

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## **Пояснювальна записка**

до магістерської кваліфікаційної роботи

«Магістр»

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **«ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи ТКР-18м з/в  
спеціальності 172 – Телекомунікації  
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Квітчук Я.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доцент каф. РТ

Гаврілов Д.В.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., проф., зав. каф. ТКСТБ

Бортник Г. Г.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Вінниця ВНТУ - 2020 рік

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  
 “\_\_” \_\_\_\_ 20\_\_ року

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**  
Квітчуку Ярославу Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Топологічні та динамічні особливості сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів»  
 керівник роботи Гаврілов Дмитро Володимирович, к.т.н., доцент  
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)  
 затверджені наказом вищого навчального закладу від “06” 03 2020 року №76

2. Строк подання студентом роботи 15.06.2020 року

3. Вихідні дані до роботи: 1) Джерело напруги живлення є мережа побутового електричного струму 50 Гц, 220 В. 2) Номінальна напруга живлення +5 В. 3) Електроспоживання не більше 50 мВт. 4) Частота стаціонарних коливань 39 кГц. 5) Діапазон частоти хаотичних коливань 44..54 кГц. 6) Хаотичний режим - складний атрактор типу "осцилятора Колпітца".

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): огляд сучасного стану транзисторних генераторів хаотичних сигналів за схемою Колпітца; аналіз елементів теорії сучасних операційних підсилювачів; розроблення сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів; результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі; Структурна схема керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі; Математична модель керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі; Результати теоретичних досліджень хаотичної динаміки генератора Колпітца на операційному підсилювачі; Графіки фазових портретів і відповідні перерізи площиною Пуанкаре; Комп'ютерна схемотехнічна модель генератора Колпітца на ОП; Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання.

## 6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 02.01.2020 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	06.01.2020-20.01.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	21.01.2020-24.02.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	25.02.2020-06.03.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	07.03.2020-23.03.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	24.03.2020-07.04.2020	
6.	Розділ моделювання	08.04.2020-13.04.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	14.04.2020-28.04.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	29.04.2020-11.05.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	12.05.2020-19.05.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	20.05.2020-03.06.2020	
11.	Нормоконтроль	04.06.2020-08.06.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	09.06.2020-15.06.2020	
13.	Захист МКР ЕК	16.06.2020	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

Квітчук Я. В.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_

(підпис)

Гаврілов Д. В.

**РЕФЕРАТ**

УДК 621.38

Квітчук Я. В. Топологічні та динамічні особливості сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 154 с.

На українській мові. Бібліогр.: 228 назв. Рис.: 39. Табл.: 19.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено теоретичні, модельні та експериментальні дослідження топологічних і динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

Проведено аналіз елементів теорії сучасних операційних підсилювачів. Досліджено топологічні та динамічні особливості сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. За допомогою математичного та комп'ютерного моделювання досліджено динамічні режими автоколивної системи генераторів Колпітца, механізми виникнення автоколивальних режимів, біфуркаційні переходи від регулярних коливань до хаотичних, гістерезисні явища та мультистабільність. Досліджено режими хаотичних коливань залежно від параметрів схеми.

Розроблено структурні, функціональні та принципові електричні схеми керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

У роботі проведено розрахунки економічної частини, а також розділу охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: електричні коливання, генератор Колпітца, керування напругою, операційні підсилювачі, детермінований хаос.

## ABSTRACT

Kwitchuk Ya. V. Topological and dynamic features of the family of voltage controlled colpitts oscillators based on operating amplifiers. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2020. – 154 c.

In Ukrainian language. Refs.: 228 titles. Figs.: 39. Tables: 19.

In the master's qualification work were carried out theoretical, model and experimental studies of topological and dynamic features of the family of voltage controlled capillary generator voltage on the basis of operational amplifiers.

The analysis of elements of the theory of modern operational amplifiers was performed. Topological and dynamic features of the family of voltage controlled capillary generator on the basis of operational amplifiers are investigated. By means of mathematical and computer modeling the dynamic modes of the autocollickering system of the kolpitz generator, mechanisms of appearance of the autoscillation modes, bifurcation transitions from regular oscillations to chaotic, hysteresis phenomena and multistability are investigated. The modes of chaotic oscillations depending on the scheme parameters have been investigated.

Structural, functional and principle circuits of voltage-controlled kolpitz oscillator on the basis of operational amplifiers are developed.

The calculations of the economic part as well as the section of health and safety in emergency situations were made.

Keywords: electrical oscillations, Colpitts oscillator, voltage control, operational amplifiers, deterministic chaos.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	9
<b>1 ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ ТРАНЗИСТОРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ ЗА СХЕМОЮ КОЛПІТЦА</b> .....	13
1.1 Транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із симетричним живленням .....	13
1.2 Транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із несиметричним живленням .....	17
1.3 НВЧ транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із симетричним живленням .....	20
1.4 Висновки до 1-го розділу .....	22
<b>2 АНАЛІЗ ЕЛЕМЕНТІВ ТЕОРІЇ СУЧАСНИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ</b> .....	23
2.1 Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі .....	23
2.2 Основні схемні рішення каскадів на операційних підсилювачах .....	27
2.3 Висновки до 2-го розділу .....	36
<b>3 РОЗРОБЛЕННЯ СІМЕЙСТВА КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ</b> .....	37
3.1 Огляд теоретичних відомостей керованих напругою генераторів детермінованого хаосу .....	37
3.2 Розроблