був запропонований для демонстрації хаосу в лабораторіях студентів останнього курсу [34].

Очевидно, що перша і друга техніка є досить загальними і можуть застосовуватися і для інших диференціальних рівнянь. Навпроти, третій підхід базується на побудові певної аналогової електричної схеми для заданого диференціального рівняння. Незважаючи на обмеження на конкретне рівняння, "внутрішні" електричні ланцюги мають привабливі переваги завдяки їх простоті та дешевизні. Такі схеми включають лише малу кількість дискретних електричних компонентів: резисторів, конденсаторів, індукторів, напівпровідникових діодів, а також може включати в себе один (іноді кілька) операційних підсилювачів.

Зазначимо, що будь-який аналоговий комп'ютер є стандартним набором таких основних блоків: інвертуючих RC інтеграторів, інвертуючих суматорів, інверторів, інвертуючих та неінвертуючих підсилювачів, помножувачів та (при необхідності) кусково-лінійних нелінійних вузлів. Програмування диференціальних рівнянь на аналоговому комп'ютері – це просто з'єднання цих одиниць відповідно до чітко визначених правил. Відмінності між "внутрішніми" аналоговими електричними ланцюгами, що моделюють поведінку динамічних систем, та звичайних аналогових комп'ютерів обговорюються і підкреслюються в [35].

## 2.2 Вирішення рівняння Дуффінга-Холмса та чисельні результати

Генератор Дуффінга-Холмса дається або неавтономним диференціальним рівнянням другого порядку [26–29]

$$\ddot{x} + b\dot{x} - x + x^3 = a \sin \omega t \quad (2.1)$$

або еквівалентним набором двох неавтономних рівнянь першого порядку

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y, \\ \dot{y} &= F(x) - by + a \sin \omega t \end{aligned} \quad (2.2)$$

де  $F(x) = x - x^3$ . У (2.2) та (2.2)  $b$ ,  $a$  та  $\omega$  – коефіцієнт згасання, амплітуда та частота зовнішньої рушійної сили, відповідно. Рівняння (2.1) або (2.2) описують зовнішньо керовану частинку в двоямному непараболічному потенціалі (накреслена на рис. 2.1)

$$W(x) = -\int F(x) dx = -\frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{4}. \quad (2.3)$$

Регулюючи будь-які параметри керування, а саме  $a$ ,  $\omega$  або  $b$ , можна спостерігати періодичні та хаотичні коливання. Числові результати, отримані з (2.2) за допомогою програмного пакета МАТНЕМАТІСА, показані на рис. 2.2 та рис. 2.3 – рис. 2.7.

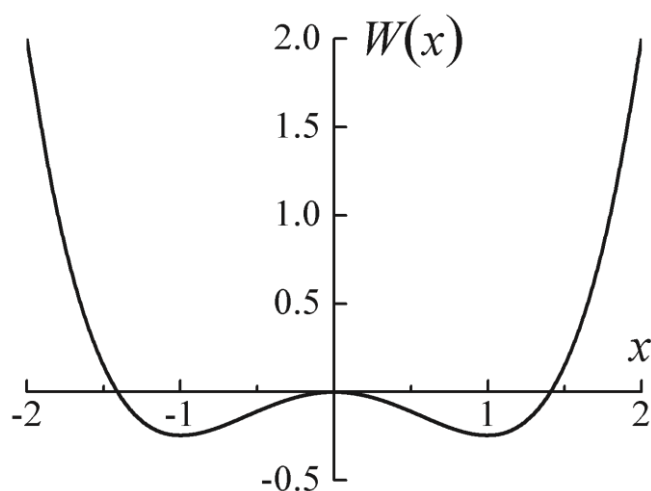


Рисунок 2.1 – Двоямний непараболічний потенціал  $W(x)$  з (2.3)

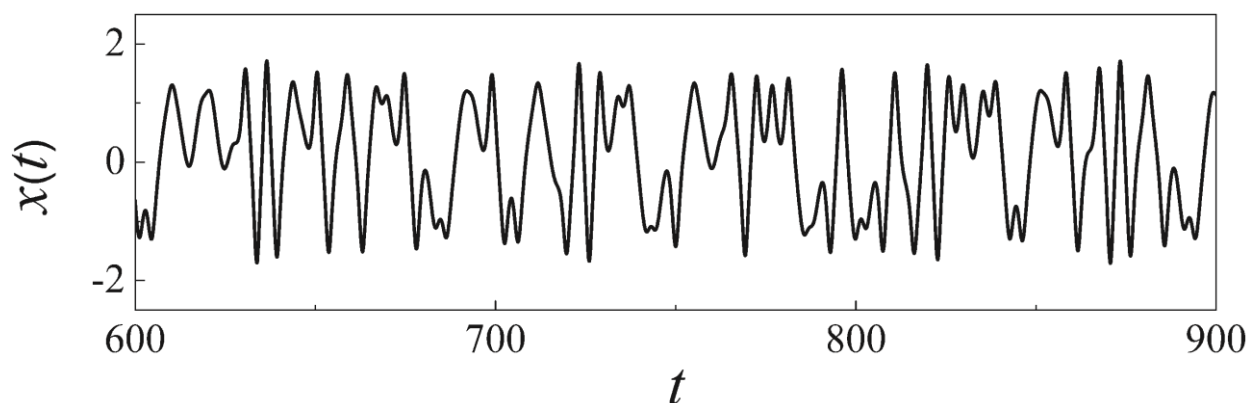


Рисунок 2.2 – Хаотична форма сигналу  $x(t)$  з (2.2) при  $a = 0.45$ ,  $b = 0.1$ ,  $\omega = 2.3$

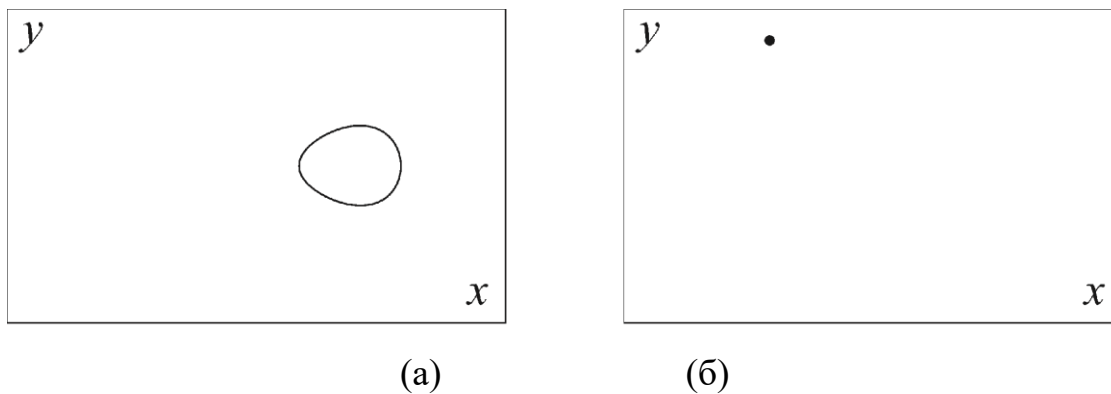


Рисунок 2.3 - Фазові портрети (а), стробоскопічні карти (перетин Пуанкаре) (б) з рівняння (2.2) при рушійній амплітуді  $a = 0.200$ .  $b = 0.1$ ,  $\omega = 1.3$

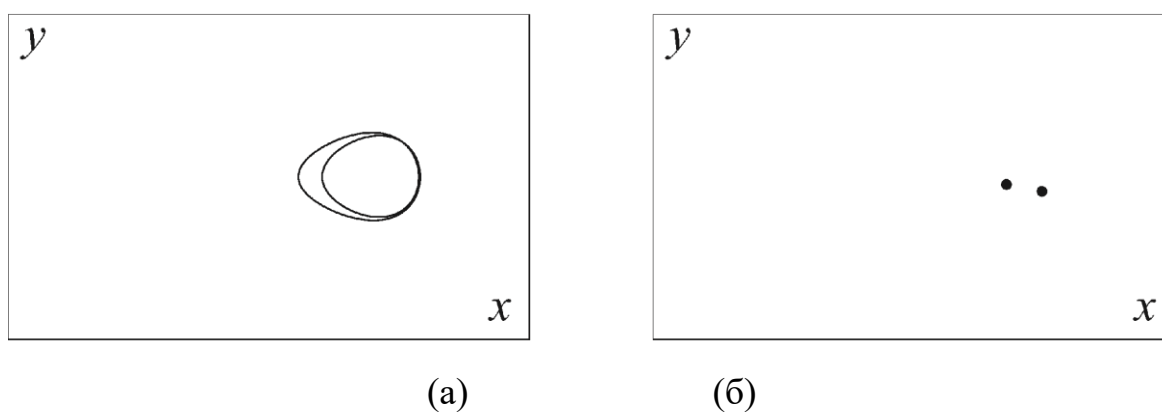


Рисунок 2.4 - Фазові портрети (а), стробоскопічні карти (перетин Пуанкаре) (б) з рівняння (2.2) при рушійній амплітуді  $a = 0.250$ .  $b = 0.1$ ,  $\omega = 1.3$

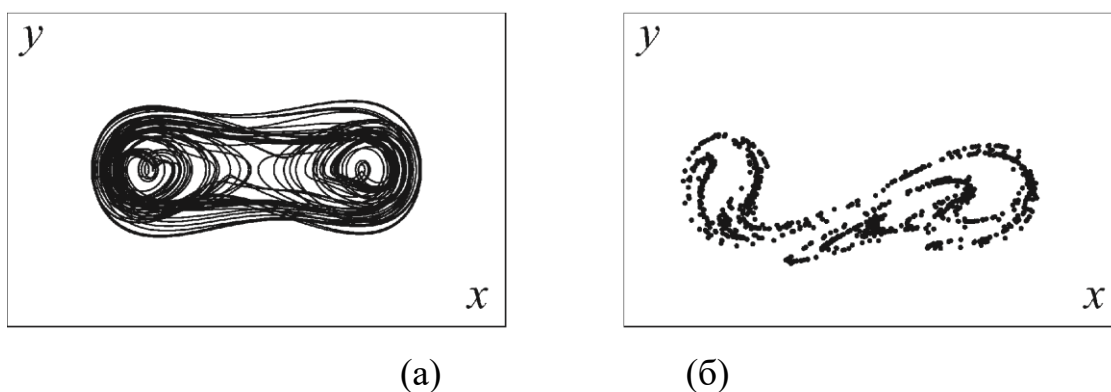


Рисунок 2.5 - Фазові портрети (а), стробоскопічні карти (перетин Пуанкаре) (б) з рівняння (2.2) при рушійній амплітуді  $a = 0.300$ .  $b = 0.1$ ,  $\omega = 1.3$

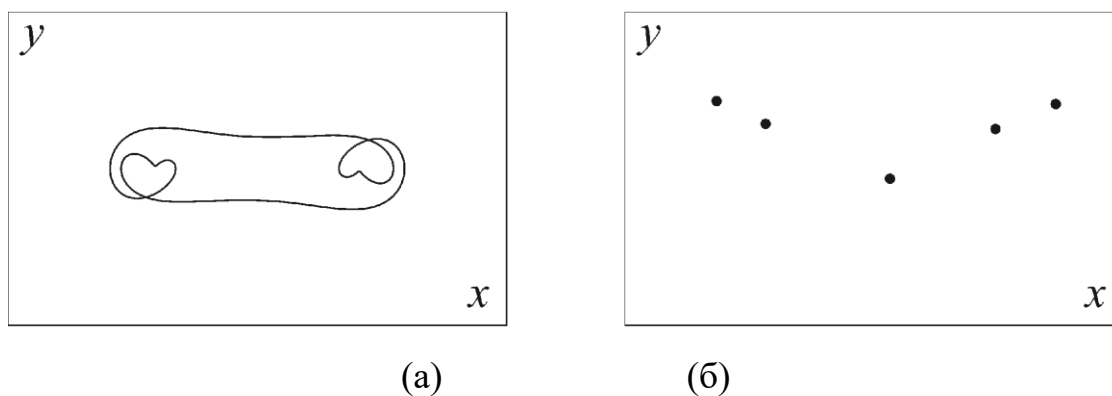


Рисунок 2.6 - Фазові портрети (а), стробоскопічні карти (перетин Пуанкаре) (б) з рівняння (2.2) при рушійній амплітуді  $a = 0.305$ .  $b = 0.1$ ,  $\omega = 1.3$

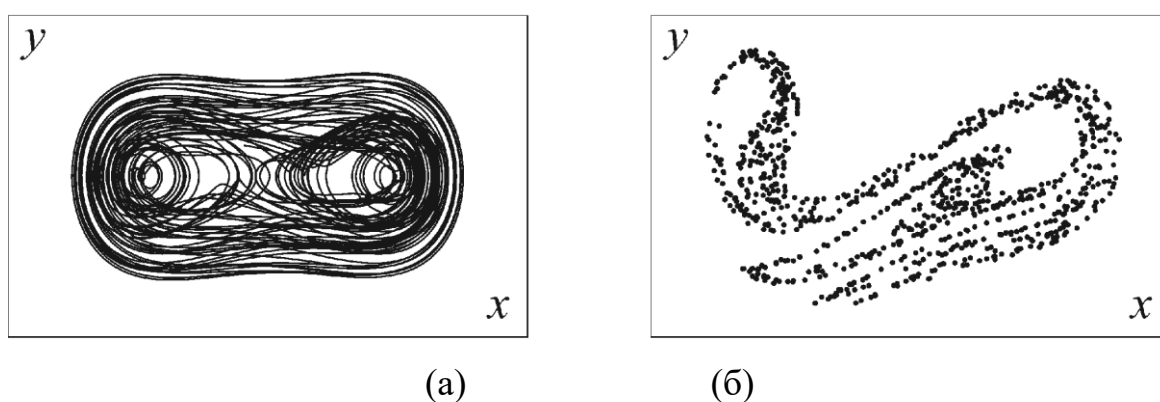


Рисунок 2.7 - Фазові портрети (а), стробоскопічні карти (перетин Пуанкаре) (б) з рівняння (2.2) при рушійній амплітуді  $a = 0.450$ .  $b = 0.1$ ,  $\omega = 1.3$ .

### 2.3 Електрична схема неавтономного генератора типу Дуфінг-Холмс та його рівняння

Запропонована схема показана на рис. 2.8. Це демпфований RLC генератор, що керується зовнішніми сигналами, всі елементи якого лінійні. Нелінійність пов'язана з петлею зворотного зв'язку, що складається з резистора  $R_3$  і двох діодів  $D_1$ - $D_2$ . Операційний підсилювач  $OA$  відіграє подвійну роль: як буфер зовнішньої синусоїдальної сили та як каскад підсилення для позитивного нелінійного зворотного зв'язку. Електрична схема нагадує генератор Янга-Сілва [36], але суттєво простіше. Він включає в себе єдиний операційний підсилювач, два діоди та

лише чотири резистори, на відміну від схеми Янга-Сілва, що містить чотири операційні підсилювачі, чотири діоди та дев'ять резисторів.

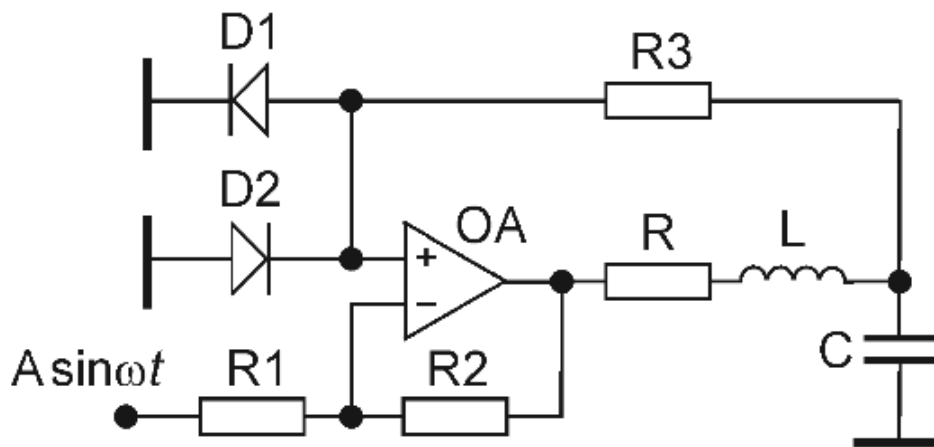


Рисунок 2.8 – Принципова схема генератора Дуффінга-Холмса

Диференціальні рівняння, що описують схему, можна легко отримати, використовуючи закони Кірхгофа

$$C \frac{dV_C}{dt} = I_L, \quad (2.4a)$$

$$L \frac{dI_L}{dt} = F_E(V_C) - I_L R + A \sin(\omega t - \pi), \quad (2.4b)$$

де  $V_C$  – напруга на конденсаторі  $C$ , а  $I_L$  – струм через індуктивність  $L$ . У (4a) було зроблено припущення про те, що  $R_3 \gg \rho = \sqrt{L/C}$ . Постійна фаза  $\pi$  у зовнішній силі  $A \sin(\omega t - \pi)$  може бути опущена, оскільки вона не впливає на динаміку системи. Нелінійна функція  $F_E(V_C)$  може бути задана трисегментною кусково-лінійною апроксимацією

$$F_E(V_C) = \begin{cases} -(V_C + kV^*), & V_C < -V^*, \\ (k-1)V_C, & -V^* \leq V_C \leq V^*, \\ -(V_C - kV^*), & V_C > V^*, \end{cases} \quad (2.5)$$

де  $k = R_2 / R_1 + 1$  – коефіцієнт підсилення каскаду підсилення,  $V^*$  – падіння напруги на відкритому діоді (для кремнієвих діодів  $V^* \approx 0,5$  В при 0,1 мА). Зручно вибрати

$k = 2$ , встановивши  $R_2 = R_1$ . У (5) передбачається, що  $R_{d0} \gg R_3 \gg R_{d1}$ , де  $R_{d0}$  та  $R_{d1}$  – опори діода у замкнених та відкритих станах, відповідно. Вводячи наступний набір безрозмірних змінних та параметрів

$$x = \frac{V_C}{2V^*}, \quad y = \frac{\rho I_L}{2V^*},$$

$$\frac{t}{\sqrt{LC}} \rightarrow t, \quad \omega\sqrt{LC} \rightarrow \omega,$$

$$a = \frac{A}{2V^*}, \quad b = \frac{R}{\rho}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

отримані рівняння, зручні для аналізу та чисельного моделювання

$$\dot{x} = y, \tag{2.6a}$$

$$\dot{y} = F_E(x) - by + a \sin \omega t \tag{2.6б}$$

де

$$F_E(x) = \begin{cases} -(x+1), & x < -0.5, \\ x, & -0.5 \leq x \leq 0.5, \\ -(x-1), & x > 0.5. \end{cases} \tag{2.7}$$

Структура рівнянь схеми (2.6) точно така ж, як у (2.2). Відповідний непараболічний потенціал  $W_E(x)$  має дещо іншу форму порівняно з (2.3) (особливо при більших значеннях  $x$ ) і представлений кусково-параболічною функцією (див. також рис. 2.9)



$$W_E(x) = -\int F_E(x) dx = \frac{1}{2} \begin{cases} (x+1)^2 - 0.5, & x < -0.5, \\ -x^2, & -0.5 \leq x \leq 0.5, \\ (x-1)^2 - 0.5, & x > 0.5. \end{cases} \quad (2.8)$$

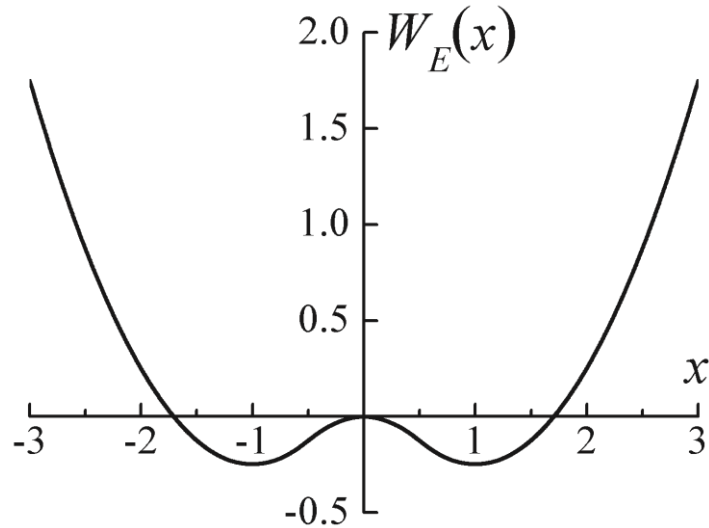


Рисунок 2.9 – Двоямний непараболічний потенціал  $W_E(x)$  з (2.8)

Електрична схема неавтономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах наведена в Додатку Б (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

#### 2.4 Результати чисельного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса

Схема на рис. 2.8 була змодельована за допомогою пакета "Electronics Workbench Professional", що базується на програмному забезпеченні SPICE. Були використані наступні значення елементів схеми:  $L = 19$  мГн,  $C = 470$  нФ (резонансна частота  $f_0 \approx 1,7$  кГц,  $\rho \approx 200$  Ом),  $R_1 = R_2 = R_3 = 10$  кОм,  $R = 20$  Ом,  $f = \omega / 2\pi = 1,5$  кГц. Операційний підсилювач ОА – це чіп типу LM741, діоди D1 і D2 є універсальними пристроями 1N4148 або подібними кремнієвими пристроями. Результати моделювання показані на рис. 2.10 та рис. 2.11 – рис. 2.15.

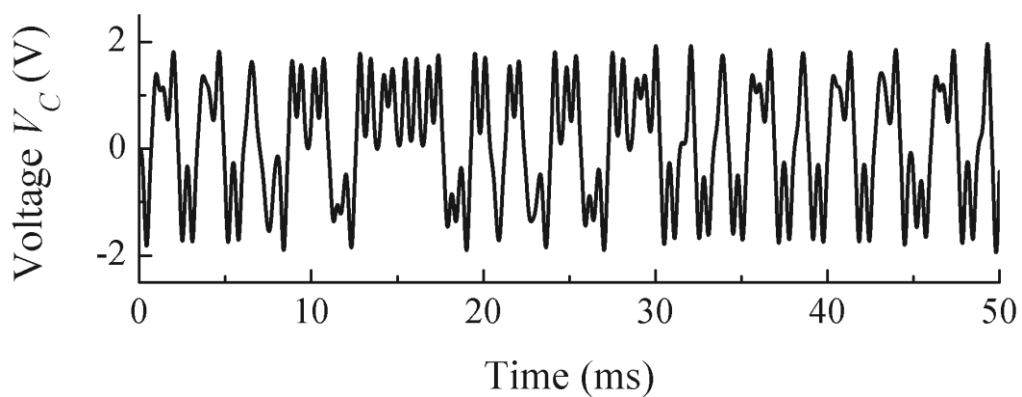


Рисунок 2.10 – Хаотична форма сигналу  $V_C(t)$ ,  $A = 240$  мВ

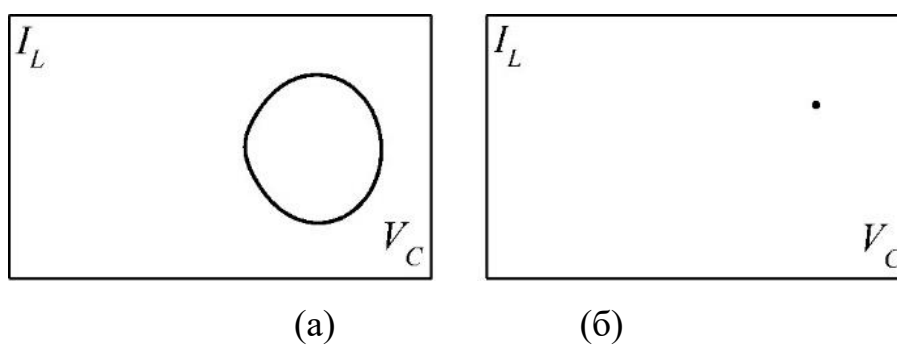


Рисунок 2.11 - Фазові портрети(а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 120$  мВ

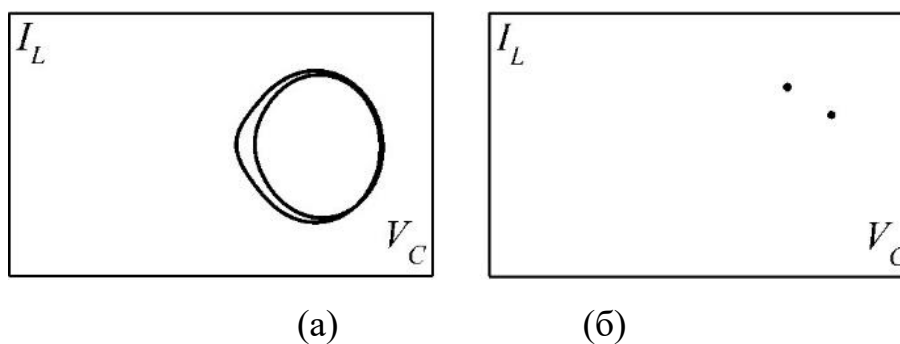


Рисунок 2.12 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 140$  мВ

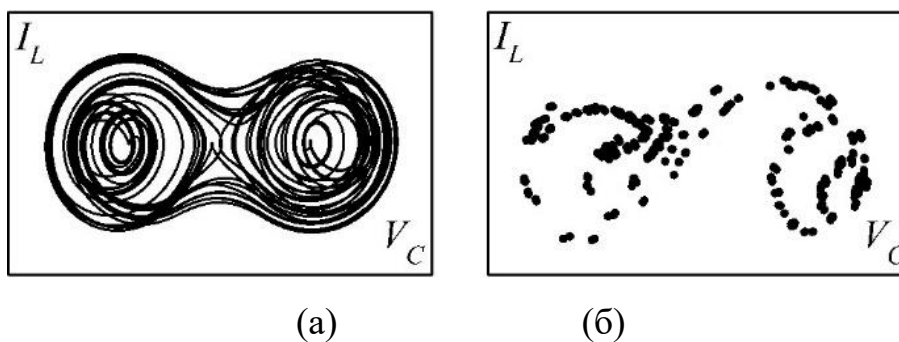


Рисунок 2.13 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре(б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 160$  мВ

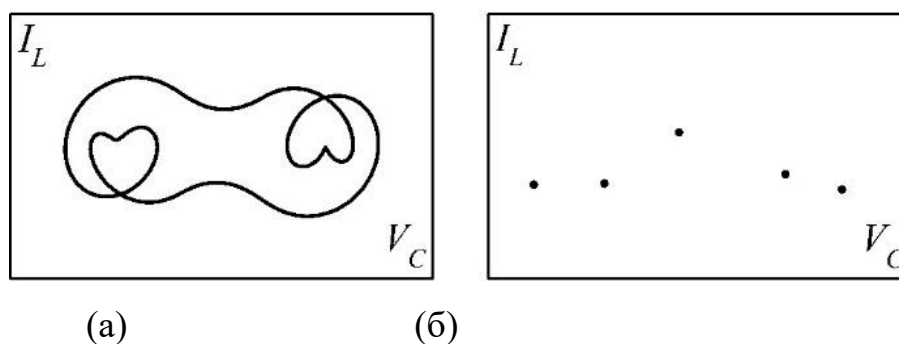


Рисунок 2.14 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
При зовнішній рушійній амплітуді  $A = 196$  мВ

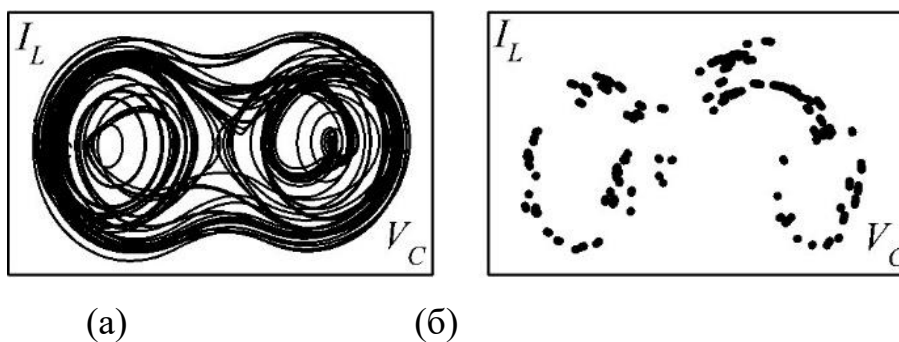


Рисунок 2.15 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 240$  мВ

Фазові портрети неавтономного генератора Дуффінга-Холмса наведені в Додатку В (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

## 2.5 Результати експериментальних досліджень неавтономного генератора Дуффінга-Холмса

Серія експериментальних результатів представлена на рис. 2.16 та рис. 2.17-2.21.

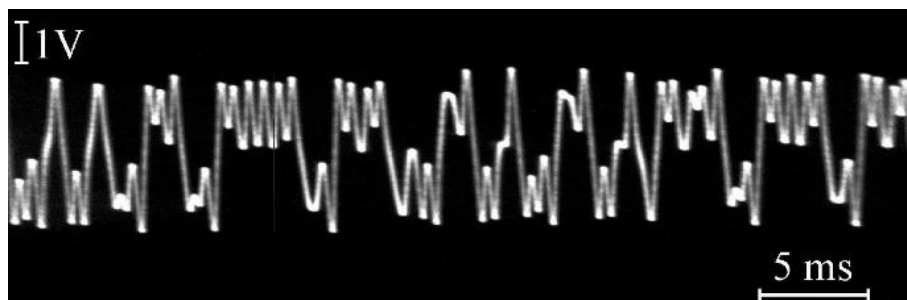


Рисунок 2.16 - Експериментальний хаотичний сигнал  $V_C(t)$ .  $A = 200$  мВ

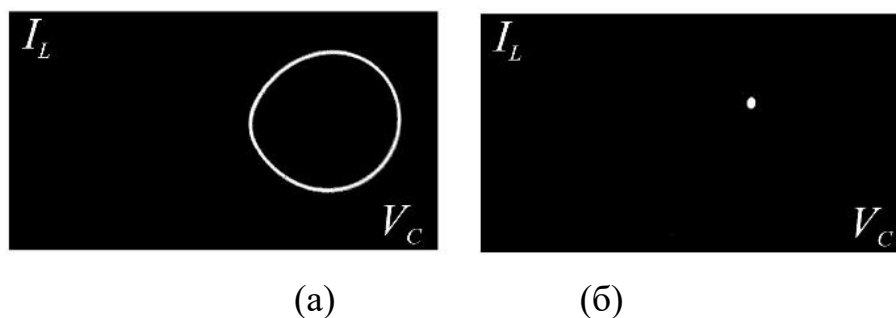
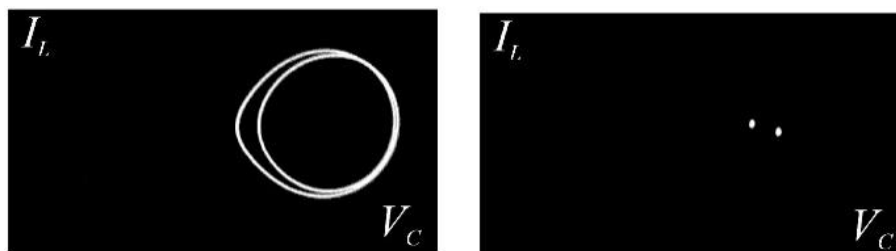


Рисунок 2.17 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 120$  мВ

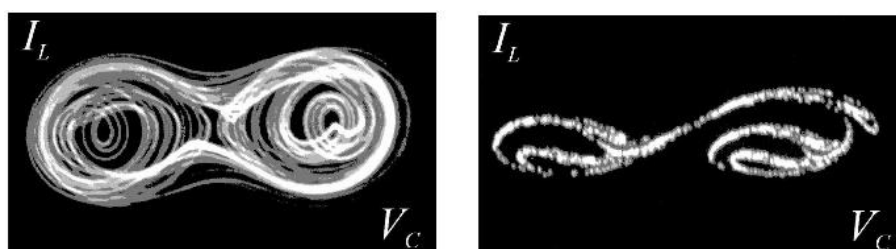
Струм  $I_L(t)$  був отриманий за допомогою диференціального підсилювача як падіння напруги  $V_R(t)$  через резистор  $R$ . Графіки являють собою або періодичний, або хаотичний режим коливань. Зі збільшенням рушійної амплітуди  $A$  генератор зазнає шлях подвоєння періоду (рис. 2.17, 2.18) до хаосу, типовий сценарій для багатьох нелінійних систем. Непарний період, наприклад періодичні коливання «двох сердець» (рис. 2.20), перемішуються між хаотичними режимами (рис. 2.19, 2.21). Перетини Пуанкаре були взяті при частоті дискретизації в одну точку за період дії зовнішньої рушійної сили і містять 50 точок, що перекриваються, у періодичних ділянках і 1500 розсіяних точок в хаотичних ділянках.



(a)

(б)

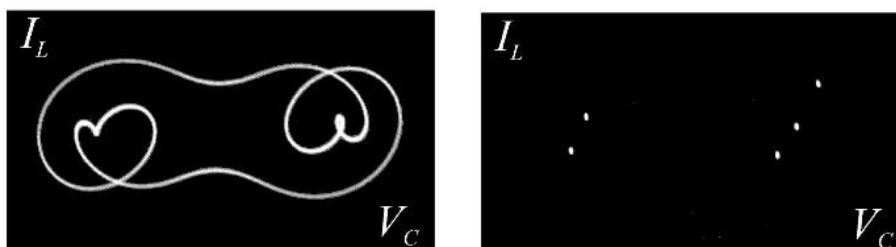
Рисунок 2.18 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 140$  мВ



(a)

(б)

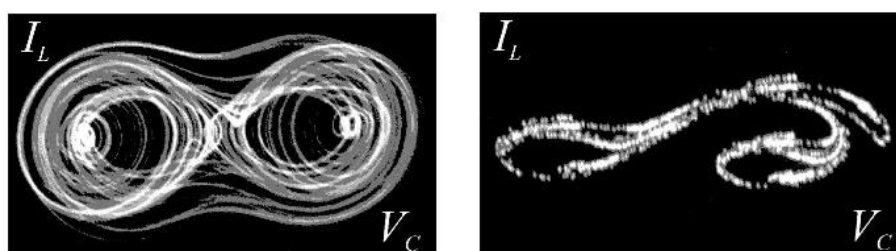
Рисунок 2.19 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 150$  мВ



(a)

(б)

Рисунок 2.20 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 160$  мВ



(a)

(б)

Рисунок 2.21 - Фазові портрети (а), перетини Пуанкаре (б)  
при зовнішній рушійній амплітуді  $A = 200$  мВ

Узгодження між чисельним інтегруванням (2.2), моделюванням схеми в SPICE на рис. 2.8 та експериментальними результатами, взяті з апаратної електричної схеми, досить добре, включаючи «двосерцевий» аттрактор, який можна спостерігати у дуже невеликому діапазоні контрольних параметрів  $a$ ,  $b$  і  $\omega$ .

## **2.6 Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу**

У випадках, коли первинний вимірювальний перетворювач являє собою автоколивальну систему з низькою добротністю, намагаються уникати застосування амплітудних і фазових методів обробки інформаційно-вимірювальних сигналів. Причиною є слабка чутливість за цими параметрами при низькій добротності автоколивної системи. Суттєвим підвищенням чутливості вимірюваних величин є застосування генераторів детермінованого хаосу. Атрактори хаотичних автоколивальних систем у фазовій площині динамічних змінних мають високу чутливість до найменших змін їхніх параметрів.

Виконати вимірювання аттрактора хаотичної автоколивної системи - завдання, яке повинна бути виконане для отримання інформації про вимірювану величину. Серед доступних, для практичного втілення, методів, слід зазначити такі: вимір об'єму аттрактора шляхом оцінки величини паралелепіпеда описаного навколо аттрактора, вимір середньої швидкості руху точки відтворення по аттрактору, чисельне знаходження по часових рядах фрактальної, кореляційної або інформаційної розмірностей, знаходження старшого показника Ляпунова та вимірювання максимального й мінімального значень перерізу Пуанкаре [22].

У роботі розглянуто метод визначення інформації про вимірювану величину шляхом застосування перерізу Пуанкаре, яке знижує розмірність хаотичної системи і робить уявлення про неї дискретним. Реалізація перерізу Пуанкаре може бути виконана стробоскопічним методом і знаходженням найбільшого і найменшого значення в отриманих вибірках [23].

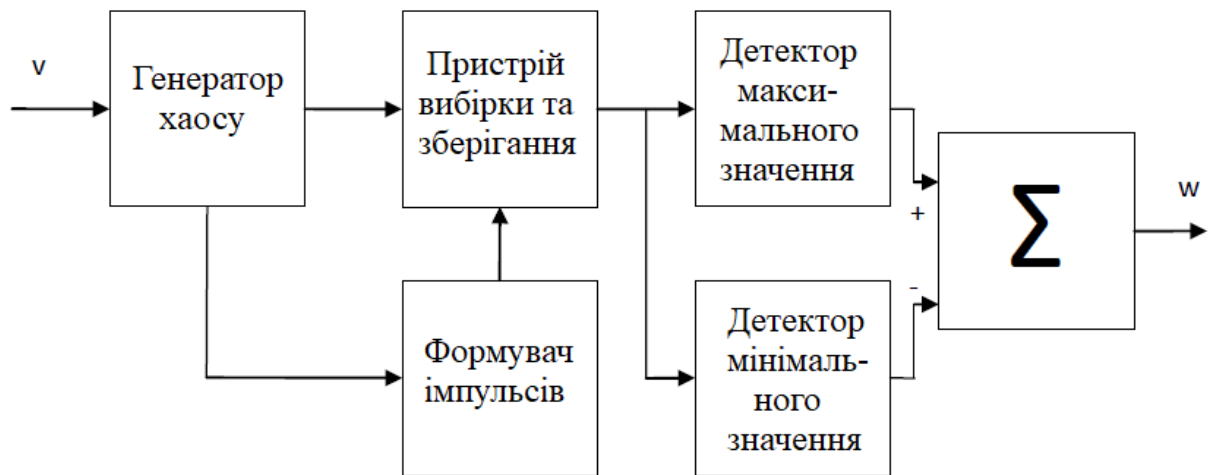


Рисунок 2.22 - Структурна схема для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу [23]

Вхідна вимірювана дія  $v$  керує одним або декількома параметрами генератора хаосу. Пристрій для формування імпульсів у визначені моменти часу, що відповідають досягненню зображувальної точки у фазовому просторі обраної площині, створюють короткі імпульси стробування для пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ). Сигнал на виході пристрою вибірки-зберігання буде еквівалентний значенням з дискретного відображення. Детектори максимального і мінімального значень дозволяють визначити ширину смуги можливих значень в дискретному відображенні  $w$  [23].

## 2.7 Висновки до розділу

Спроековано та досліджено електричну схему, яку можна розглядати як електричний аналог математичного генератора Дуффінга-Холмса. Схема надзвичайно проста, легка в побудові та експлуатації. Тим не менш, вона демонструє типовий характер поведінки хаотичних систем, включаючи шлях подвоєння періоду до хаосу, вузькі вікна в непарних періодах у хаотичному режимі тощо. Ми показали, що багато базових якісних характеристик, таких як форма сигналу, фазові

портрети (фігури Ліссажу) та стробоскопічні карти (перетини Пуанкаре) можуть бути легко отримані в експерименті. Ці характеристики дуже добре узгоджуються з чисельно отриманими характеристиками з рівняння Дуффінга-Холмса. Це дозволяє зробити висновок, що динамічна поведінка систем типу Дуффінга-Холмса не чутлива до деталей непараболічного потенціалу.

Обґрунтовано застосування перерізу Пуанкаре для визначення інформації про вимірювану величину. Наведено структурну схему для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу.

Зовсім нещодавно розроблена аналогова схема була використана в апаратних експериментах для випробування нових методів контролю хаосу [37, 38]. Стабілізація нестабільних періодичних орбіт в хаотичному генераторі Дуффінга-Холмса, а саме орбіти в бічних ямах двоямного потенціалу експериментально продемонстровано в [37] методом резонансного негативного зворотного зв'язку. Стабілізація центральної орбіти без крутіння (орбіта, що характеризується непарною кількістю позитивних показників Флоке) була експериментально підтверджена за допомогою методу контролю нестабільної затримки зворотного зв'язку в роботі [38, 39].



### 3 СТАБІЛІЗАЦІЯ НЕСТАБІЛЬНОЇ ПЕРІОДИЧНОЇ ОРБИТИ В НЕАВТОНОМНОМУ ХАОТИЧНОМУ ГЕНЕРАТОРІ ДУФФІНГА-ХОЛМСА

У роботі [40] розглядається лінійний резонатор другого порядку, вставлений у петлю негативного зворотного зв'язку хаотичного генератора Дуффінга-Холмса для стабілізації нестійкої періодичної орбіти. Обговорюється математична модель та представлено чисельне моделювання. Описано аналоговий електронний контролер. Експерименти виконані з електронною версією генератора Дуффінга-Холмса. Стабілізацію періодичних коливань можна досягти невеликими зусиллями контролю.

#### 3.1 Аналіз теоретичних основ побудови

27 років тому Едвард Отт, Селсо Гребогі та Джеймс Йорк ввели новий і дуже інтригуючий розділ в нелінійній динаміці, який називається "Контрольований хаос" [41], що й досі викликає неабиякий інтерес науковців. Це надихнуло багатьох інших дослідників на розробку альтернативних алгоритмів керування [42, 44]. Одним з найуспішніших методів є метод безперервного зворотного зв'язку затримки (DFC), також відомий як метод Прягаса [45, 47]. Практична реалізація методу DFC вимагає лінії затримки в схемі зворотного зв'язку. На високих частотах (сотні мегагерц) лінія затримки є або просто коаксіальним кабелем, або мікрохвилеводом. Однак на низьких частотах блок затримки досить складний і незручний. У даній роботі ми пропонуємо надзвичайно просту техніку для керування нестійкими періодичними орбітами, вбудованими в хаотичні системи. Основна ідея методу полягає в тому, щоб замінити петлі зворотного зв'язку, що містять лінію затримки на резонансний негативний зворотний зв'язок другого порядку (RNF2), де резонатор налаштовується на основну частоту нестійкої орбіти. В результаті негативний зворотний зв'язок придушує всі частоти, крім потрібної пері-

одичної орбіти. Щоб бути конкретним, розглянемо хаотичний генератор Дуффінга-Холмса [48, 50] і використаємо фільтр LC другого порядку аналогічно недавно описаній техніці синхронізації односторонніх сполучених простих періодичних генераторів [51].

### 3.2 Математична модель та чисельні результати

Математична модель генератора має вигляд

$$\ddot{x} + b\dot{x} - x + x^3 = a \sin \omega t \quad (3.1)$$

або набором двох рівнянь першого порядку

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y, \\ \dot{y} &= -by + x - x^3 + a \sin \omega t. \end{aligned} \quad (3.2)$$

У рівнянні (3.1), (3.2)  $b$  - коефіцієнт загасання,  $a$  і  $\omega$  - це амплітуда і частота зовнішнього періодичного сигналу відповідно. Типова частота нелінійного генератора, що застосовується в безпосередній близькості від невимушених ( $a=0$ ) стабільних стаціонарних станів  $x_0 = \pm 1$ , тобто близько до серцевини графіка хаосу, становить  $\omega_0 = 2^{1/2}$ .

Поєднаємо нелінійний генератор Дуффінга-Холмса із придушеним лінійним генератором другого порядку, що описаний динамічними змінними  $x_1, y_1$ , параметром демпфування (придушення)  $b_1$  та характеристичною частотою  $\omega_1$

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= y, \\
 \dot{y} &= -by + x - x^3 + a \sin \omega t - k(y - y_1), \\
 \dot{x}_1 &= \omega_1(y_1 - b_1 x_1), \\
 \dot{y}_1 &= \omega_1[-x_1 + k_1(y - y_1)].
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Тут коефіцієнти зв'язку  $k$  та  $k_1$  можуть бути різними. Рівняння (3.3) можуть бути представлені у такому вигляді

$$\begin{aligned}
 \ddot{x} + b\dot{x} - x + x^3 &= a \sin \omega t - kF(\dot{x}, \dot{x}_1, x_1), \\
 \ddot{x}_1 + \omega_1 b_1 \dot{x}_1 + \omega_1^2 x_1 &= \omega_1^2 k_1 F(\dot{x}, \dot{x}_1, x_1).
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

де терм контрольного зворотного зв'язку  $F$  отримується так

$$F(\dot{x}, \dot{x}_1, x_1) = \dot{x} - \frac{1}{\omega_1} \dot{x}_1 - b_1 x_1
 \tag{3.5}$$

Налаштування керування, що містить лінійний резонатор у петлі негативного зворотного зв'язку нелінійного генератора, наведено на рисунку 1. Числові результати, отримані з рівняння (3.3) за допомогою програми моделювання Mathematica показані на рисунку 3.2 і 3.3.

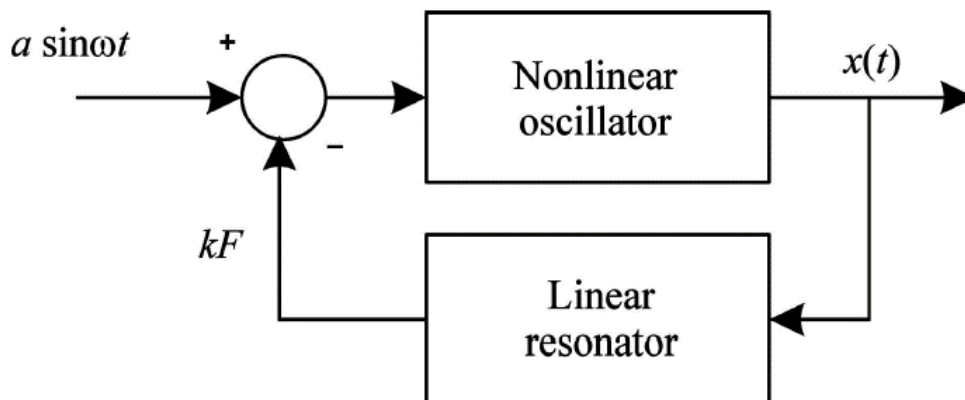


Рисунок 3.1 - Структурна схема пристрою контролю

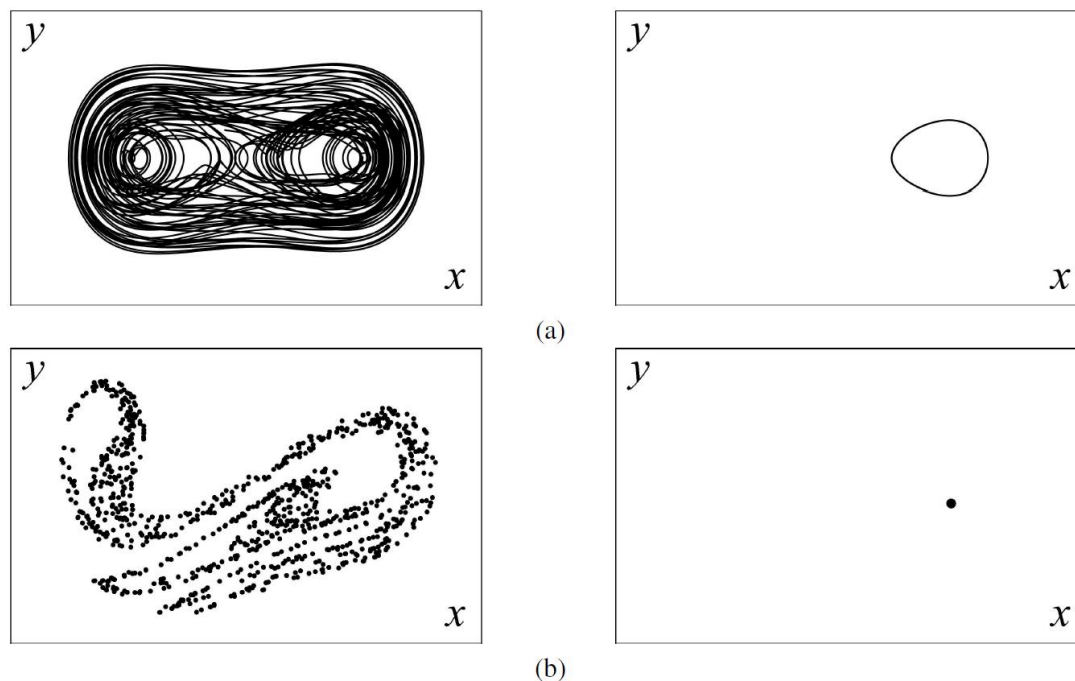


Рисунок 3.2 – Результати моделювання рівняння (3.3):

(а) - фазові портрети; (б) - секції Пуанкаре: ліворуч – без контролю, де  $k = k_1 = 0$ ; праворуч – під контролем, де  $k = 2, k_1 = 1$ .

Інші значення параметрів:  $a = 0.45, b = 0.1, b_1 = 0.01, \omega = 1.3, \omega_1 = \omega$

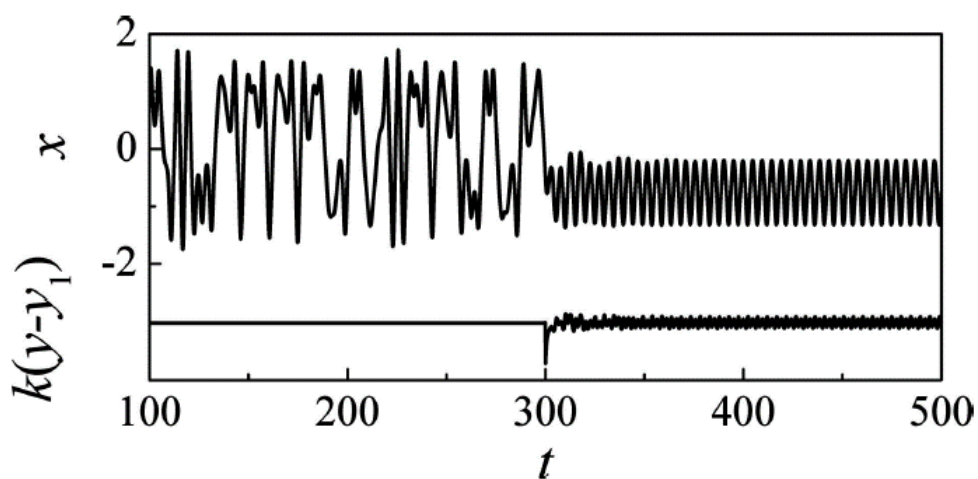


Рисунок 3.3 - Форми сигналу з рівняння (3.3). Параметри такі ж, як на рисунку 3.2. Контроль активується в момент часу  $t = 300$ . Нижній графік навмисно зміщується на величину -3

### 3.3 Електрична схема генератора та експериментальна установка

Запропонована методика управління була випробувана експериментально з використанням установки, зображеної на рисунку 3.4.

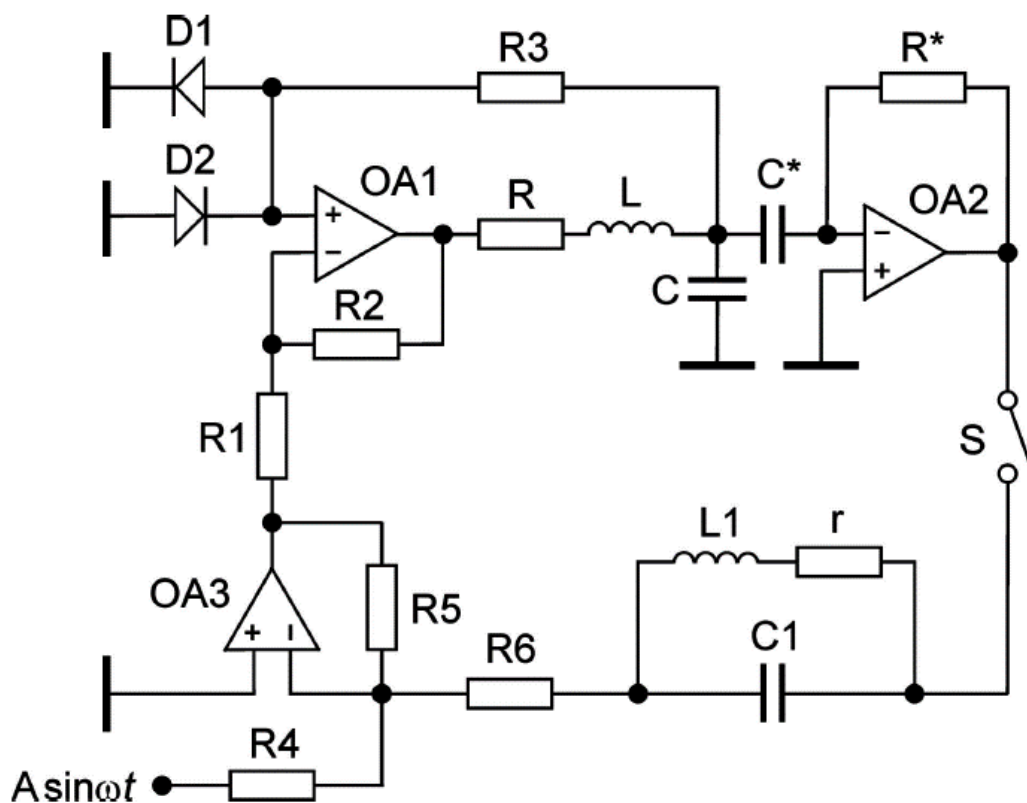


Рисунок 3.4 - Схема синхронізації генератора Дуффінга-Холмса з контролером у петлі зворотного зв'язку.  $\omega = 2\pi f$ ,  $L = 19$  мГн,  $C = 470$  нФ при  $f_0 \approx 1.7$  кГц;  $L1 = 47$  мГн,  $C1 = 240$  нФ при  $f_0 \approx 1.5$  кГц;  $R = 20$  Ом,  $r = 51$  Ом,  $R1 = R2 = R3 = 10$  кОм,  $R4 = R5 = 1$  кОм,  $R6 = 510$  Ом (тут S є електронним перемикачем)

Підсхема, що складається з операційного підсилювача OA1, R-L-C-резонатора, резисторів R1-R3 та діодів D1, D2 є електронною реалізацією неавтономного генератора Дуффінга-Холмса [52]. Вона використовується в [53] і є схожою в певному сенсі до схеми Янга-Сільва [54], але суттєво простішою. Решта схеми є контролером. Основним елементом є резонансний фільтр r-L1-C1. Частина схеми на основі OA2 є диференціатором, а на OA3 - суматором. Вхідним сигналом диференціатора є напруга на конденсаторі C,  $V_{in} = V_C$ , вихідний сигнал

$V_{out} = -R^* \cdot C^* \cdot \dot{V}_C \propto -\dot{x} = -y$ . Значення  $R^*$  та  $C^*$  задаються так, щоб  $R^* \cdot C^* = (LC)^{1/2}$ . Контрольні коефіцієнти  $k$  та  $k_1$  зв'язані із значеннями елементів схеми наступним чином:  $k = R_5/R_6$ ,  $k_1 = (L_1/C_1)^{1/2}/R_6$ .

На рисунку 3.5 зображено фотографії поведінки некерованого генератора (перемикач S знаходиться у відкритому положенні) і керованого генератора (S замкнений). Замкнута петля, єдина точка у правій ділянці фазового портрету та відповідні секції Пуанкаре стверджують, що метод RNF2 успішно стабілізує орбіту періоду-1. Фотографія форми сигналу, що включає перехідний процес, представлена на рисунку 3.6. Результати експерименту добре узгоджуються з моделюванням, що зображено на рисунку 3.2 і рисунку 3.3.

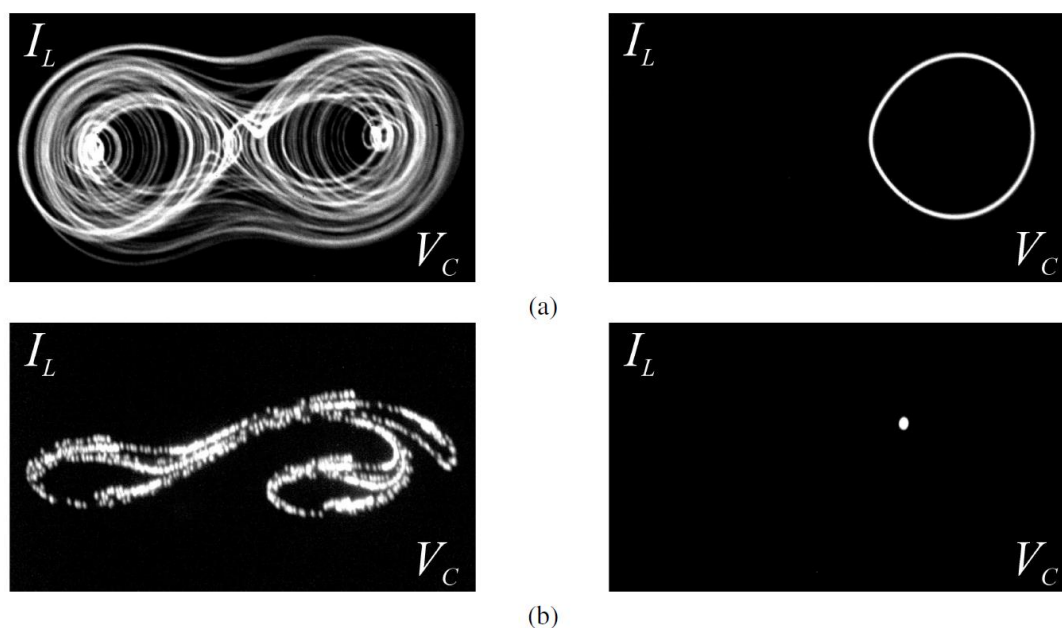


Рисунок 3.5 – Фото експерименту: (а) - фазові портрети,  
 (б) - секції Пуанкаре: ліворуч - без контролю, праворуч - під контролем  
 ( $A = 200$  мВ,  $f = 1,5$  кГц,  $f_1 = f = 1,5$  кГц)

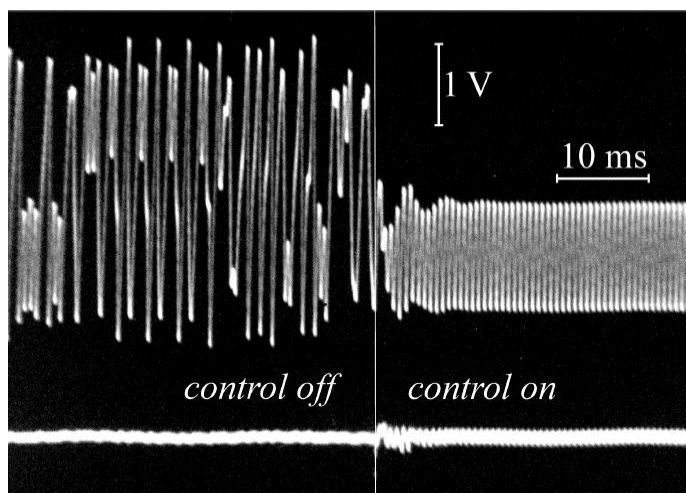


Рисунок 3.6 - Експериментальні сигнали. Верхній графік - вихідний сигнал  $V_C(t)$ , а нижній графік є сигналом керування  $k F(t)$ , прийнятим через резистор R6. Параметри такі ж, як на рисунку 3.5. Вертикальна лінія на фотографії розділяє області, де керування вимкнено (S відкрито) і контроль включений (S закрито).

Електрична схема синхронізації генератора Дуффінга-Холмса з контролером у петлі зворотного зв'язку наведена в Додатку Д (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

### 3.4. Висновки до розділу

Стабілізація періодичної орбіти в генераторі Дуффінга-Холмса вже була продемонстрована в попередніх роботах як числовим [45], так і експериментальним [55] методом DFC. Як згадувалось у вступі, метод RNF2 нещодавно був успішно застосований для розширення області синхронізації двох простих періодичних генераторів [51]. У даній роботі описано подібний аналоговий контролер RNF2 і застосували його для стабілізації нестабільної періодичної орбіти в хаотичній електронній схемі, яка імітує генератор Дуффінга-Холмса [52]. На відміну від методу DFC залишковий сигнал керування в методі RNF2 не зникає. Проте він досить малий - близько 10% в порівнянні з основним сигналом. У методі RNF2 тільки перша гармоніка стабілізованої періодичної орбіти залишається незмінною,

але її високі гармоніки можуть трохи постраждати. Детальний числовий та експериментальний аналіз показує, що головною складовою сигналу залишкового контролю є лише друга гармоніка. Тому регулятор RNF2 може бути легко покращений шляхом вставки в петлі зворотного зв'язку додаткового резонатора другого порядку із частотою резонансу, яка вдвічі вища, ніж у основного резонатора.

Потрібно зробити деякі зауваження щодо контролю хаосу через так званий динамічний вібраційний поглинач (DVA) [42, 56]. Метод DVA є схожим на метод RNF2. Лінійний "фізично малий" [42] генератор (резонансний поглинач) пов'язаний з основним хаотичним генератором. Це може змінити загальну динаміку, тим самим придушуючи хаос і стабілізуючи періодичні орбіти. Метод DVA був протестований численним чином [4, 56], застосувавши його до генератора Дуффінга-Уеда [57], що аналогічно генератору Дуффінга-Холмса, але без терма "-x" в рівнянні (3.1), і, отже, більш схильний до простого однодіркового хаосу за графіком. Сигнал контролю в методі DVA відрізняється від методу RNF3. Він використовує відмінність координат  $F^\infty(x - x_1)$ , замість різниці їх похідних, наприклад,  $F$  за рівнянням (3.5). Нарешті, Капітанак [42, 56] відносить метод DVA до методів контролю хаосу "без зворотного зв'язку".



## 4 АВТОНОМНИЙ ГЕНЕРАТОР ТИПУ ДУФФІНГА-ХОЛМСА НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

### 4.1 Постановка задачі дослідження

Неавтономний генератор Дуффінга-Холмса є класичним прикладом нелінійної динамічної системи, що також проявляє комплекс хаотичної поведінки [1-3]. Вона описується диференціальним рівнянням другого порядку з зовнішнім періодичним термом руху

$$\frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} - x + x^3 = a \sin \omega t. \quad (4.1)$$

У цій роботі ми вводимо як альтернативу для неавтономного рівняння (4.1), автономна версія генератора типу Дафінга, задається

$$\begin{aligned} \frac{d^2x}{dt^2} - b \frac{dx}{dt} - x + x^3 + kz &= 0, \\ \frac{dz}{dt} &= \omega_f \left( \frac{dx}{dt} - z \right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

або еквівалентно набором з трьох рівнянь першого порядку

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= y, \\ \frac{dy}{dt} &= x - x^3 + by - kz, \\ \frac{dz}{dt} &= \omega_f (y - z). \end{aligned} \quad (4.2,a)$$



Частина, що містить операційний підсилювач ОА1, діоди, резистори R1, R2 і R3, точно така ж, як у неавтономного генератора [15]. Автономному генератору не вистачає джерела зовнішнього періодичного сигналу, але включає в себе ще дві додаткові петлі зворотного зв'язку. Схема, що складається з частини на основі ОА2, і резистор R5 вводить петлі позитивного зворотного зв'язку, зокрема негативне затухання в рівнянні (4.2). У той час як схема, що включає етапи ОА2-ОА3 (примітка конденсатор С1 на останній стадії), і резистор R8 складають інерційний негативний зворотній зв'язок, зокрема терм інерції позитивного демпфірування  $kz$  у рівнянні (4.2).

Генератори на рис. 4.1 були промодельовані за допомогою пакета ELECTRONICS WORKBENCH (програмне забезпечення на базі SPICE), результати показані на рисунках 4.2-4.4. У моделюванні використовувались наступні елементні значення:  $L = 19$  мГн,  $C = 470$  нФ,  $C1 = 20$  нФ,  $R = 20$  Ом,  $R1 = 30$  кОм,  $R2 = 10$  кОм,  $R3 = 30$  кОм,  $R4 = 820$  Ом,  $R5 = 75$  кОм,  $R6 = R7 = 10$  кОм,  $R8 = 20$  кОм. ОА1 до ОА3 – це мікросхеми типу LM741 або подібні операційні підсилювачі, діоди типу 1N4148 або подібні пристрої загального призначення.

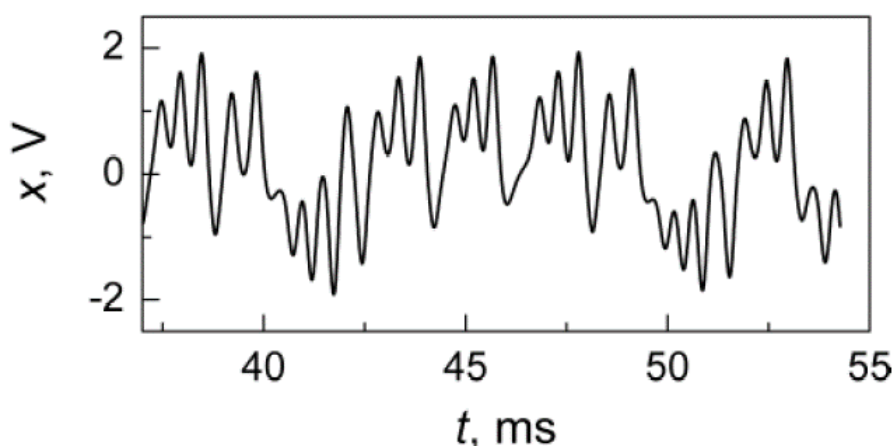


Рисунок 4.2 – Типова хаотична форма сигналу  $x(t)$  з автономного генератора Дуффінга-Холмса

Електрична схема автономного генератора Дуффінга-Холмса наведена в Додатку Е (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

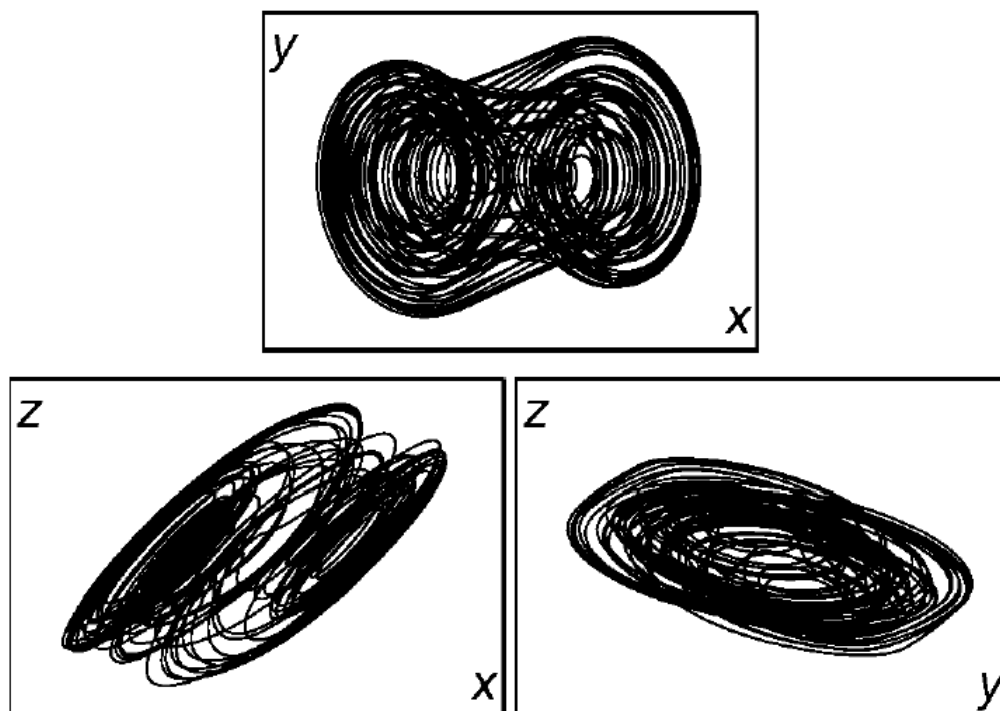


Рисунок 4.3 – Імітація фазових портретів  $[x-y]$ ,  $[x-z]$ ,  $[y-z]$

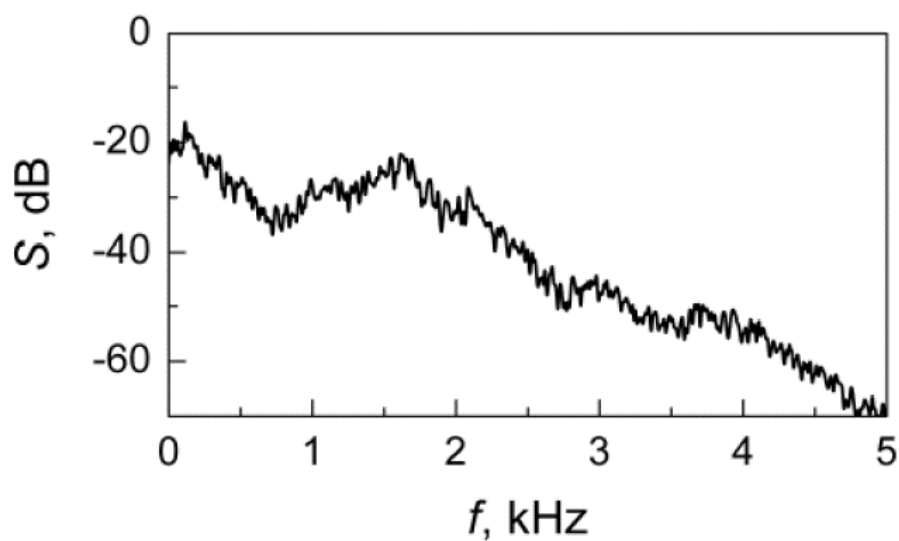


Рисунок 4.4 – Імітований спектр потужності  $S$  від змінної  $x(t)$

### 4.3 Результати експериментальних досліджень

Автономний генератор був побудований за допомогою елементів, описаних у попередньому розділі. Типові експериментальні результати представлені на рис. 4.5-4.7.

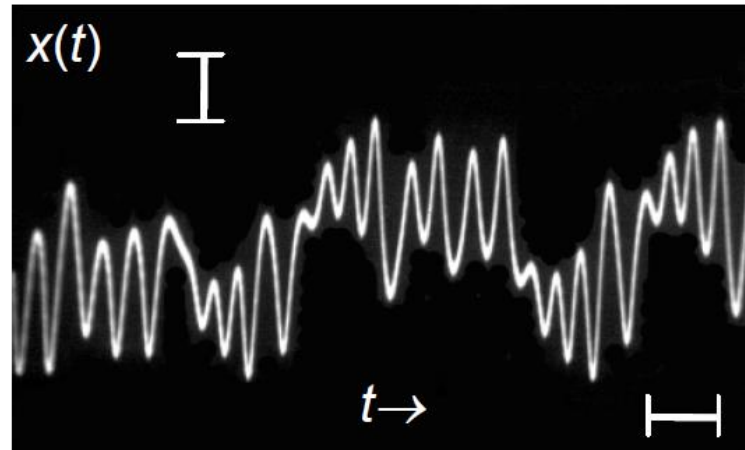


Рисунок 4.5 - Експериментальний знімок хаотичної форми сигналу  $x(t)$ . Горизонтальний масштаб 2 мс / дюйм. Вертикальна шкала 1 В / дюйм. Значення елемента такі ж, як у попередньому розділі, за винятком  $R5 = 68$  кОм

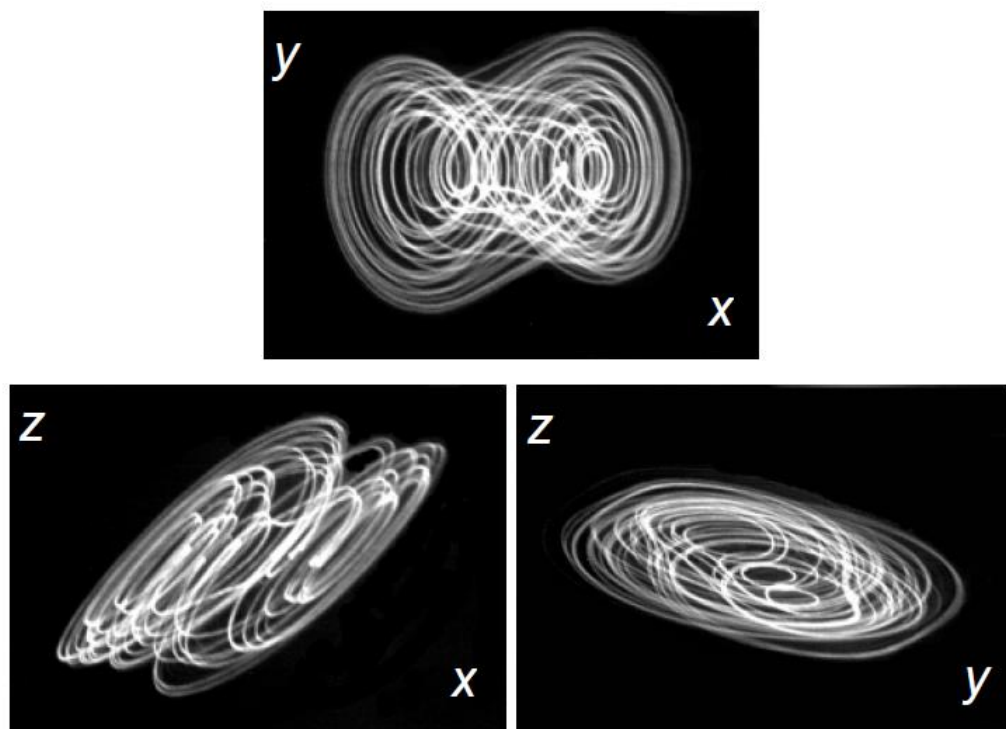


Рисунок 4.6 - Експериментальні фазові портрети  $[x-y]$ ,  $[x-z]$ ,  $[y-z]$ . Значення елемента такі ж, як у попередньому розділі, за винятком  $R5 = 68$  кОм

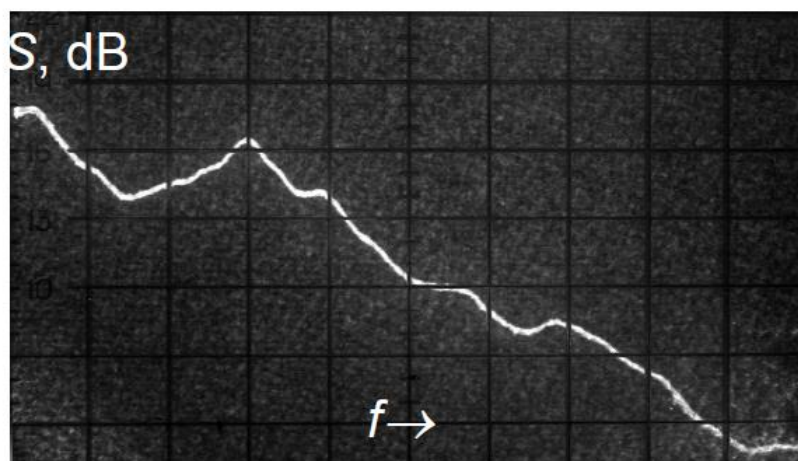


Рисунок 4.7 - Експериментальний спектр потужності  $S$  від вихідного сигналу  $x(t)$ .

Діапазон частот від 0 до 5 кГц. Горизонтальна шкала 500 Гц / дюйм, роздільна здатність 100 Гц. Вертикальна шкала 10 дБ / дюйм. Значення елементів схеми такі ж, як у попередньому розділі, за винятком  $R5 = 68$  кОм

#### 4.4 Висновки до розділу

У розділі розроблений та досліджений автономний хаотичний генератор 3-го порядку нового типу Дуффінга. У порівнянні з загальним неавтономним генератором Дуффінга-Холмса [15] автономна схема має внутрішню позитивну петлю зворотного зв'язку замість зовнішнього джерела періодичного сигналу. Крім того, він доповнюється інерційним циклом демпфування RC, що забезпечує негативний зворотній зв'язок. Схема досліджена як чисельно, так і експериментально. Основні характеристики, включаючи часові ряди, фазові портрети та спектри потужності, були обчислені за допомогою програмного забезпечення SPICE, а також експериментально. Спостерігається досить гарне узгодження між моделюванням та апаратними експериментальними результатами (рисунки 4.3-4.7). Деякі розбіжності (близько 10%) між моделлю та апаратним прототипом, а саме  $R5 = 75$  кОм у моделі (рисунки 4.3- 4.5) та  $R5 = 68$  кОм у експериментальному контурі (рисунки 4.6-4.7) можуть бути пояснені наступним чином: індуктивний елемент у моделі є ідеальним пристроєм в тому сенсі, що його  $L = \text{const}$ . Тим часом індуктивність ре-

альної індуктора, наприклад, котушки, намотаної на феритовий тороїдальний сердечник, має невелику залежність від струму, що тече через неї:  $L = L(I)$ .

Зазначимо, що структура запропонованого генератора є досить різною в порівнянні з багатьма іншими автономними хаотичними генераторами третього порядку, описаними до цього часу. Базовий блок генераторів на базі RC мост Вієна [59- 61] та LC контуру [62-64] - лінійний нестабільний резонатор другого порядку. Додатковий ступінь свободи, необхідної для хаосу, вводяться шляхом доповнення резонатора за допомогою інерційної нелінійної амперної петлі 1-го порядку [59-64]. Такий самий підхід побудови хаотичних генераторів використовується в схемах вищого порядку [65-67], деякі принципи проектування розглянуті в роботі [68]. На відміну від цього, генератори, описані в цьому розділі, містять нелінійний нестабільний резонатор та інерційну лінійну демпфуючу петлю зворотного зв'язку.

## 5 КОМП'ЮТЕРНЕ СХЕМОТЕХНІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НЕАВТОНОМНОГО ГЕНЕРАТОРА ДУФФІНГА-ХОЛМСА

### 5.1 Розробка схемотехнічної моделі неавтономного генератора Дуффінга-Холмса малого порядку в програмі Multisim 10.1

Однією з практичних задач сучасного електронного приладобудування є розробка та дослідження транзисторних генераторів детермінованого хаосу [69]. Перспективним напрямком побудови генераторів детермінованого хаосу є застосування функціональних інтегральних мікросхем, зокрема операційних підсилювачів. На етапі проектування та обрання елементної бази перед розробником виникає задача дослідження часових і частотних характеристик генерованих хаотичних коливань. Тому актуальною задачею є застосування пакетів програм для схемотехнічного проектування та моделювання радіоелектронних пристроїв.

Пакет програм National Instruments Multisim 10.1 створює віртуальні лабораторні умови для дослідження радіоелектронних пристроїв з можливістю їх фізичної реалізації. Взаємозв'язок віртуальних і реальних приладів дозволяє створити нові підходи до проектування, дослідження та пошуку несправностей радіоелектронних схем. При цьому середовище Multisim дозволяє виконувати різні за складністю експериментальні дослідження. Це значно спрощує дослідницьку діяльність і мінімізує затрати при проектуванні радіоелектронних пристроїв на фізичному рівні. Метою роботи є отримання результатів експериментального дослідження неавтономного генератора детермінованого хаосу Дуффінга-Холмса за допомогою засобів вимірювання National Instruments Multisim 10.1.

Для експериментального дослідження було зібрано в Multisim електричну схему неавтономного генератора детермінованого хаосу Дуффінга-Холмса на основі операційного підсилювача LM741, який запропонований в роботі [15]. Електрична схема генератору детермінованого хаосу з підключеним вимірювальним обладнанням в Multisim 10.1 подана на рис. 5.1. На рис. 5.2 наведено фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L + U_C$ .



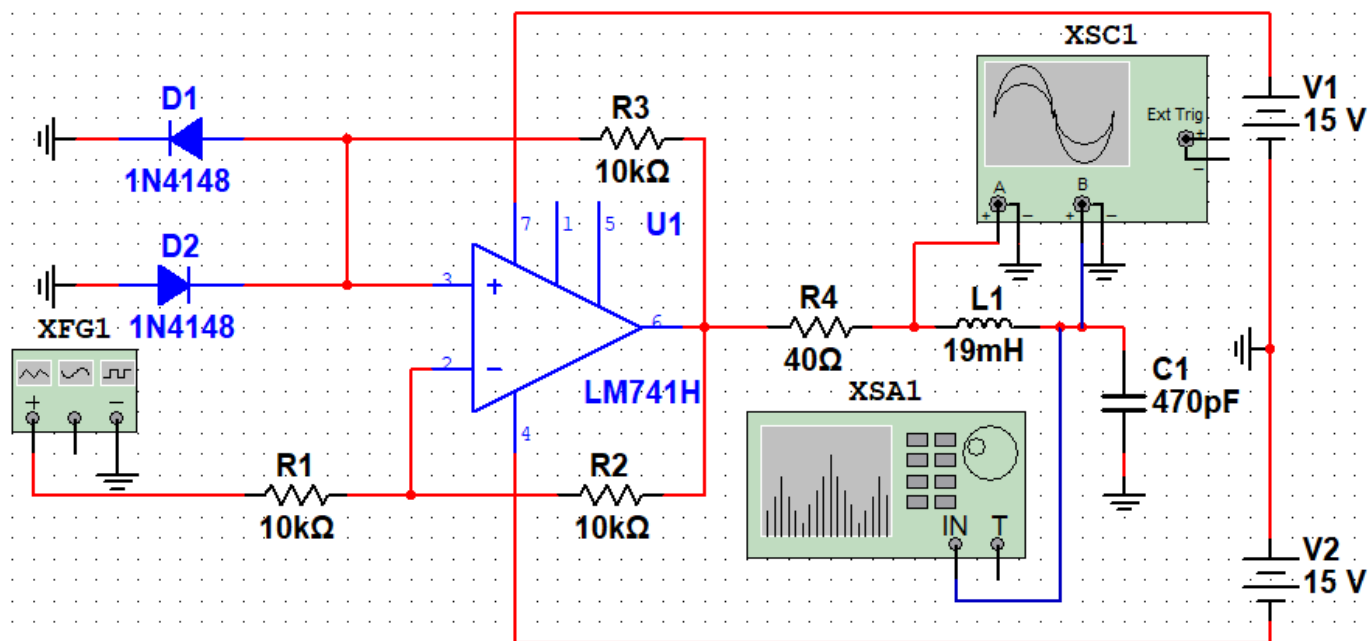


Рисунок 5.1 – Електрична схема неавтономного генератора Дуффінга-Холмса в пакеті програм Multisim 10.1 із підключеним вимірювальним обладнанням

Моделльні дослідження показали, що динаміка хаотичних коливань неавтономного генератора Дуффінга-Холмса залежить від параметрів зовнішнього впливу – частоти та амплітуди синусоїдальних коливань. При зображених величинах параметрів послідовного коливального контуру його резонансна частота  $f_0 = 53,259$  кГц. Хаотичний режим такого неавтономного генератора забезпечується на частотах нижчих за резонансну. Амплітуда синусоїдальних коливань у межах  $U_{BX} = 240..360$  мВ. Комп'ютерна схемотехнічна модель неавтономного генератора Дуффінга-Холмса наведена в Додатку Ж (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

## 5.2 Дослідження фазових портретів неавтономного генератора Дуффінга-Холмса малого порядку

На рис. 5.2 – рис. 5.6 наведені фазові портрети неавтономного генератора Дуффінга-Холмса в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L + U_C$  при  $U_{BX} = 360$  мВ і різних значеннях частоти зовнішніх синусоїдальних коливань, від 5 кГц до 25 кГц із кроком 5 кГц.

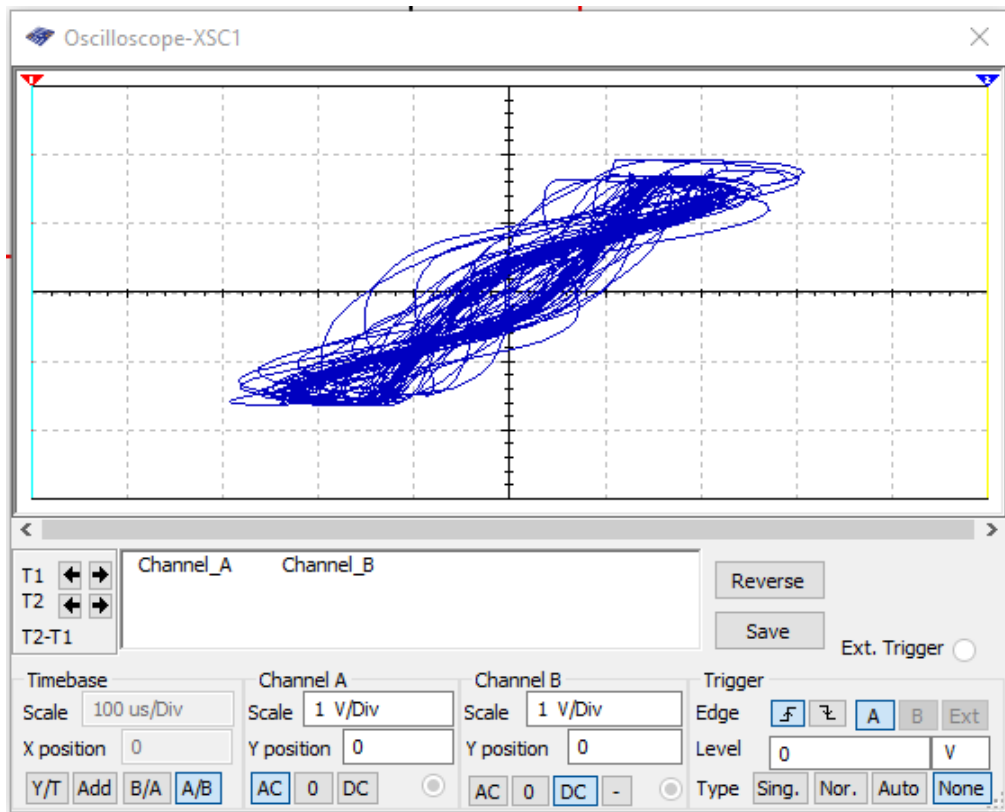


Рисунок 5.2 – Фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 25$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

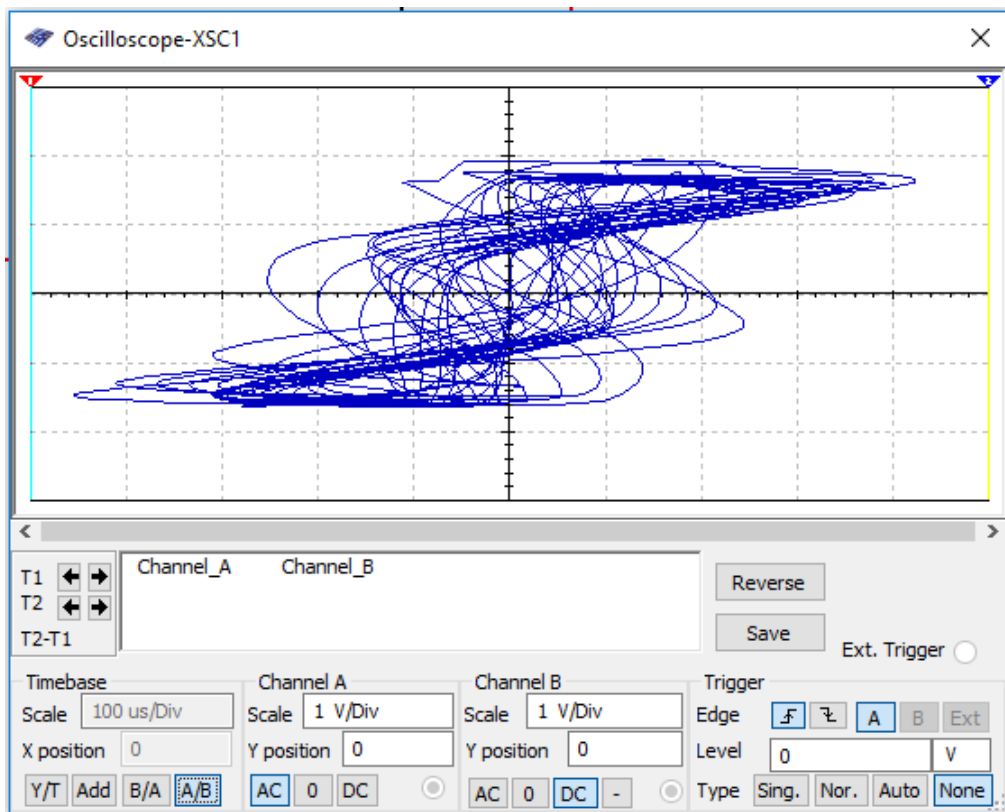


Рисунок 5.3 – Фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 20$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

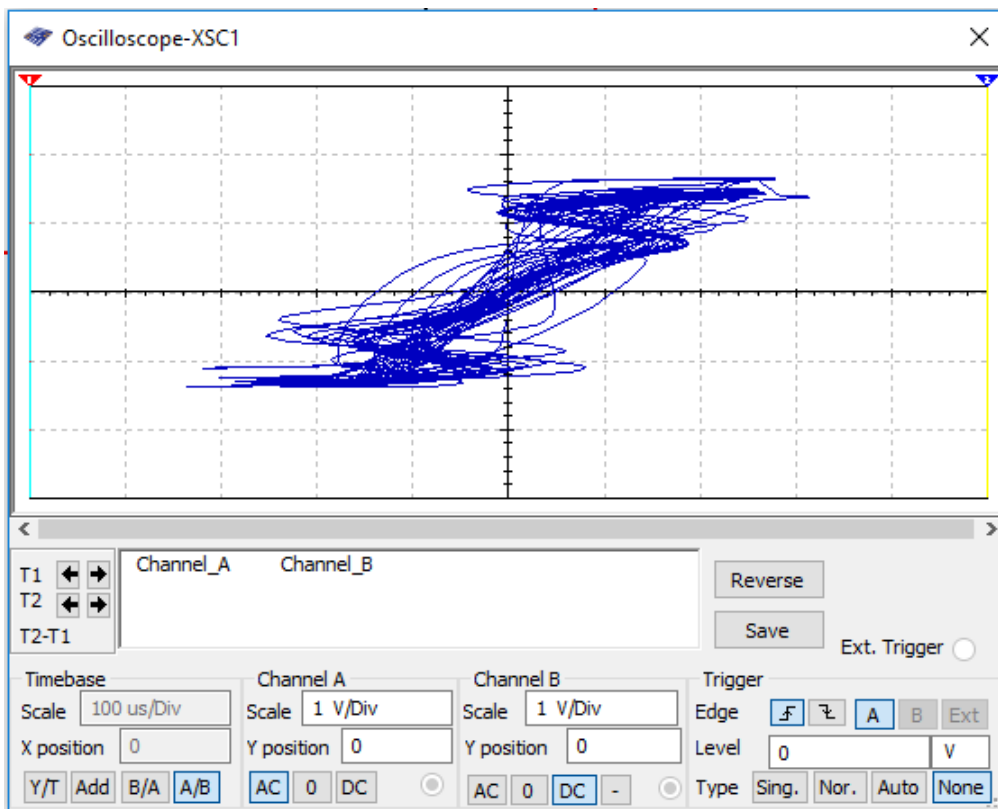


Рисунок 5.4 – Фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 15$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

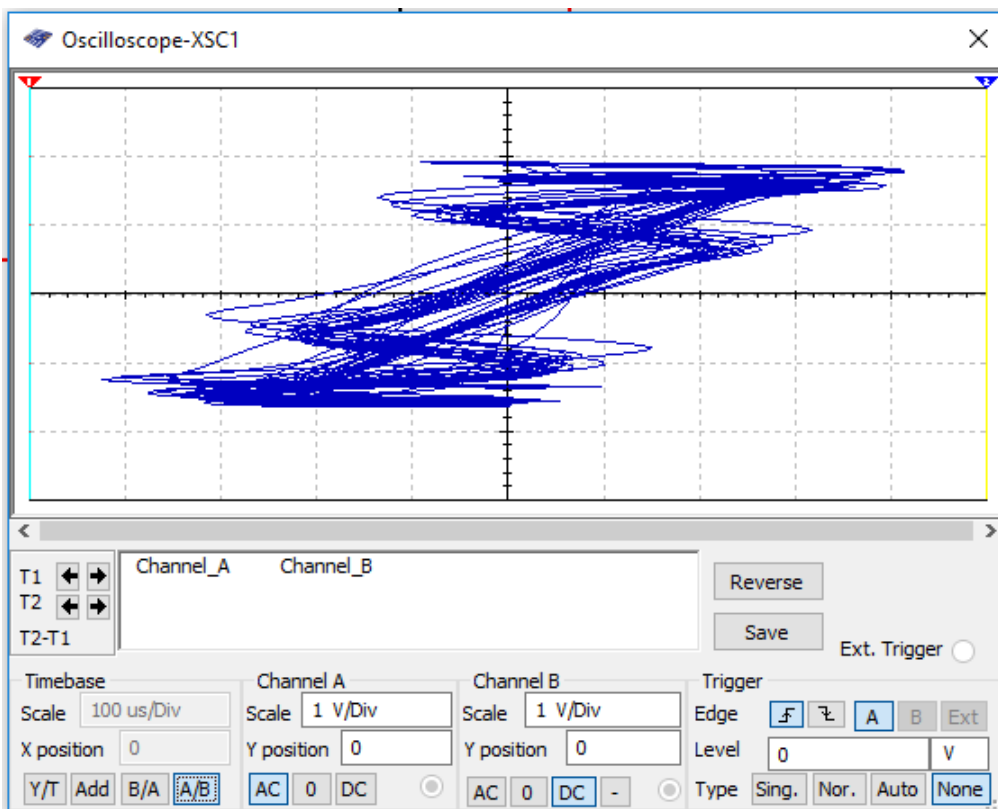


Рисунок 5.5 – Фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 10$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

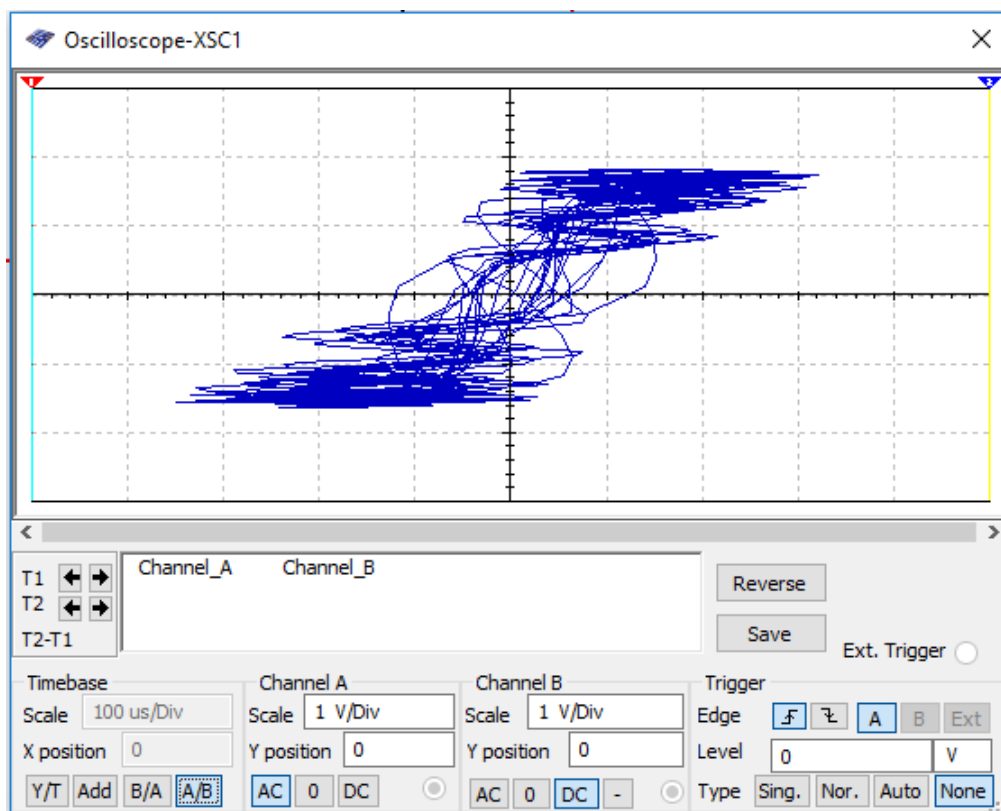


Рисунок 5.6 – Фазовий портрет генератору в площині генерованих напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 5$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

Результати дослідження фазових портретів генератора Дуффінга-Холмса наведені в Додатку К (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

### 5.3 Дослідження часових діаграм генерованих коливань напруги неавтономного генератора Дуффінга-Холмса малого порядку

Осцилограми генерованих коливань напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  неавтономного генератора Дуффінга-Холмса при амплітуді  $U_{BX} = 360$  мВ і різних частот зовнішнього синусоїдального сигналу наведені на рис. 5.7 – рис. 5.11.

Результати дослідження часових діаграм генерованих коливань напруги генератора Дуффінга-Холмса наведені в Додатку Е (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

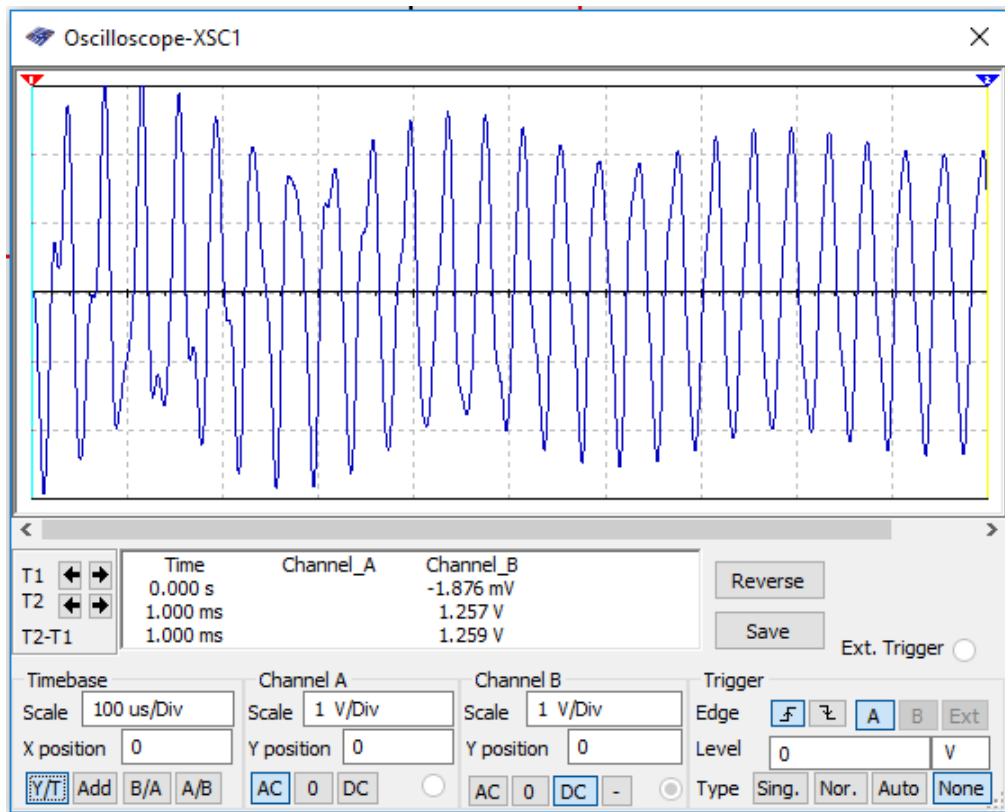


Рисунок 5.7 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_C$   
при  $f = 25$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

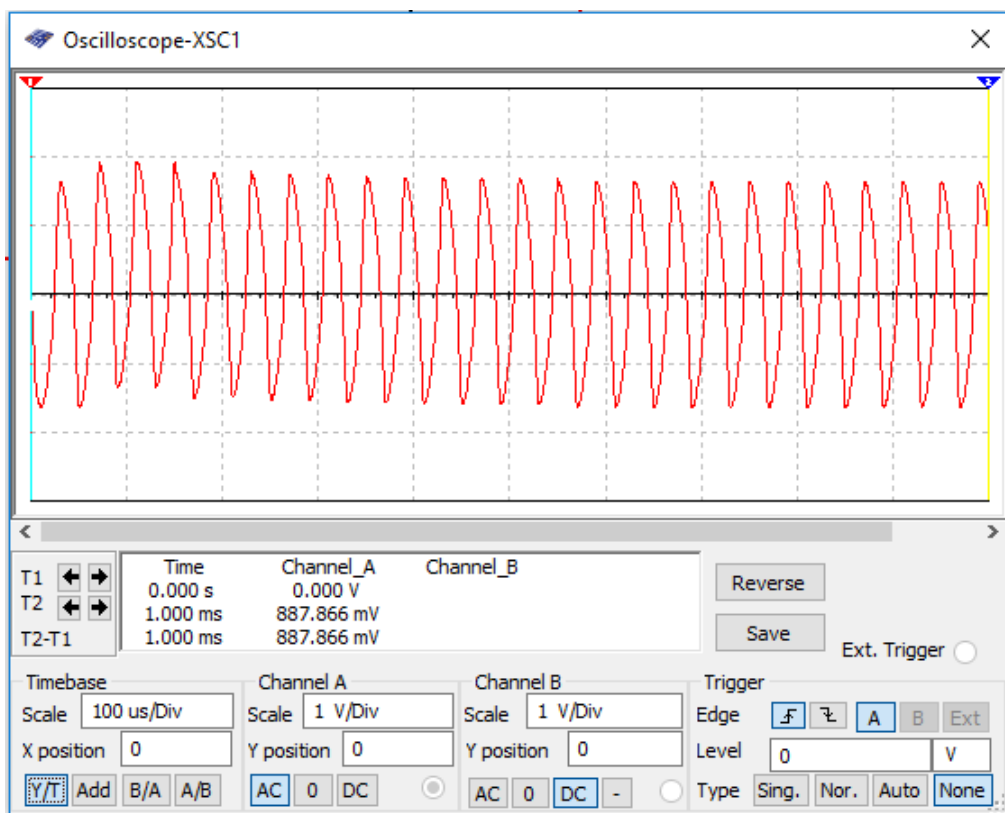


Рисунок 5.8 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_L + U_C$   
при  $f = 25$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

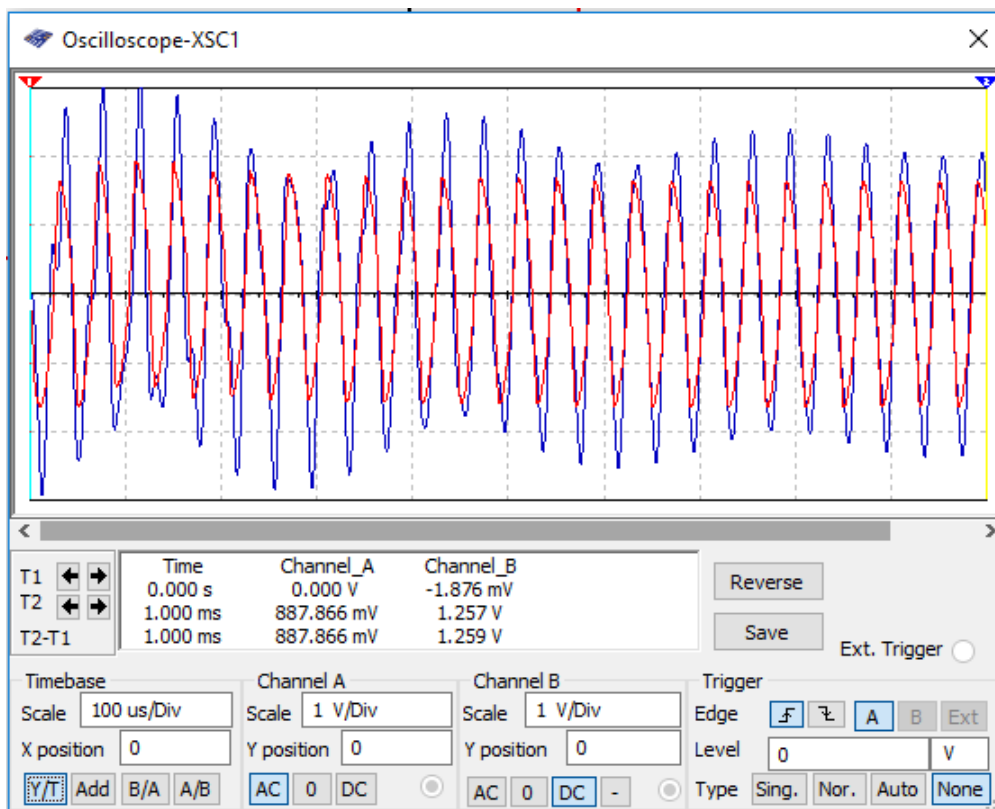


Рисунок 5.9 – Суміщені осцилограми напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$   
при  $f = 25$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

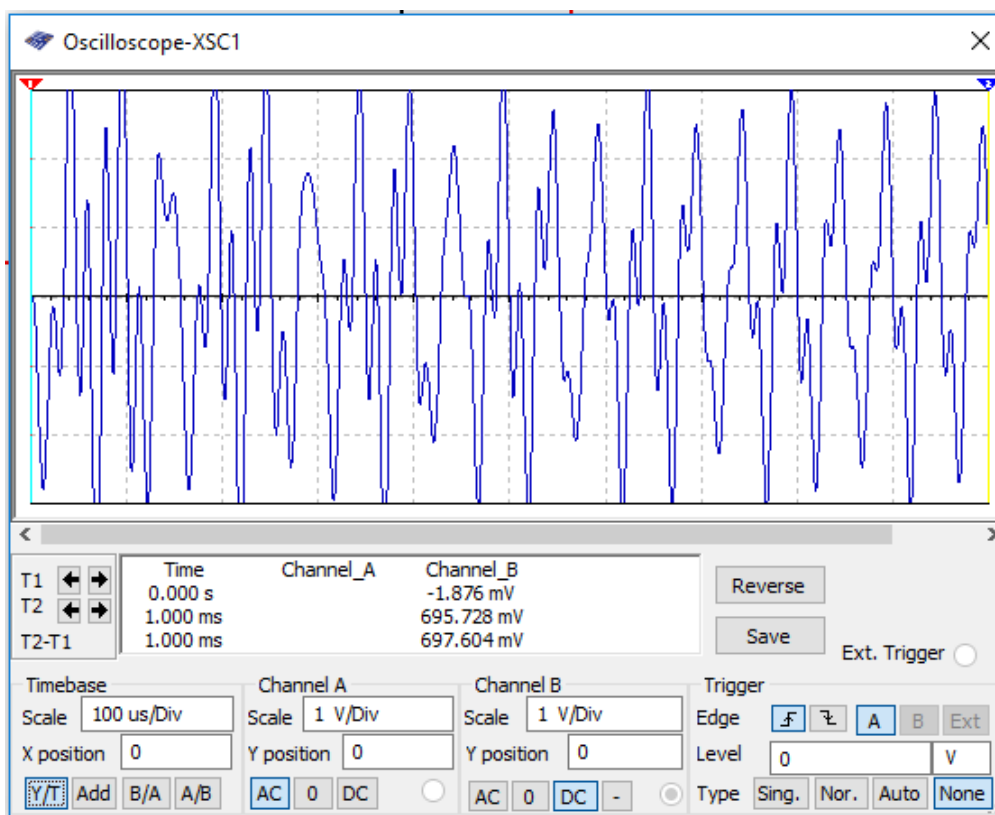


Рисунок 5.10 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_C$   
при  $f = 20$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

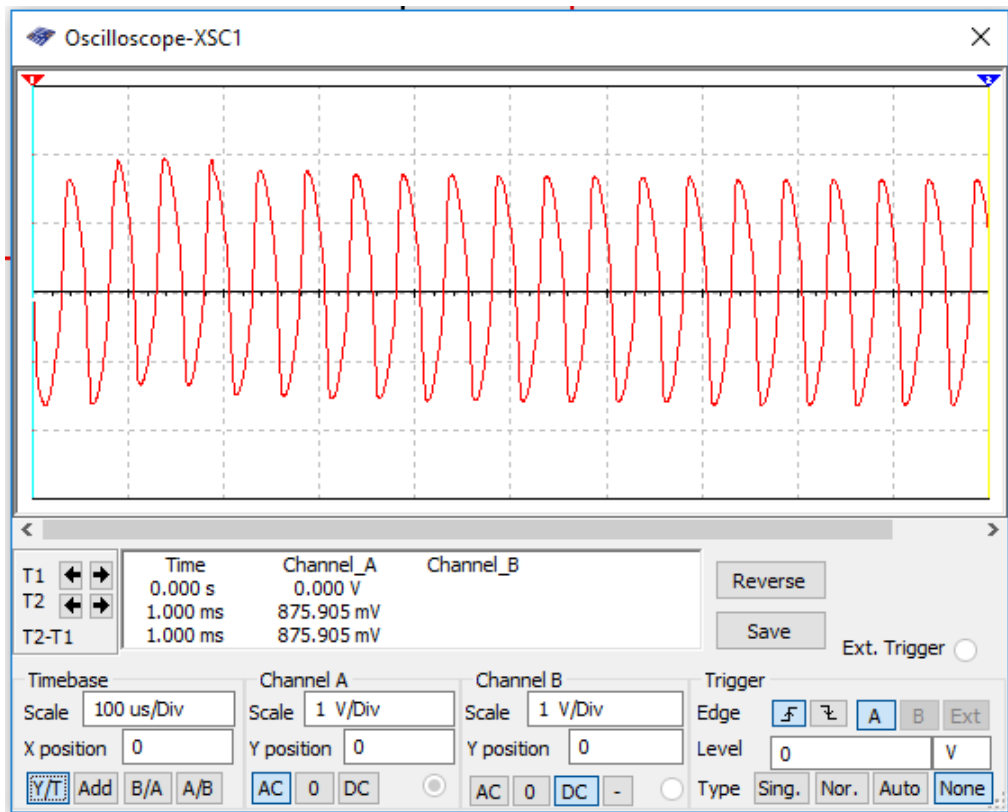


Рисунок 5.11 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_L+U_C$  при  $f = 20$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

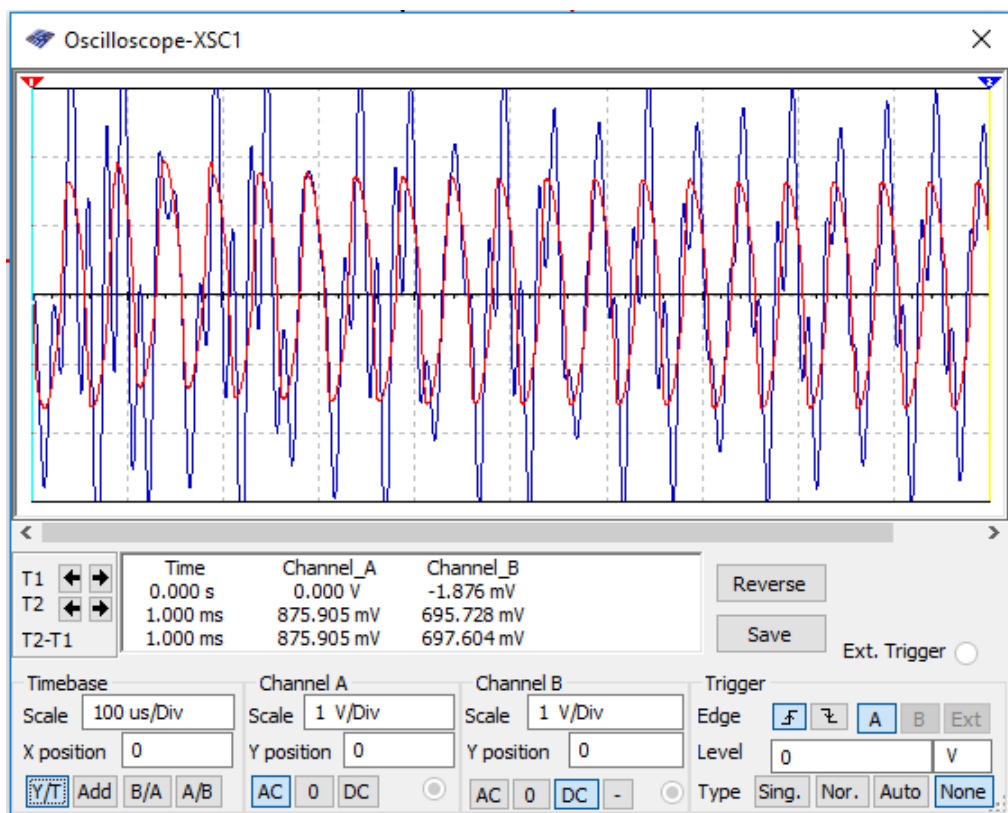


Рисунок 5.12 – Суміщені осцилограми напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 20$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

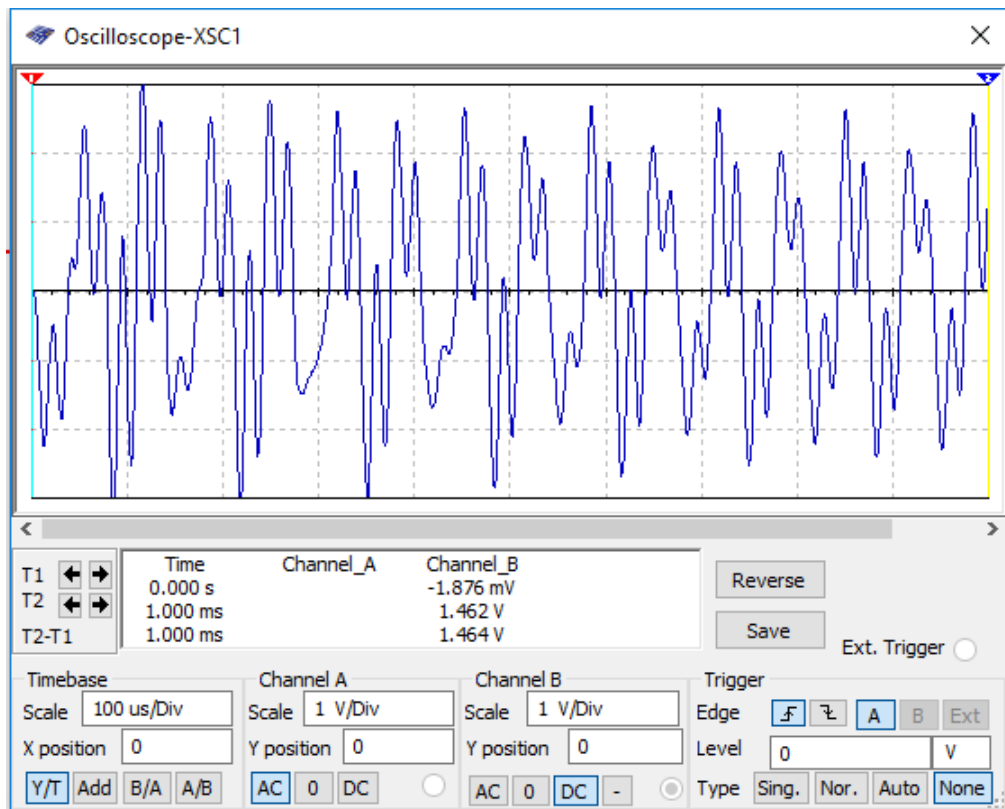


Рисунок 5.13 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_C$   
при  $f = 15$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

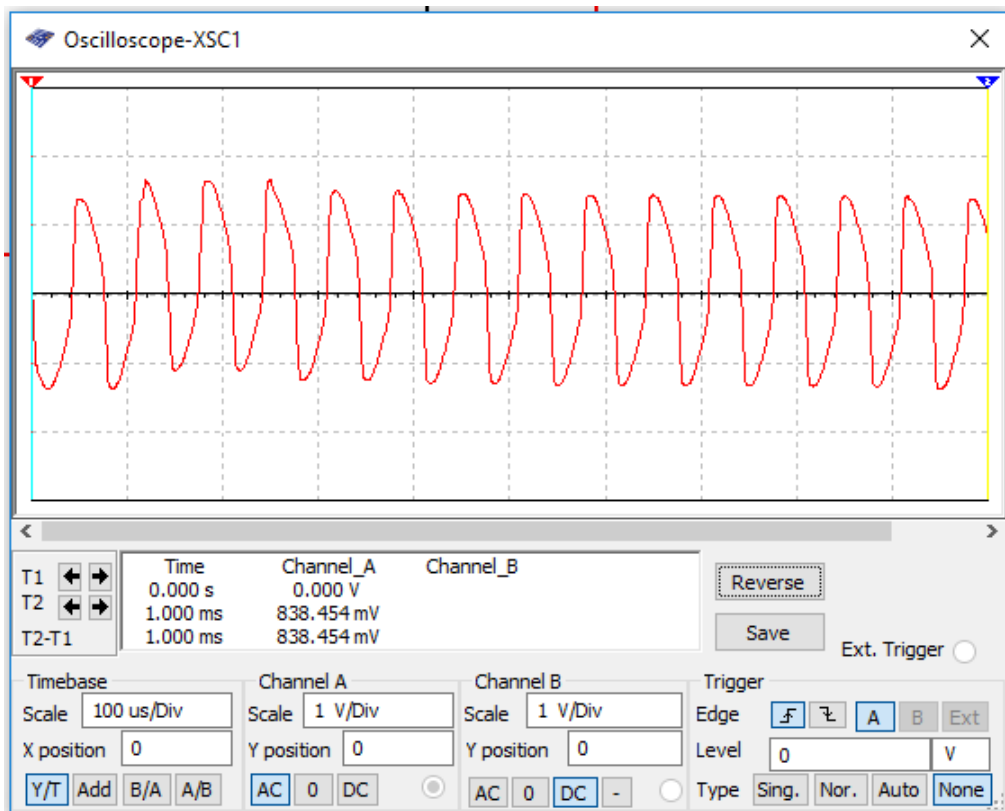


Рисунок 5.14 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_L + U_C$   
при  $f = 15$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ



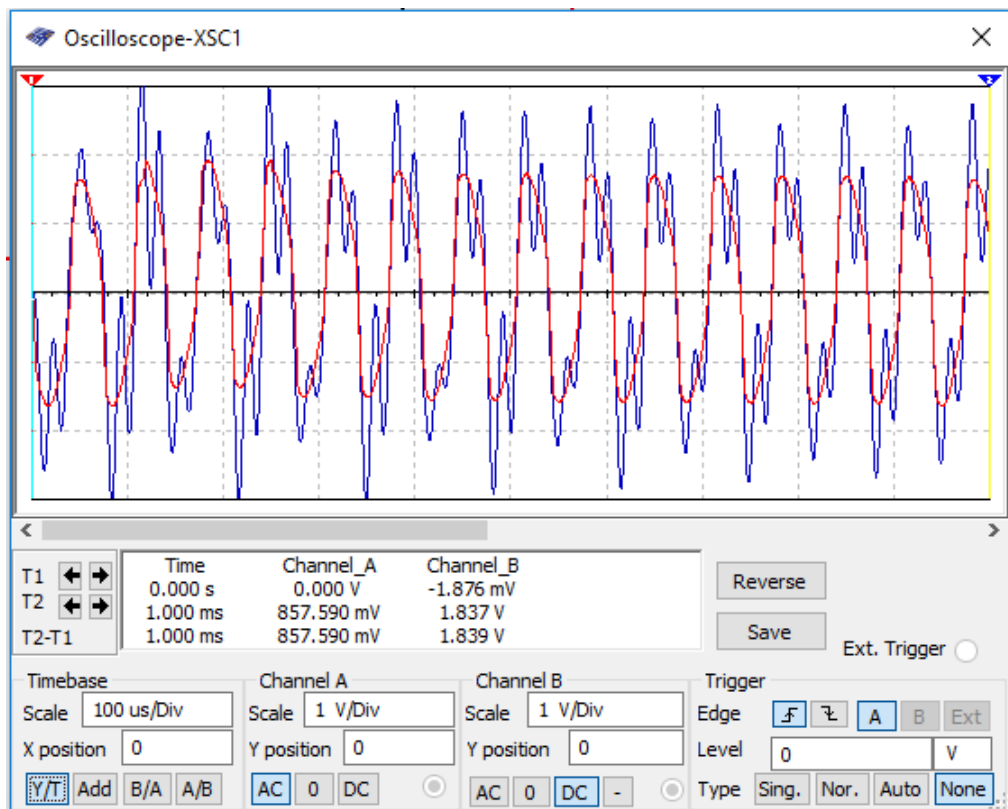


Рисунок 5.15 – Суміщені осцилограми напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 15$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

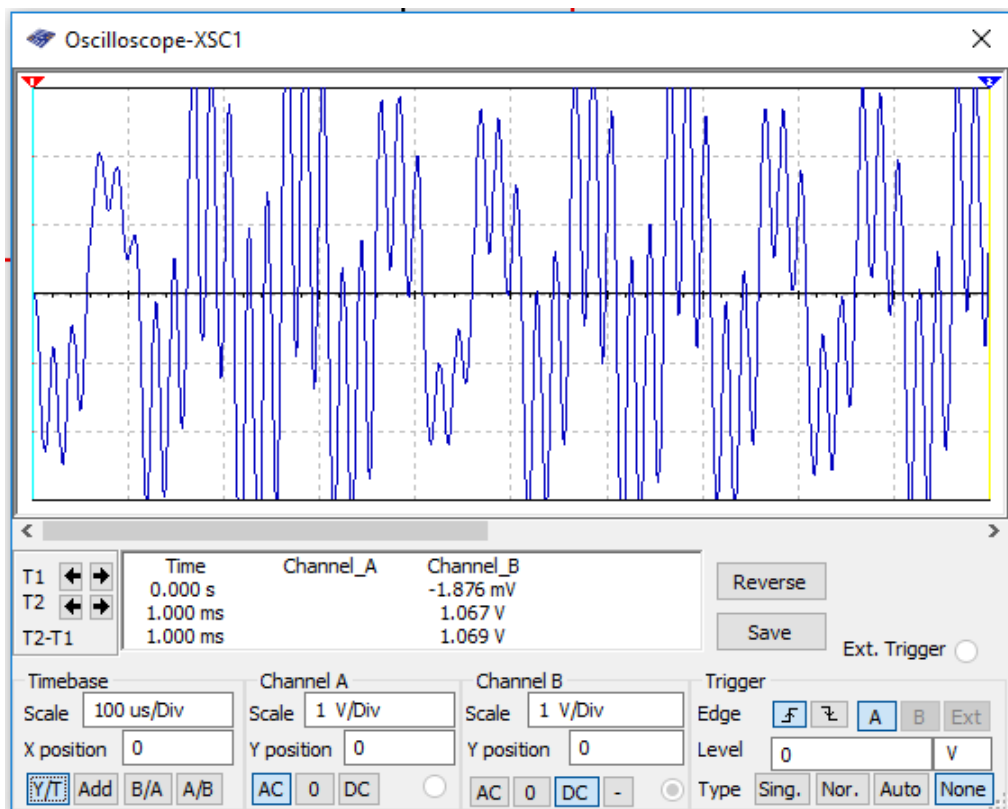


Рисунок 5.16 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_C$  при  $f = 10$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

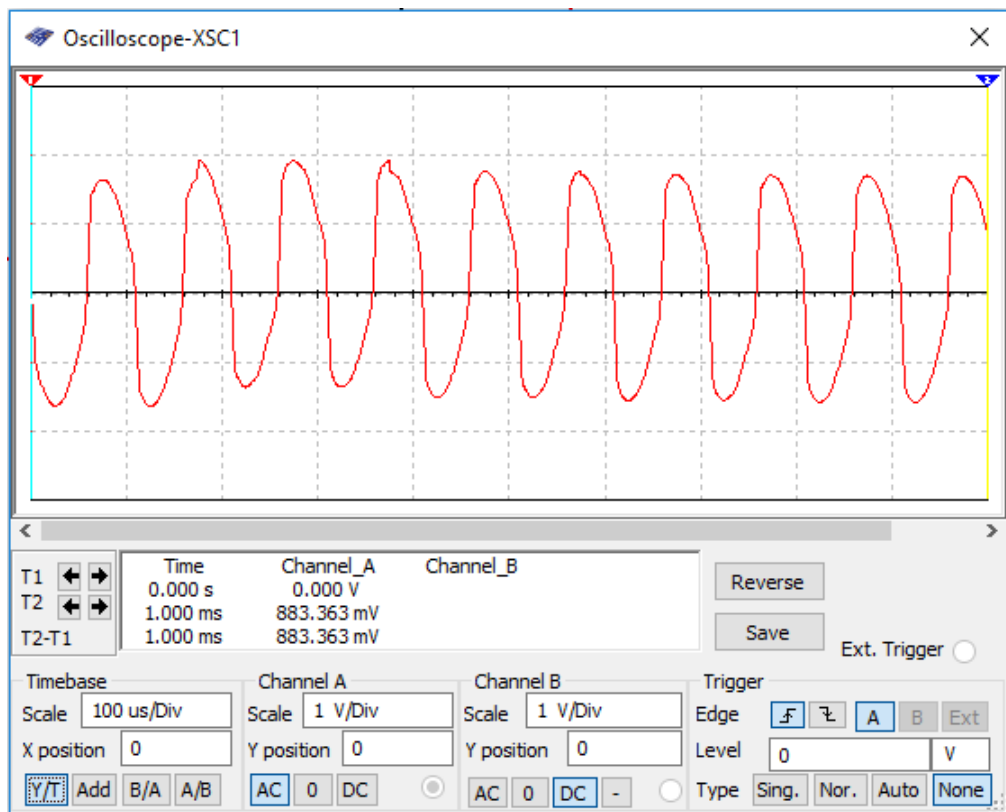


Рисунок 5.17 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_L+U_C$  при  $f = 10$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

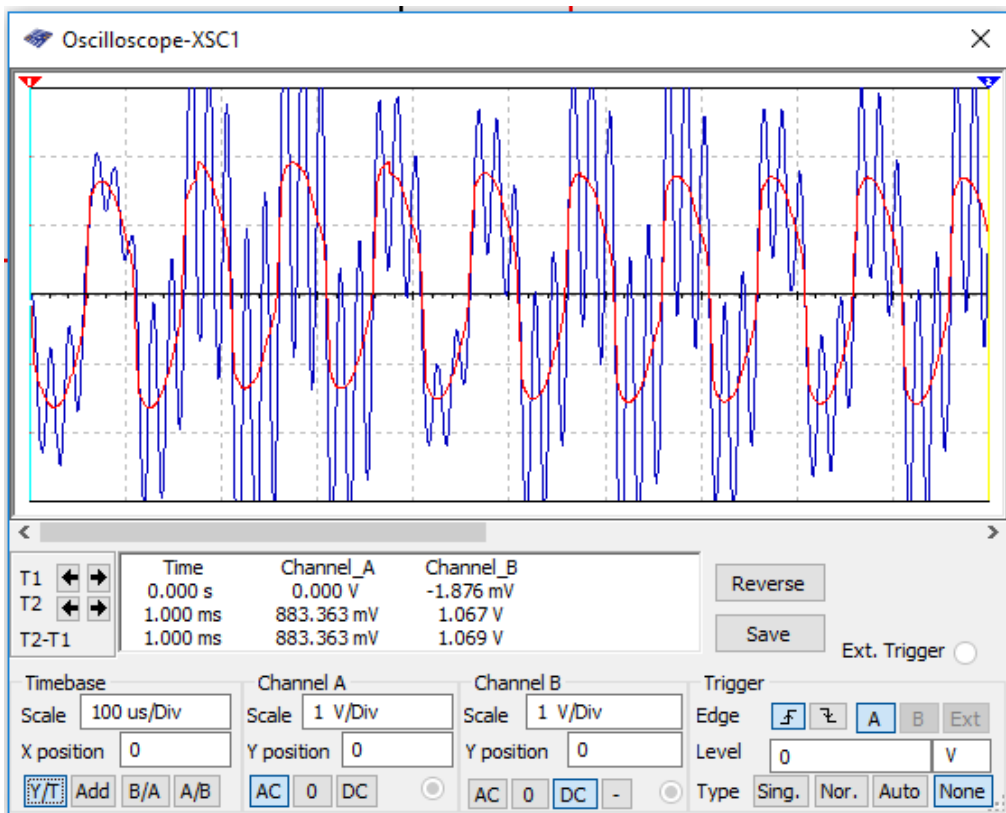


Рисунок 5.18 – Суміщені осцилограми напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$  при  $f = 10$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

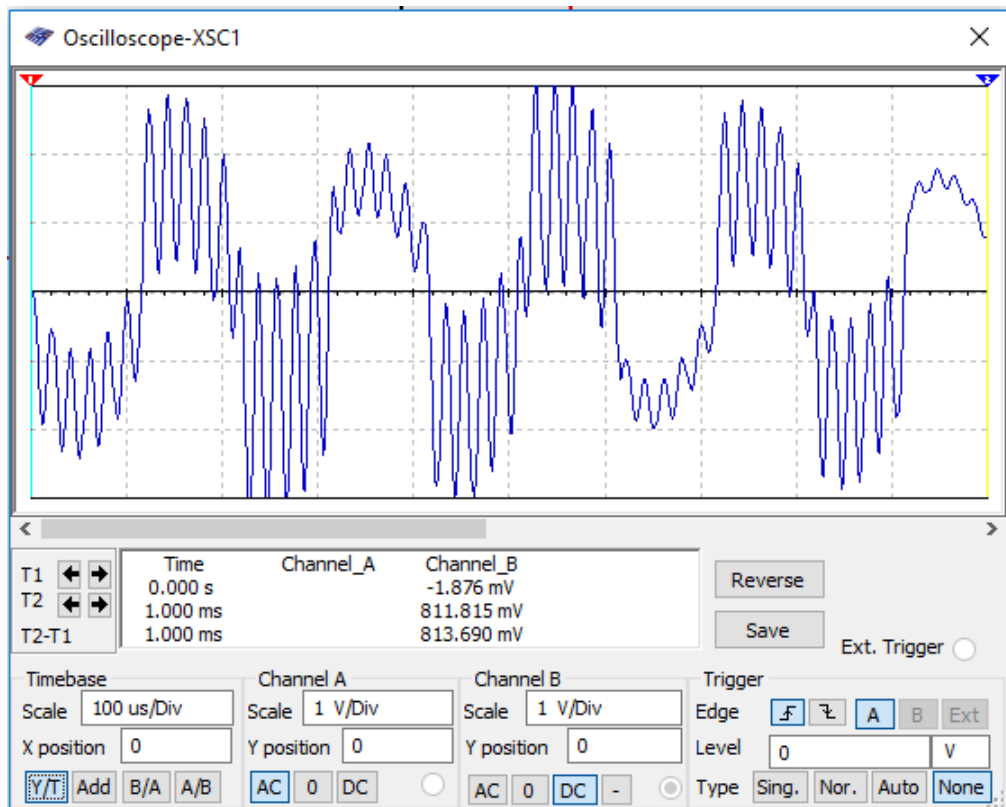


Рисунок 5.19 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_C$   
при  $f = 5$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

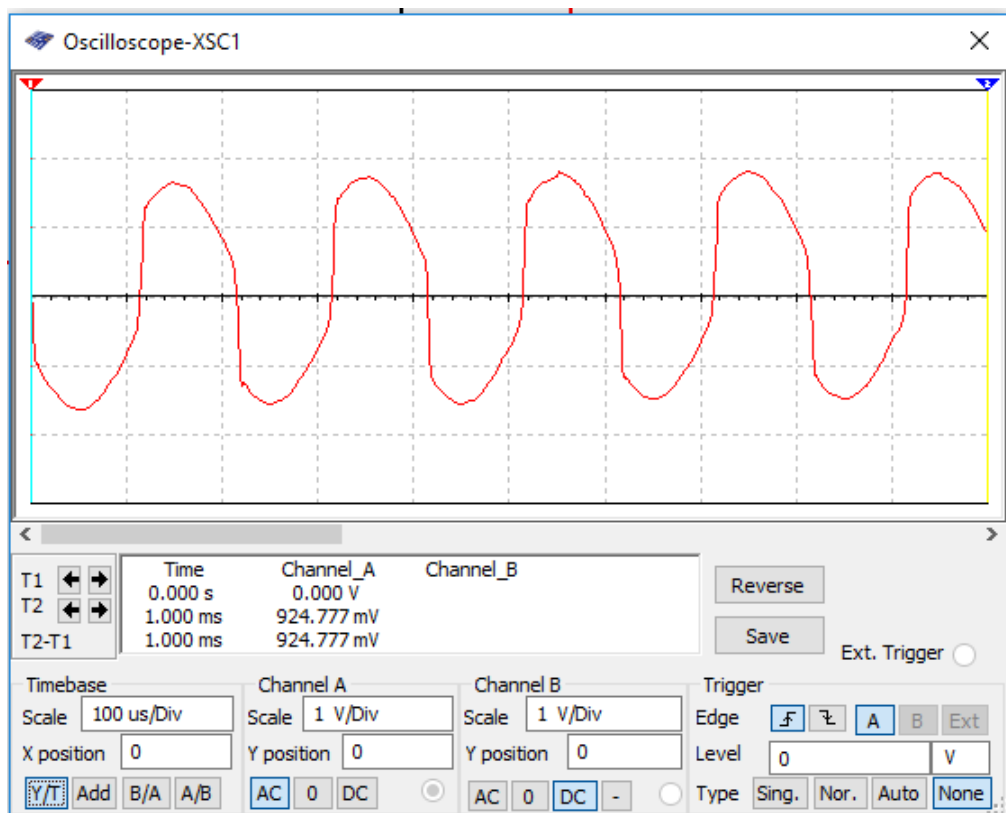


Рисунок 5.20 – Осцилограми генерованих коливань напруги  $U_L + U_C$   
при  $f = 5$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

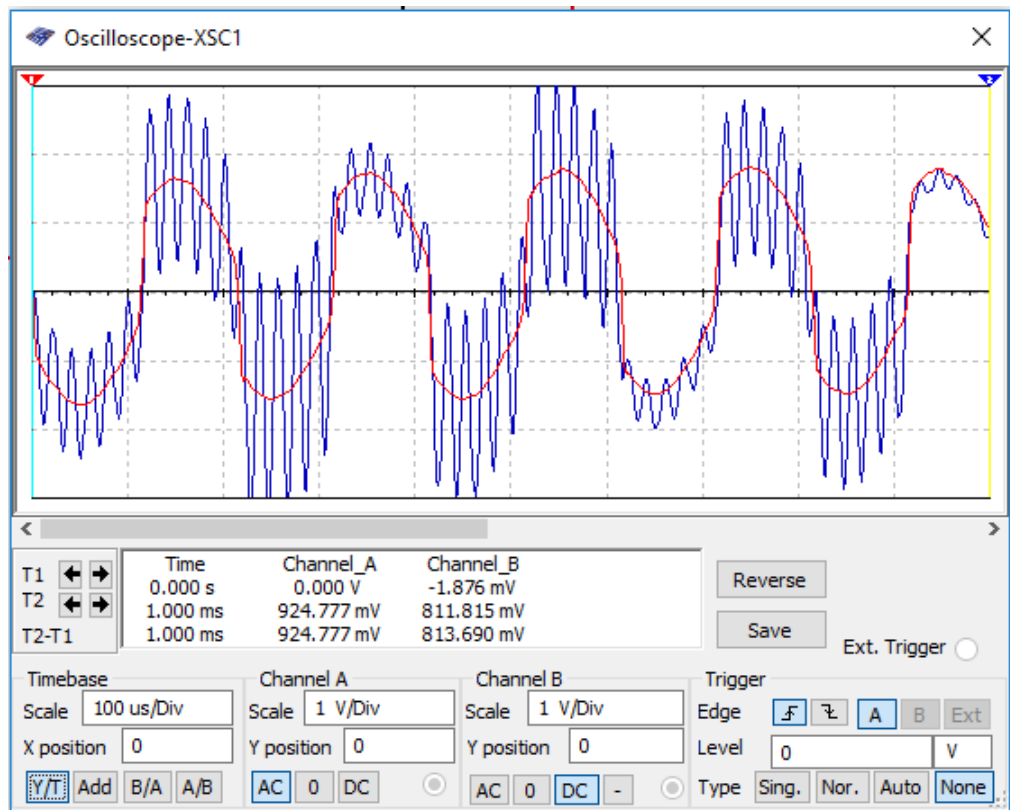


Рисунок 5.21 – Суміщені осцилограми напруг  $U_C$  та  $U_L+U_C$   
при  $f = 5$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

#### 5.4 Дослідження спектральних характеристик генерованої хаотичної напруги генератора Дуффінга-Холмса малого порядку

Результати досліджень АЧС наведені на рис. 5.22 – рис. 5.26.

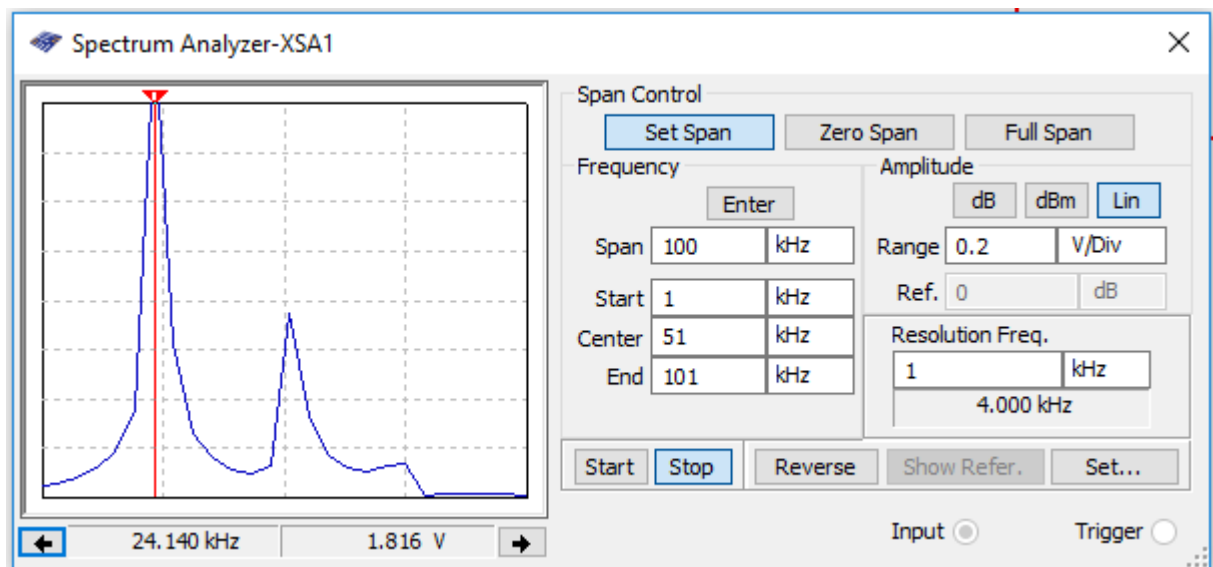


Рисунок 5.22 – АЧС хаотичної напруги  $U_C$  при  $f = 25$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

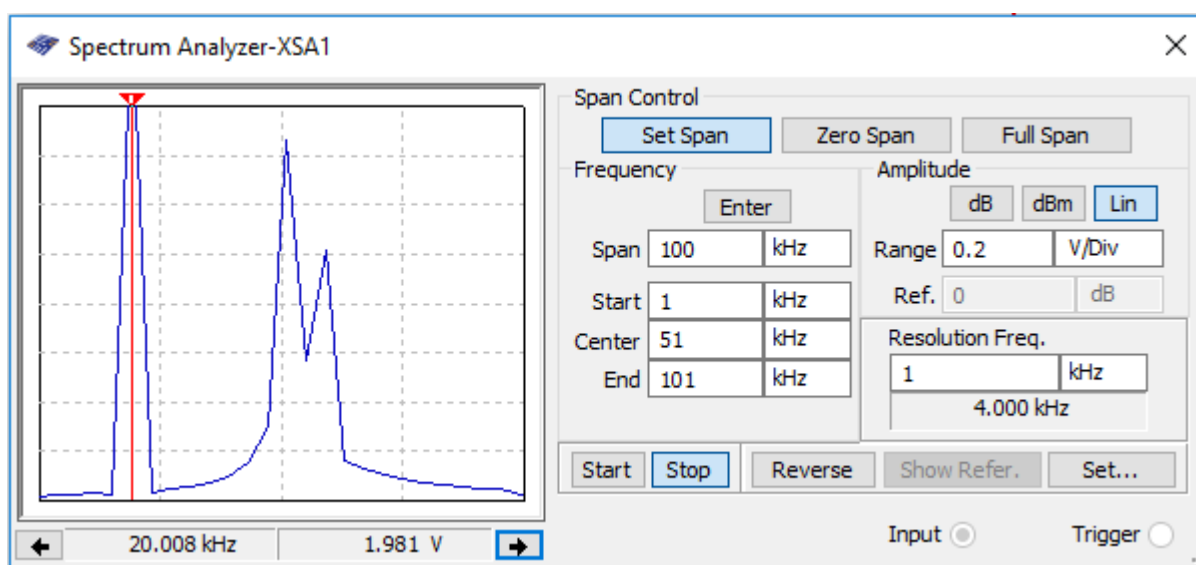


Рисунок 5.23 – АЧС хаотичної напруги  $U_C$  при  $f = 20$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

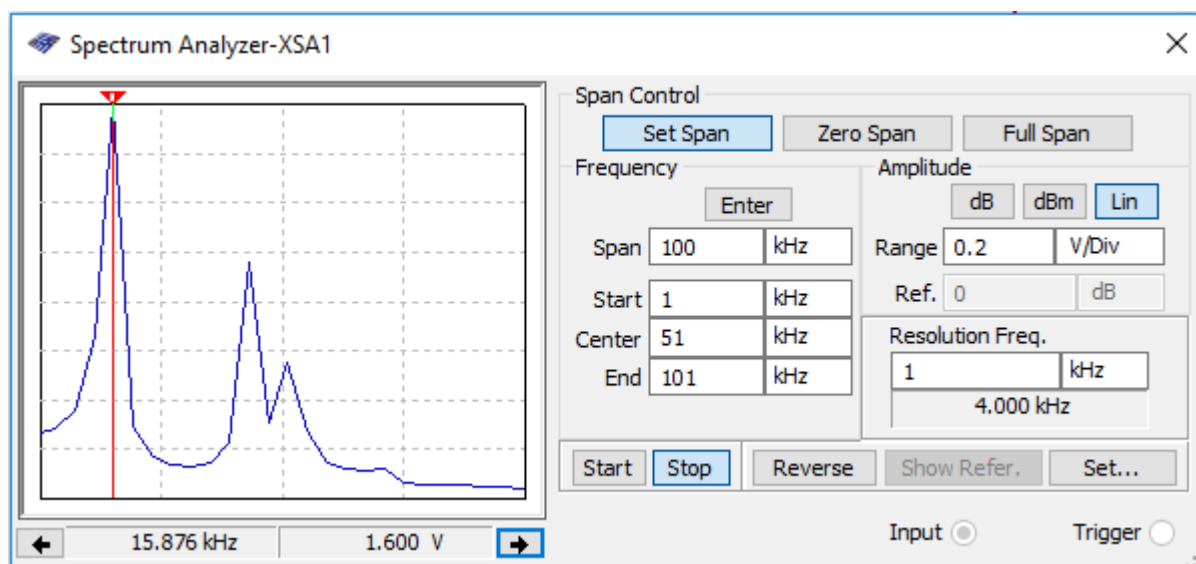


Рисунок 5.24 – АЧС хаотичної напруги  $U_C$  при  $f = 15$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

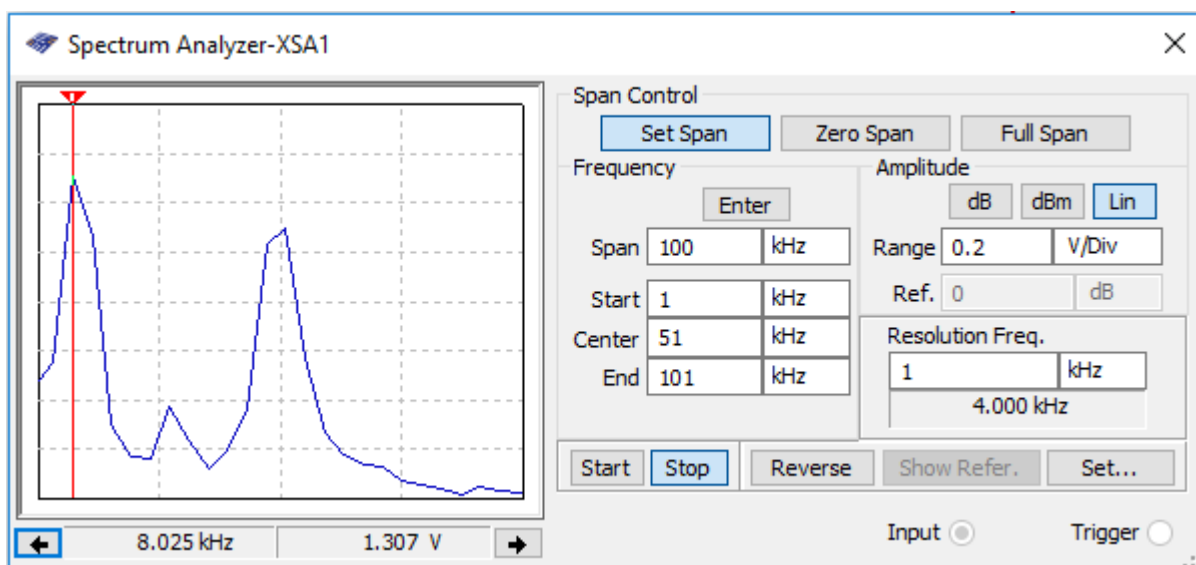


Рисунок 5.25 – АЧС хаотичної напруги  $U_C$  при  $f = 10$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

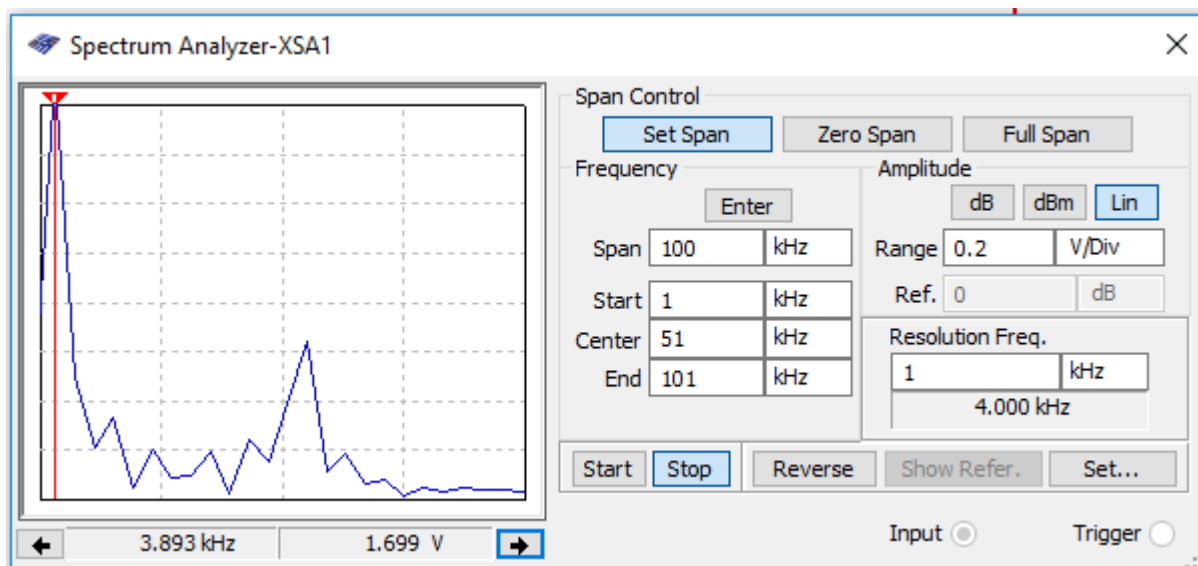


Рисунок 5.26 – АЧС хаотичної напруги  $U_C$  при  $f = 5$  кГц,  $U_{BX} = 360$  мВ

Результати дослідження амплітудо-частотного спектра (АЧС) генерованих хаотичних коливань напруги  $U_C$  наведені в Додатку К (08-36.МКР.009.00.000 ПЛ).

## 5.5 Висновки до розділу

У розділі наведені результати комп'ютерного схемотехнічного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса в програмі National Instruments Multisim 10.1. Модельні дослідження показали, що динаміка хаотичних коливань неавтономного генератора Дуффінга-Холмса залежить від параметрів зовнішнього впливу – частоти та амплітуди синусоїдальних коливань. При резонансній частоті послідовного коливального контуру  $f_0 = 53, 259$  кГц, хаотичний режим генератора забезпечується на частотах нижчих за резонансну у 2..10 разів. Амплітуда синусоїдальних коливань у межах  $U_{BX} = 240..360$  мВ.

Отримані шляхом моделювання фазові портрети неавтономного генератора Дуффінга-Холмса відрізняються по формі від теретичних, наведених у розділі 1. Це можна пояснити тим, що теоретичні фазові портрети побудовані в площинах  $U_C$  та  $I_L$ , а результати моделювання в площині  $U_C$  та  $U_L+U_C$ .

## **6 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА**

### **6.1 Аналіз комерційного потенціалу розробки (технологічний аудит розробки) радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу**

#### **6.1.1 Визначення рівня комерційного потенціалу розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу**

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, 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 радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу буде здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу заносимо до табл.6.1.

За даними табл.1.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в табл. 6.2.

Таблиця 6.1 - Результати оцінювання комерційного успіху розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

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	1	3
3	2	2	3
4	3	1	2
5	3	2	3
6	2	2	2
7	3	2	3
8	2	2	2
9	3	2	1
10	3	3	3
11	2	2	3
12	3	3	2
Сума балів	31	24	29
Середньоарифметична сума балів, СБ	28		

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу – середній.



Таблиця 6.2 – 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

6.1.2 Визначення рівня якості розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Оцінювання рівня якості розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу 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 радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу 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 характеризу-

вати 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. 6.3.

Таблиця 6.3 – Основні параметри радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

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

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

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{ні} \cdot a_i, \quad (6.1)$$

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 радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу становитиме – 2,8 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, що виробляється (проектується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 6.4).

Таблиця 6.4 – Основні параметри радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу та товару-конкурента

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

Відносний рівень якості радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу визначаємо за формулою:

$$K_{\text{я.в.}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (6.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу становитиме – 1,7. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 70% від товару-аналога.

### 6.1.3 Визначення конкурентоспроможності розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

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 табл. 6.5.

Таблиця 6.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання	2	1	0,5	0,1
Кількість вимірювальних каналів	2	1	0,5	0,1
Діапазон вимірювання	10	20	2	0,7
Відносна похибка	3	2	1,5	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	1000	850	0,85	-

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

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,7}{0,85} = 1,94, \quad (6.3)$$

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

$I_{е.п.}$  – індекс економічних параметрів.

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Неі}}{P_{Беі}} = \frac{850}{1000} = 0,85, \quad (6.4)$$

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

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 1,94. Це означає, що наша розробка радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу більш конкурентна на 94% від товару-аналога.

## **6.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи**

### 6.2.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

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

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (6.5)$$

де М – 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;

Тр – число робочих днів в місяці; приблизно Тр = (21...23) дні;

t – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до табл. 6.6.

Таблиця 6.6 – 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	7500	341	5	1705
Консультанти	5000	227	5	1135
Всього:				5115

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

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (6.6)$$

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

n – число робіт по видах та розрядах;

$C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу.  $C_i$  визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (6.7)$$

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  $T_p = 21 \dots 23$  дні;

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

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

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

Таблиця 6.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Пайка підложки до корпусу	0,26	4	30,1	1,27	7,8
Пайка кристалу на підложку	0,36	4	30,1	1,27	10,8
Приварка виводів	0,4	4	30,1	1,27	12
Герметизація	1,0	2	25,8	1,09	25,8
Контроль	0,32	4	30,1	1,27	9,6
Вимірювання параметрів	1,1	2	25,8	1,09	28,4
Маркування	0,16	2	25,8	1,09	4,1
Всього					98,5

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:

$$Зд = 0,1 \cdot (Зр + Зо) = 0,1 \cdot (5115 + 98,5) = 521,4 \text{ грн.} \quad (6.8)$$

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

$$\begin{aligned} \text{Нзп} &= 0,22 \cdot (Зр + Зо + Зд) = 0,22 \cdot (5115 + 98,5 + 521,4) = \\ &= 1262 \text{ грн.} \end{aligned} \quad (6.9)$$

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%).

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

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

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

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

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп’ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;

На – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що На = (10...25)%;



T – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 6.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
Комп'ютер	7900	20	1	132
Лабораторний стенд	22000	20	1	367
Генератор сигналів	5500	20	1	92
Цифровий осцилограф	4900	20	1	82
Набір інструментів (відкритка, пасатижі ...)	100	10	1	0,8
Паяльник	80	10	1	0,7
Всього	674,5			

Витрати на матеріали M, 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  $i$ -го виду, шт.;

$C_i$  – ціна матеріалу  $i$ -го виду, грн.;

$K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1 \dots 1,15)$ ;

$n$  – кількість видів матеріалів.

Таблиця 6.9 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Припой, кг	52,3	0,08	4,2
Герметик, кг	41,2	0,09	3,8
Спирт метиловий, кг	50,5	0,08	4
Фарба Ф-1, кг	65,2	0,09	5,9
Проволока, кг	38,9	0,06	2,3
Ізолятор, кг	47,1	0,05	2,4
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	24,8		

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.

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

$$Be = B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_p, \text{грн}$$

де  $B$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р.  $B \approx 8,45$  грн./кВт;

$P$  – установлена потужність обладнання, кВт;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,

$K_p$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_p < 1$ .

Таблиця 6.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Полікорова гібридна плата	18,3	1	18,3
Пермикач двопозиційний	14,8	1	14,8
НВЧ діод	15,4	1	15,4
Котушка індуктивності з феритовим осердям	4,65	1	4,65
Резистор	0,75	2	1,5
Конденсатор – 3,3 нФ	2,05	1	2,05
Конденсатор – 47 нФ	2,2	1	2,2
Роз'єми	8,1	2	16,2
Коаксіальний кабель з входним опором 50 Ом	8,4	1	8,4
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	315		

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$V_e=2662$  грн.

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

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

$$I_b = 1 \cdot (3o + 3p) = 1 \cdot (5115 + 98,5) = 5214 \text{ грн.} \quad (6.10)$$

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

$$B = 11195 \text{ грн.}$$

6.2.2 Розрахунок загальних витрат на розробку радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за Взгг формулою:

$$\text{Взгг} = \frac{I_b}{\alpha} = \frac{5214}{0,6} = 8690 \text{ грн,} \quad (6.11)$$

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

6.2.3 Прогнозування витрат на виконання та впровадження радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу здійснюється за формулою:

$$\text{ЗВ} = \frac{\text{Взгг}}{\beta} = \frac{8690}{0,5} = 17380 \text{ грн,} \quad (6.12)$$

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  $\beta \approx 0,9$ .

### **6.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу**

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 6.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

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

Величина зростання ціни реалізації радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, грн. – 150 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу – 350 шт.

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

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta Ц_0 \cdot N + Ц_0 \cdot \Delta N) \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (6.13)$$

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;

$Ц_0$  – 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;  $v$  – 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:

$$\Delta\Pi_1 = 17296 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = 82030 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = 111560 \text{ грн.}$$

#### **6.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності**

6.4.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у розробку радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (6.14)$$

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:

$$ПП = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi_i}{(1+r)^t} \quad (6.15)$$

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”.

$$ПП = 167334 \text{ грн.},$$

$$E_{абс} = 167334 - 17380 = 149954 \text{ грн.}$$

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 радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу.

6.4.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Для цього користуються формулою:

$$E_B = \sqrt[t]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 \quad (6.16)$$

де  $E_{абс}$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;

$PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = 3B$ , грн.;

$Tж$  – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = 1,1$$

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



$$\tau = d + f, \quad (6.17)$$

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.

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

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

6.4.3 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій  $T_{\text{ок}}$  можна розрахувати за формулою:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{1,1} = 0,9 \text{ роки.} \quad (6.18)$$

Оскільки  $T_{\text{ок}} < 3...5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу є доцільним.

## **7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

Промислова безпека, яку розглядає охорона праці, відіграє велику роль для працюючих, оскільки якраз вона контролює фізичний стан трудівника, що не може не відобразитись на його здоров'ї, житті, а також продуктивності роботи зокрема і у галузі радіоелектроніки.

В цьому розділі проводиться розгляд небезпечних, шкідливих [71] та уражаючих для людини і навколишнього середовища факторів, що виникають під час проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. В ньому розглядаються, зокрема, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення захисного відключення за величиною напруги кроку, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

### **7.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії**

#### **7.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат**

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Згідно із [72] допустимі параметри температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для холодного та теплого періодів року приведені у табл. 7.1

При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає  $100 \text{ Вт/м}^2$ .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підлягає

систематичному контролю з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в табл.7.2.

При роботі з ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, які містяться в повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів мають відповідати [74] і приведені в табл. 7.3.

Таблиця 7.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату в приміщенні

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

Таблиця 7.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [74]

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

Таблиця 7.3 – Число іонів у 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

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

Для встановлення необхідних за нормативами показників мікроклімату і складу повітря робочої зони запропоновано:

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

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

### 7.1.2 Виробниче освітлення

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

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, згідно [73] знаходимо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд в.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні приведені в табл. 7.4.

Таблиця 7.4 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення і мінімальні освітленості при штучному освітленні

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

Оскільки приміщення розташоване в місті Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові пройми розташовані за азимутом 45°, то для таких умов КЕО розраховується за виразом [73, 74]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (7.1)$$

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

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N,b} = 1,5 \cdot 0,9 = 1,4 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8 (\%).$$

З метою забезпечення нормативних значень показників освітлення передбачено такі заходи:

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

2) застосування штучного освітлення в темний час доби.

### 7.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого обладнання використовується устаткування, робота якого генерує шум та вібрацію, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Встановлено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

З метою запобігання травмуванню працюючих від дії шуму він підпадає під нормування. Основним документом з питань промислового шуму, що діє на території України, є [75], згідно з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у виробничих приміщеннях не

мають перевищувати значень, що приведені в табл. 7.5. Норми виробничих вібрацій наведені в табл. 7.6 для локальної вібрації.

Таблиця 7.5 – 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

Таблиця 7.6 – Нормовані рівні віброприскорення [76]

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

Для покращення віброакустичного клімату у приміщенні запропоновано такі заходи:

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

#### 7.1.4 Виробничі випромінювання

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

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинні перевищувати  $7,74 \cdot 10^{-12}$  Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) згідно [84].

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

## **7.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження**

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

### **7.2.1 Безпека щодо організації робочих місць**

Розміщення робочих місць, оснащених ЕОМ здійснюється у приміщеннях з одnobічним розміщенням вікон, які неодмінно повинні бути оснащені сонцезахисним пристроями: шторами та жалюзьями [77]. При розміщенні робочих місць у приміщеннях з джерелами небезпечних та шкідливих виробничих факторів, вони повинні розташовуватися у повністю відокремлених кабінетах з природним освітленням та організованою вентиляцією. Площа одного робочого місця повинна складати не менше  $6,0 \text{ м}^2$ , об'єм – не менше як  $20 \text{ м}^3$ , а висота – не менше 3,2 м [78].

Поверхня підлоги повинна бути гладкою, без вибоїн, не слизькою, мати антистатичні властивості, зручною для вологого прибирання. Не дозволяється використовувати для оздоблення інтер'єру полімерні матеріали, які забруднюють повітря шкідливими хімічними речовинами та сполуками.

### 7.2.2 Електробезпека

Основними причинами ураження електричним струмом в цьому приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність електрообладнання, випадковий дотик до металевих частин, які опинилися під напругою або струмоведучих частин. Згідно [79] це приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (більше 75 %) відносної вологості. Через це безпека експлуатації електрообладнання повинна забезпечуватись рядом заходів, що передбачають застосування ізоляції струмоведучих елементів, захисних блокувань, захисного відключення тощо [80].

Визначимо час спрацювання захисного відключення за величиною напруги кроку  $U_{кр} = 220$  В.

Розрахункове значення напруги кроку визначається за формулою:

$$U_{кр} = \frac{(1000 + 6\rho) \cdot 0,116}{\sqrt{t}} \text{ [В]}, \quad (7.2)$$

звідки

$$t = \left( \frac{(1000 + 6\rho) \cdot 0,116}{U_{кр}} \right)^2 \text{ [с]}, \quad (7.3)$$

де  $t$  – тривалість замикання (час спрацювання захисного відключення за величиною напруги кроку), с;

$\rho$  – питомий опір поверхневого шару ґрунту, Ом·м.

Вибираємо тип ґрунту – чорнозем, для якого питомий опір складає  $\rho = 30$  Ом·м.

Отже, час спрацювання захисного відключення за величиною напруги кроку дорівнюватиме



$$t = \left( \frac{(1000 + 6 \cdot 30) \cdot 0,116}{220} \right)^2 = 0,387 \text{ (с)}.$$

Таким чином, конструкція пристрою повинна забезпечити спрацювання захисного відключення за величиною напруги кроку протягом 0,387 с для надійного захисту від ураження електричним струмом.

### 7.2.3 Пожежна безпека

Згідно [81] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в табл. 7.7. В табл. 7.8 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 7.7 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [81]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогоны	Балки, ферми
2	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M0	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M0	REI 15 M0	R 30 M0

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізоляційної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поши-

рювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см.

Таблиця 7.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [83]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуаходу	Протипожежні розриви, м, для ступеня їх вогнестійкості				Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, 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	В	2	100	60	40	110	9	9	12	8	не обмежується			

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [82].

### 7.3 Визначення області працездатності радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Вплив різних загрозливих чинників надзвичайних ситуацій може загрожувати роботі розроблених перетворювачів і цим вплинути на роботу систем в складі яких вони застосовуються.

В РЕА, зокрема в радіовимірювальних перетворювачах електричних величин застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали, 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.

Іонізуючі випромінювання в радіоелектронній апаратурі, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів, що призводять до виходу з пристрою. Проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробкою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. В органічних діелектричних матеріалах змінюються електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань. [88]

Найбільш піддаються впливу електромагнітного імпульсу (ЕМІ) системи управління і сигналізації. ЕМІ ушкоджують напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. ЕМІ має велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Слід також пам'ятати, що механічний захист апаратури не захищає від впливу ЕМІ. Апаратура може бути знищена навіть знаходячись у надійних спорудах [89].

### 7.3.1 Визначення області працездатності радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах дії іонізуючих випромінювань

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 (табл. 7.9).

Елементом, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням  $P_{зв} = 10^3$  Р/год є інтегральні мікросхеми.

Критерієм стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів електричних величин є значення рівня іонізуючих випромінювань:

$$P_{гр} = K_{над} \cdot P_{зв} \cdot K_{посл},$$

де  $P_{зв}$  - рівень радіації, який відповідає початку зворотних змін у перетворювачі;

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

$K_{посл}$  - коефіцієнт послаблення (для мобільних систем  $K_{осл} = 2$ ).

$$P_{гр} = 0,93 \cdot 10^3 \cdot 2 = 1860 \text{ Р/Год.}$$

Таблиця 7.9 – Потужності експозиційних доз кожного елемента радіовимірювальних перетворювачів

Елементи радіовимірювального перетворювача	$P_{зв.і}, \text{ Р/Год}$	$P_{зв.}, \text{ Р/Год}$
Інтегральні мікросхеми	$10^3$	$10^3$
Транзистори	$10^4$	
Діоди	$10^4$	
Конденсатори	$10^7$	
Мікросхеми	$10^5$	
Резистори	$10^8$	

Таким чином, розроблювальний пристрій буде працювати з потрібною надійністю в межах зміни потужності дози від 0 до  $1,8 \cdot 10^3 \text{ Р/Год}$ , а допустимий час його безвідмовної роботи може скласти:

$$t_{дон} = \left( \frac{D_{зр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2 = \left( \frac{10^6 \cdot 2 + 2 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^3} \right)^2 = 28467(\text{год})$$

Це більш ніж достатньо для таких складних умов роботи радіоелементів радіовимірювального перетворювача електричних величин.

### 7.3.2 Визначення області працездатності радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах дії електромагнітного імпульсу

В якості показника стійкості електротехнічних і електронних систем або їх окремих елементів до впливу ЕМІ можна прийняти коефіцієнт безпеки, що визначається відношенням гранично допустимої напруги (струму) до наведеної, тобто створеної ЕМІ в даних умовах :

$$K_B = 20 \lg \frac{U_d}{U_{в(г)}} \geq 40 [\text{дБ}],$$

де  $U_d$  - допустиме коливання напруги живлення (в даному пристрої використовується 5В контур ( $U_{ж} = 5 \text{ В} \pm 5\%$ ));

$U_{в(г)}$  - напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних чи горизонтальних струмопровідних частинах.

Допустиме коливання напруги живлення визначається за формулою:

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

Визначається напруга наведення у горизонтальних провідниках  $U_{г}$ :

$$U_{г} = \frac{U_d}{10^{\frac{40}{20}}} = \frac{5,25}{100} = 0,05(\text{В}).$$

Тоді вертикальна складова напруженості електричного поля визначається з виразу:

$$U_{г} = E_{в} * l_{г}$$

$$E_{г} = U_{г} / l_{г} = 0,05 / 0,75 = 0,07 (\text{В/м}),$$

де:  $l_B$  - максимальна довжина струмопровідної частини  $l_B = 0,75$  м.

Отже, радіовимірювальні перетворювачі електричних величин має бути працездатним при умові, що  $E_T \leq 0,07$  В/м, або  $E_B$  в межах від 0 до 70 В/м.

#### **7.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи радіовимірювальних перетворювачів електричних величин в умовах надзвичайних ситуацій**

Дослідження, які були проведені як у нашій країні, так і за кордоном, показали, що зміна параметрів радіоелектронних пристроїв може відбуватися в широкому діапазоні потоків іонізуючих випромінювань. Тому в багатьох випадках при експлуатації виникає необхідність вживати додаткові заходів по підвищенню радіаційної стійкості роботи радіовимірювальних перетворювачів електричних величин.

Головними заходами щодо підвищення радіаційної стійкості є: застосування в апаратурі радіаційностійких елементів і матеріалів, спеціальних радіаційних екранів або активного захисту від впливу потоків заряджених частинок. При імпульсному впливі іонізуючих випромінювань, крім перерахованих способів використовують: застосування схем, мало критичних до змін електричних параметрів; зниження напруги живлення на аноді і збільшення від'ємної напруги зсуву сіток газорозрядних приладів; застосування пристроїв, які містять додаткові радіотехнічні схеми на період впливу радіації; збільшення відстані між елементами, які знаходяться під навантаженням і інші.

В захисті від іонізуючого опромінення використовують алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатшарові матеріали. Для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній, що полягає в захисному покритті на поверхнях даних елементів, які опромінюються покриттям з включенням атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної захисної металічної матриці.

Аналізуючи вищенаведені розрахунки, можна зробити висновок, що електричні кола радіовимірювальних перетворювачів електричних величин будуть зберігати працездатність при значеннях іонізуючих випромінювань від 0 до  $1,8 \cdot 10^3$  Р/с, також розраховано термін безпечної роботи пристрою 28467 год.

Найкращим серед заходів по підвищенню стійкості роботи перетворювачів електричних величин від дії ЕМІ є повне укриття апаратури у екранованому металевим екраном приміщенні. Але перетворювач електричних величин може експлуатуватись на транспортних засобах, то бажані інші заходи по захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металічні 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 до волоконно-оптичних систем зв'язку, на які практично не має вплив ЕМІ. Також для захисту кабельних вводів є встановлення в конструкції вбудованих зенерівських діодів.

Досить важливе значення має захист вводів до споруд таких як: електричних лінії зв'язку включаючи електромережу, водопровідні й опалювальні труби, по яким можливе проникнення наведеного ЕМІ. При оцінці стійкості роботи електротехнічних і електронних систем було визначено, що безпечна робота розроблювального пристрою можлива при умові  $E_v \leq 70$  В/м.

## **7.5 Висновки до розділу**

В результаті написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення захисного відключення за величиною напруги кроку, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, безпека в надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

У роботі наведено результати аналізу стану радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. Обґрунтовано застосування перерізу Пуанкаре для визначення інформації про вимірювану величину. Наведено структурну схему для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу. Розглянуто схемні варіанти генераторів Дуффінга-Холмса на основі операційних підсилювачів та розглянуто динамічні процеси електричних коливань у періодичному та хаотичному режимах.

Спроековано та досліджено електричну схему, яку можна розглядати як електричний аналог математичної автоколивальної системи Дуффінга-Холмса. Схема надзвичайно проста, легка в побудові та експлуатації. Тим не менш, вона демонструє типовий характер поведінки хаотичних систем, включаючи шлях подвоєння періоду до хаосу, вузькі вікна в непарних періодах у хаотичному режимі тощо. Показано, що багато базових якісних характеристик, таких як форма сигналу, фазові портрети та перетини Пуанкаре можуть бути легко отримані в експерименті. Ці характеристики дуже добре узгоджуються з чисельно отриманими характеристиками з рівняння Дуффінга-Холмса. Це дозволяє зробити висновок, що динамічна поведінка систем типу Дуффінга-Холмса не чутлива до деталей непраболічного потенціалу. Також запропонована структурна схема вимірювального обладнання з використанням радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу.

Здійснено стабілізацію періодичної орбіти в генераторі Дуффінга-Холмса за методом DFC. Метод RNF2 нещодавно був успішно застосований для розширення області синхронізації двох простих періодичних генераторів. У даній роботі описано подібний аналоговий контролер RNF2 і застосували його для стабілізації нестійкої періодичної орбіти в хаотичній електронній схемі, яка імітує генератор Дуффінга-Холмса. На відміну від методу DFC залишковий сигнал керування в методі RNF2 не зникає. Проте він досить малий - близько 10% в порівнянні з основним сигналом. У методі RNF2 тільки перша гармоніка стабілізованої періоди-



чної орбіти залишається незмінною, але її високі гармоніки можуть трохи постраждати. Детальний чисельний та експериментальний аналіз показує, що головною складовою сигналу залишкового контролю є лише друга гармоніка.

Розроблено та досліджено автономний хаотичний генератор 3-го порядку нового типу Дуффінга-Холмса. У порівнянні із загальним неавтономним генератором Дуффінга-Холмса автономна схема має внутрішню позитивну петлю зворотного зв'язку замість зовнішнього джерела періодичного сигналу. Крім того, він доповнюється інерційним циклом демпфування RC, що забезпечує від'ємний зворотній зв'язок. Схема досліджена як чисельно, так і експериментально. Основні характеристики, включаючи часові ряди, фазові портрети та спектри потужності, були обчислені за допомогою програмного забезпечення SPICE, а також експериментально. Спостерігається досить гарне узгодження між моделюванням та апаратними експериментальними результатами. Деякі розбіжності (близько 10%) між моделлю та апаратним прототипом, можуть бути пояснені наступним чином: індуктивний елемент у моделі є ідеальним пристроєм в тому сенсі, що його  $L = \text{const}$ . Тим часом індуктивність реального індуктора має невелику залежність від струму.

Отримано результати комп'ютерного схемотехнічного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса в програмі Multisim 10.1. Модельні дослідження показали, що динаміка хаотичних коливань неавтономного генератора Дуффінга-Холмса залежить від параметрів зовнішнього впливу – частоти та амплітуди синусоїдальних коливань. При резонансній частоті послідовного коливального контуру  $f_0 = 53,259$  кГц, хаотичний режим генератора забезпечується на частотах нижчих за резонансну у 2..5 разів. Амплітуда синусоїдальних коливань у межах  $U_{BX} = 240..360$  мВ. Отримані шляхом моделювання фазові портрети неавтономного генератора Дуффінга-Холмса відрізняються по формі від теретичних. Це можна пояснити тим, що теоретичні фазові портрети побудовані в площинах  $U_C$  та  $I_L$ , а результати моделювання в площині  $U_C$  та  $U_L+U_C$ .

В економічній частині магістерської кваліфікаційної роботи здійснено розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукову розробку радіовимірюва-

льного перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. Оскільки термін окупності становить 0,9 років, то фінансування даної наукової розробки радіовимірювального перетворювача електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу є доцільним.

У результаті написання розділу Охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення захисного відключення за величиною напруги кроку, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу, безпека в надзвичайних ситуаціях.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Ott E. Chaos in Dynamical Systems. – Cambridge University Press. - 1993.
2. Hilborn R. C. Chaos and Nonlinear Dynamics: An Introduction for Scientists and Engineers. – Oxford University Press. - 2006.
3. Cvitanović P. *et al.* Chaos: Classical and Quantum. – Niels Bohr Institute, Copenhagen. - 2008 [interactive]. Accessed at: <http://ChaosBook.org>.
4. Namajūnas A., Tamaševičius A. An Optoelectronic Technique for Estimating Fractal Dimensions from Dynamical Poincaré Maps // IFIP Transactions A: Computer Science and Technology. 1994. – Vol. A-41. - P. 289-293.
5. Namajūnas A., Tamaševičius A. Simple Laboratory Instrumentation for measuring Pointwise Dimensions from Chaotic Time Series // Review of Scientific Instruments. - 1994. – Vol. 65. - P. 3032-3033.
6. Namajūnas A., Tamaševičius A., Čenys A, Anagnostopoulos A. N. Whitening Power Spectra of Chaotic Signals // Proceedings of the 7th International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. Rønne, Bornholm, Denmark - 1999. - P. 137-140.
7. Namajūnas A., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Čenys A. Spectra Transformation of Chaotic Signals // Lithuanian Journal of Physics. - 2000. – Vol. 40. - P. 134-139.
8. Namajūnas A., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Čenys A. Smoothing Chaotic Spectrum of Nonautonomous Oscillator // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. - 2000. – Vol. 3.– P. 188-191.
9. Jones B. K., Trefan G. The Duffing Oscillator: A Precise Electronic Analog Chaos Demonstrator for the Undergraduate Laboratory // American Journal of Physics. - 2001. – Vol. 69. - P. 464-469.
10. Silva C. P., Young A. M. High Frequency Anharmonic Oscillator for the Generation of Broadband Deterministic Noise. – U.S. Patent No. 6,127,899. – October 3, 2000.

11. Kandangath A., Krishnamoorthy S., Lai Y. -C., Gaudet J. A. Inducing Chaos in Electronic Circuits by Resonant Perturbations // *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*. - 2007. – Vol. 54. – P. 1109-1119.
12. Tamaševičius A., Tamaševičiūtė E., Mykolaitis G., Bumelienė S. Stabilisation of Unstable Periodic Orbit in Chaotic Duffing-Holmes Oscillator by Second Order Resonant Negative Feedback // *Lithuanian Journal of Physics*. - 2007. – Vol. 47. - P. 235-239.
13. Tamaševičius A., Mykolaitis G., Pyragas V., Pyragas K. Delayed Feedback Control of Periodic Orbits without Torsion in Nonautonomous Chaotic Systems: Theory and Experiment// *Physical Review E*. - 2007. – Vol. 76, No. 2. – P. 026203.
14. Tamaševičius A., Tamaševičiūtė E., Mykolaitis G., Bumelienė S. Switching from Stable to Unknown Unstable Steady States of Dynamical Systems // *Physical Review E*. - 2008. –Vol. 78, No. 2. – P. 026205.
15. Tamaševičiūtė E., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Bumelienė S. Lindberg E. Analogue Electrical Circuit for Simulation of the Duffing-Holmes Equation // *Nonlinear Analysis: Modelling and Control*. - 2008. – Vol. 13. - P. 241-252.
16. Leonid K. Polishchuk, Leonid G. Kozlov, Oleh V. Piontkevych, Roman M. Horbatiuk, Bogdan Pinaiev, Waldemar Wójcik, Aigul Sagymbai, Adil Abdihanov. Study of the dynamic stability of the belt conveyor adaptive drive. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. R. 95 NR 4/2019. doi: 10.15199/48.2019.04.17.
17. Selivanova K.G., Avrunin O.G., Zlepko S.M., Tymchyk S.V., Pinaiev B., Zyska T., Kalimoldayev M. Virtual training system for tremor prevention. *Information Technology in Medical Diagnostics II*. London: CRC Press, 2019. DOI: 10.1201/9780429057618-2
18. Viktoriia V. Voitko, Svitlana V. Bevz, Sergii M. Burbelo, Pavlo V. Stavytskyi, Bogdan Pinaiev, Zbigniew Omiotek, Doszhon Baitussupov, and Aigul Bazarbayeva. Automated system of audio components analysis and synthesis. *Proc. SPIE 11045, Optical Fibers and Their Applications 2018*, 110450V (15 March 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2522313>

19. Gennadiy G. Bortnyk, Vasyl M. Kychak, Mikola V. Vasylykivskyi, Bogdan Pinaiev, Ryszard S. Romaniuk, and Gayni Karnakova. The method of improving the dynamic range of jitter analyzers in optical-fiber transmission systems. *Proc. SPIE* 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018, 108080K (1 October 2018); <https://doi.org/10.1117/12.2501499>

20. Семенов А.О., Куляс Р.О., Пінаєв Б.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Чуа. Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019» (18–20 квітня 2019 р.). – Житомир:ЖДТУ, 2019. – С. 147–148. ISBN 978-966-683-522-5

21. Семенов А. О., Пінаєв Б. О., Сесь Р. О. Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)», м. Вінниця, 14-16 листопада 2019 року. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – С. 59-60.

22. Патрушева Т.В., Патрушев Е.М., Седалищев В.Н. Низкодобротные измерительные преобразователи, реализующие режимы детерминированных хаотических колебаний. *Ползуновский Альманах*. №1. 2015. – С. 22-25.

23. Патрушева Т.В., Патрушев Е.М. К вопросу о получении информационного сигнала от измерительного преобразователя на основе генератора хаоса. *Ползуновский Альманах*. №1. 2015. – С. 25-28.

24. A. Tamaševičius, A. Cenys, G. Mykolaitis, A. Namajūnas, E. Lindberg, Synchronisation of hyperchaotic oscillators, *Electron. Lett.*, **33**, pp. 2025–2026, 1997.

25. A. Tamaševičius, A. Cenys, G. Mykolaitis, A. Namajūnas, Synchronising hyperchaos in infinite-dimensional dynamical systems, *Chaos, Solitons and Fractals*, **9**, pp. 1403–1408, 1998.

26. P. Holmes, A nonlinear oscillator with a strange attractor, *Phil. Trans. Roy. Soc. London A*, **292**, pp. 419–448, 1979.

27. F.C. Moon, *Chaotic Vibrations: An Introduction for Applied Scientists and Engineers*, Wiley, New York, 1987.

28. E. Ott, *Chaos in Dynamical Systems*, Cambridge University Press, Cambridge, 1993.
29. K.T. Alligood, T.D. Sauer, J.A. Yorke, *Chaos – an Introduction to Dynamical Systems*, Springer, New York, Berlin, 2000.
30. A. Namajūnas, A. Tamaševičius, Simple laboratory instrumentation for measuring pointwise dimensions from chaotic time series, *Rev. Sci. Instr.*, **65**, pp. 3032–3033, 1994.
31. A. Namajūnas, A. Tamaševičius, An optoelectronic technique for estimating fractal dimensions from dynamical Poincare maps, in: *Fractals in the natural and applied sciences, IFIP Trans. A: Computer Science and Technology*, **A-41**, pp. 289–293, 1994.
32. A. Namajūnas, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, A. Čenys, Spectra transformation of chaotic signals, *Lith. J. Phys.*, **40**, pp. 134–139, 2000.
33. A. Namajūnas, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, A. Čenys, Smoothing chaotic spectrum of nonautonomous oscillator, *Nonlin. Phenom. Complex Syst.*, **3**, pp. 188–191, 2000.
34. B.K. Jones, G. Trefan, The Duffing oscillator: a precise electronic analog chaos demonstrator for the undergraduate laboratory, *Am. J. Phys.*, **69**, pp. 464–469, 2001.
35. T. Matsumoto, L.O. Chua, M. Komuro, The double scroll, *IEEE Trans. Circuits*
36. Y.-Ch. Lai, A. Kandangath, S. Krishnamoorthy, J. A. Gaudet, P.S. de Moura, Inducing chaos by resonant perturbations: theory and experiment, *Phys. Rev. Lett.*, **94**, pp. 214101-1–4, 2005.
37. A. Tamaševičius, E. Tamaševičiūtė, G. Mykolaitis, S. Bumelienė, Stabilization of unstable periodic orbit in chaotic Duffing-Holmes oscillator by second order resonant negative feedback, *Lith. J. Phys.*, **47**, pp. 235–239, 2007.
38. A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, V. Pyragas, K. Pyragas, Delayed feedback control of periodic orbits without torsion in nonautonomous chaotic systems: theory and experiment, *Phys. Rev. E*, **76**, pp. 026203-1–6, 2007.

39. E. Tamaševičiūtė, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, S. Bumelienė, E. Lindberg, Analogue Electrical Circuit for Simulation of the Duffing-Holmes Equation, *Nonlinear Analysis: Modelling and Control*, 2008, Vol. 13, No. 2, 241–252.
40. A. Tamaševičius, E. Tamaševičiute, G. Mykolaitis, and S. Bumeliene, Stabilization Of Unstable Periodic Orbit In Chaotic Duffing-Holmes Oscillator By Second Order Resonant Negative Feedback, *Lithuanian Journal of Physics*, Vol. **47**, No. 3, pp. 235.239, 2007.
41. E. Ott, C. Grebogi, and J. Yorke, Controlling chaos, *Phys. Rev. Lett.* **64**(11), 1196.1199 (1990).
42. T. Kapitaniak, *Controlling Chaos . Theoretical and Practical Methods in Non-Linear Dynamics* (Academic Press, London, 1996).
43. *Handbook of Chaos Control*, ed. H.G. Shuster (Wiley. VCH, Weinheim, New York, 1999).
44. Exploiting Chaotic Properties of Dynamical Systems for their Control: Suppressing, Enhancing, Using Chaos (Theme Issue), eds. S. Lenci and G. Rega, *Philos.Trans. R. Soc. London, Ser. A* **364**(1846), 2267. 2563 (2006).
45. K. Pyragas, Continuous control of chaos by selfcontrolling feedback, *Phys. Lett. A* **170**(6), 421.428 (1992).
46. K. Pyragas and A. Tamaševičius, Experimental control of chaos by delayed self-controlling feedback, *Phys. Lett. A* **180**(1, 2), 99.102 (1993).
47. K. Pyragas, Delayed feedback control of chaos, *Philos. Trans. R. Soc. London, Ser. A* **364**(1846), 2309.2334 (2006).
48. P. Holmes, Nonlinear oscillator with a strange attractor, *Philos. Trans. R. Soc. London, Ser. A* **292**(1394), 419. 448 (1979).
49. E. Ott, *Chaos in Dynamical Systems* (Cambridge University Press, Cambridge, 1993).
50. K.T. Alligood, T.D. Sauer, and J.A. Yorke, *Chaos . an Introduction to Dynamical Systems* (Springer, New York, Berlin, 2000).

51. T. Pyragienė, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, and K. Pyragas, Non-invasive control of synchronization region of a forced self-oscillator via a second order filter, *Phys. Lett. A* **361**(4.5), 323-331 (2007).
52. E. Tamaševičiute, A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, S. Bumelienė, and E. Lindberg, Nonlinear oscillator for students (to be published elsewhere).
53. A. Tamaševičius, G. Mykolaitis, V. Pyragas, and K. Pyragas, Delayed feedback control of periodic orbits without torsion in nonautonomous chaotic systems: Theory and experiment, *Phys. Rev. E* **76**(2), 026203-1.6 (2007).
54. Y.-Ch. Lai, A. Kandangath, S. Krishnamoorthy, J.A. Gaudet, and P.S. de Moura, Inducing chaos by resonant perturbations: Theory and experiment, *Phys. Rev. Lett.* **94**(21), 214101-1.4 (2005).
55. T. Hikiyama and T. Kawagoshi, An experimental study on stabilization of unstable periodic motion in magneto-elastic chaos, *Phys. Lett. A* **211**(1), 29-36 (1996).
56. T. Kapitaniak, Controlling chaotic oscillators without feedback, *Chaos, Solitons & Fractals* **2**(5), 519-530 (1992).
57. Y. Ueda, Randomly transitional phenomena in the system governed by Duffing's equation, *J. Stat. Phys.* **20**(2), 181-196 (1979).
58. A. Tamaševičius, S. Bumelienė, R. Kirvaitis, G. Mykolaitis, E. Tamaševičiūtė, E. Lindberg, Autonomous Duffing-Holmes Type Chaotic Oscillator, *ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA*, 2009. No. 5(93), pp. 43-46.
59. Namajūnas A., Tamaševičius A. Modified Wien-Bridge Oscillator for Chaos // *Electronics Letters*. - 1995. – Vol. 31, No 5. - P. 335-336.
60. Namajūnas A., Tamaševičius A. RC Chaotic Oscillator // *Electronics and Electrical Engineering*. - Kaunas: Technologija, 1996. - No. 1(5). - P. 40-42 (in Lithuanian).
61. Namajūnas A., Tamaševičius A. Simple RC Chaotic Oscillator // *Electronics Letters*. - 1996. – Vol. 32, No. 11. - P. 945-946.
62. Pikšrys R. A., Pyragas K. A., Tamaševičius A. V. Diagrams for Transforming LC-Autogenerator into Noise Generator // *Radiotekhnika*. - 1986. - No. 9. - P. 43-45 (in Russian) (for English translation see *Telecommunications and Radioengineering*. - 1986. - No. 9).



63. Tamaševičius A. Reproducible Analogue Circuit for Chaotic Synchronisation // *Electronics Letters*. - 1997. – Vol. 33, No. 13. - P.1105-1106.
64. Tamaševičius A., Mykolaitis G., Pyragas V., Pyragas K. Simple Chaotic Oscillator for Educational Purposes // *European Journal of Physics*. - 2005. – Vol. 26. - P. 61-63.
65. Nishio Y., Mori S., Saito T. An Approach Toward Higher Dimensional Autonomous Chaotic Circuits // *Proceedings International Seminar on Nonlinear Circuits and Systems*. - Moscow, Russia. - 1992. - P. 60–69.
66. Tamaševičius A., Namajūnas A., Čenys A. Simple 4D Chaotic Oscillator // *Electronics Letters*. - 1996. – Vol. 32, No. 11. - P. 957-958.
67. Tamaševičius A., Čenys A., Mykolaitis G., Namajūnas A., Lindberg E. Hyperchaotic Oscillator with Gyration // *Electronics Letters*. □ 1997. – Vol. 33, No. 7. - P. 542-544.
68. Lindberg E., Murali K., Tamaševičius A.. Chaotic Oscillators – Design Principles. Chapter 1 of *Chaos in Circuits and Systems*. – Eds. G. Chen and T. Ueta. – World Scientific Pb. - 2002. - P. 1-21.
69. Семенов А.О. Експериментальне дослідження малопотужного транзисторного генератору детермінованого хаосу засобами вимірювання National Instruments Multisim / Семенов А.О. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали XVII міжнар. наук.-техн. конференції (8-13 червня 2017 р., м. Одеса); Одес. нац. акад. зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса – Хмельницький : ХНУ, 2017. – С. 211-213.
70. Andriy Semenov. Numerical Researching the Radiofrequency Chua's Oscillator Based on a Device with Negative Differential Resistance / Andriy Semenov // *The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017)*. Conference Proceeding. 11–15 September 2017, Odessa, Ukraine. – pp. 1-6.
71. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
72. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

73. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
74. Посobie по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
75. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
76. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
77. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
78. 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.
79. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.
80. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
81. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
82. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
83. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
84. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А  
(обов'язковий)

Міністерство освіти та науки України  
Вінницький національний технічний університет  
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. каф. РТ, д.т.н., проф.  
\_\_\_\_\_Осадчук О.В.  
" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 2019 р.

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на дипломне проектування

08-36.МКР.009.00.000 ТЗ

Керівник роботи:  
\_\_\_\_\_ д. т. н., професор Семенов А. О.  
" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 2019 р.

Розробив студент гр. РТ-18м  
\_\_\_\_\_ Пінаєв Б. О.  
" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 2019 р.

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

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

Дата початку роботи: “ 02 ” вересня 2019 р.

Дата закінчення: “ 17 ” грудня 2019 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою роботи є розроблення та дослідження радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса, що реалізовані на операційних підсилювачах..

*Об'єкт дослідження* – процеси генерування та формування сигналів низькочастотного Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.

*Предмет дослідження* – часові та частотні параметри і характеристики сигналів низькочастотного Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.

Основними завданнями роботи є:

- аналіз неавтономного генератора Дуффінг-Холмса на операційних підсилювачах;
- стабілізація нестабільної періодичної орбіти фазового портрету в неавтономному хаотичному генераторі Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах;
- вибір та обґрунтування електричної схеми автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах;
- розробка комп'ютерної моделі автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах і дослідження динаміку його електричних коливань;
- проведення комп'ютерного моделювання автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підсилювачах і дослідження динаміку його електричних коливань;

- розроблення структурної схеми вимірювального обладнання з використанням радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

Розроблені в ході виконання роботи радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса, що реалізовані на операційних підсилювачах дозволяють зменшити загальне споживання енергії. Таким чином, у порівнянні з енергетичною ефективністю системи із застосуванням зовнішньої модуляції, енергетична ефективність хаотичної системи в цілому значно підвищиться, особливо при великих шпаруватостях.

### 3. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Ott E. Chaos in Dynamical Systems. – Cambridge University Press. - 1993.
2. Hilborn R. C. Chaos and Nonlinear Dynamics: An Introduction for Scientists and Engineers. – Oxford University Press. - 2006.
3. Cvitanović P. *et al.* Chaos: Classical and Quantum. – Niels Bohr Institute, Copenhagen. - 2008 [interactive]. Accessed at: <http://ChaosBook.org>.
4. Namajūnas A., Tamaševičius A. An Optoelectronic Technique for Estimating Fractal Dimensions from Dynamical Poincaré Maps // IFIP Transactions A: Computer Science and Technology. 1994. – Vol. A-41. - P. 289-293.
5. Namajūnas A., Tamaševičius A. Simple Laboratory Instrumentation for measuring Pointwise Dimensions from Chaotic Time Series // Review of Scientific Instruments. - 1994. – Vol. 65. - P. 3032-3033.
6. Namajūnas A., Tamaševičius A., Čenys A, Anagnostopoulos A. N. Whitening Power Spectra of Chaotic Signals // Proceedings of the 7th International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems. Rønne, Bornholm, Denmark - 1999. - P. 137-140.
7. Namajūnas A., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Čenys A. Spectra Transformation of Chaotic Signals // Lithuanian Journal of Physics. - 2000. – Vol. 40. - P. 134-139.
8. Namajūnas A., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Čenys A. Smoothing Chaotic Spectrum of Nonautonomous Oscillator // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. - 2000. – Vol. 3.– P. 188-191.

9. Jones B. K., Trefan G. The Duffing Oscillator: A Precise Electronic Analog Chaos Demonstrator for the Undergraduate Laboratory // American Journal of Physics. - 2001. – Vol. 69. - P. 464-469.
10. Silva C. P., Young A. M. High Frequency Anharmonic Oscillator for the Generation of Broadband Deterministic Noise. – U.S. Patent No. 6,127,899. – October 3, 2000.
11. Kandangath A., Krishnamoorthy S., Lai Y. -C., Gaudet J. A. Inducing Chaos in Electronic Circuits by Resonant Perturbations // IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications. - 2007. – Vol. 54. – P. 1109-1119.
12. Tamaševičius A., Tamaševičiūtė E., Mykolaitis G., Bumelienė S. Stabilisation of Unstable Periodic Orbit in Chaotic Duffing-Holmes Oscillator by Second Order Resonant Negative Feedback // Lithuanian Journal of Physics. - 2007. – Vol. 47. - P. 235-239.
13. Tamaševičius A., Mykolaitis G., Pyragas V., Pyragas K. Delayed Feedback Control of Periodic Orbits without Torsion in Nonautonomous Chaotic Systems: Theory and Experiment// Physical Review E. - 2007. – Vol. 76, No. 2. – P. 026203.
14. Tamaševičius A., Tamaševičiūtė E., Mykolaitis G., Bumelienė S. Switching from Stable to Unknown Unstable Steady States of Dynamical Systems // Physical Review E. - 2008. – Vol. 78, No. 2. – P. 026205.
15. Tamaševičiūtė E., Tamaševičius A., Mykolaitis G., Bumelienė S. Lindberg E. Analogue Electrical Circuit for Simulation of the Duffing-Holmes Equation // Nonlinear Analysis: Modelling and Control. - 2008. – Vol. 13. - P. 241-252.
16. Семенов А.О. Експериментальне дослідження малопотужного транзисторного генератору детермінованого хаосу засобами вимірювання National Instruments Multisim / Семенов А.О. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали XVII міжнар. наук.-техн. конференції (8-13 червня 2017 р., м. Одеса); Одес. нац. акад. зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса – Хмельницький : ХНУ, 2017. – С. 211-213.
17. ДСТУ 2293-99. Охорона праці. Терміни і визначення.
18. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.
19. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

20. Методичні вказівки до виконання лабораторної роботи "Атестація робочих місць за умовами праці" з дисципліни "Охорона праці в галузі" для студентів усіх спеціальностей / Уклад. О.В. Березюк, М.С. Лемешев. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 21 с.

21. ДБН В.1.1.7–2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

#### 4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-18м Пінаєв Б. О.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується реалізувати .

##### 5.1 Електричні параметри:

- частота генерації хаотичних коливань – 5..25 кГц;
- максимальна амплітуда – 360 мВ;
- вид сигналів – хаотичний;
- ширина спектру радіоміпульсних сигналів 100 кГц;
- напруга живлення – двополярна  $\pm 15$  В.

##### 5.2 Кліматичні умови:

- |  |           |
|--|-----------|
| 5.2.1 Атмосферний тиск на висоті до 2500 м над рівнем моря, не вище, кПа | 75.       |
| 5.2.2 Температура навколишнього середовища, °С                           | -10..+50. |
| 5.2.3 Відносна вологість повітря при 20°С, %                             | 80.       |

##### 5.3 Експлуатаційні параметри:

- |   |          |
|---|----------|
| 5.3.1 Використовувати за призначенням;            |          |
| 5.3.2 Час напрацювання на відмову, не менше ,год  | 100 тис. |
| 5.3.3 Час неперервної роботи, не більше, год/добу | 24.      |

## 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 РТ
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 ВНТУ про затвердження тем Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	03.10.2019	20.10.2019	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1- 2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	21.10.2019	29.10.2019	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	30.10.2019	03.11.2019	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	04.11.2019	10.11.2019	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019	15.11.2019	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	16.11.2019	22.11.2019	Частина БЖД	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:

- Запропоновано структурну схему вимірювального обладнання з використанням радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу;
- Розроблено схему електричну принципову Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.
- Розроблено математичну модель Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.
- Розроблено комп'ютерну модель Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.
- Отримано результати комп'ютерного моделювання Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах.

Очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваного пристрою.

## 8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ДЕК 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 бакалаврської дипломної роботи відбувається на відкритому засіданні ДЕК.

## 10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- структурну схему вимірювального обладнання з використанням радіовимірювальних перетворювачів електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу;
- схему електрична Дуффінг-Холмс генератора детермінованого хаосу на операційних підсилювачах;
- проведення комп'ютерного моделювання Дуффінг-Холмс генератору детермінованого хаосу на операційних підсилювачах;
- плакати із результатами комп'ютерного моделювання Дуффінг-Холмс генератору детермінованого хаосу на операційних підсилювачах;
- дослідження питань охорони праці.

## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

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

Додаток Б  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Електрична схема неавтономного генератора типу Дуфінг-Холмс та його математична модель

Додаток В  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Результати чисельного дослідження неавтономного генератора Дуффінга-Холмса

Додаток Д  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Електрична схема синхронізації генератора Дуффінга-Холмса з контролером у петлі  
зворотного зв'язку

Додаток Е  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Електрична схема автономного генератора Дуффінга-Холмса на операційних підси-  
лювачах

Додаток Ж  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Комп'ютерна схемотехнічна модель неавтономного генератора Дуффінга-Холмса

Додаток К  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Результати комп'ютерного моделювання неавтономного генератора Дуффінга-Холмса



Додаток М  
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН  
НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Структурна схема для отримання вимірювального сигналу від генератора детермінованого хаосу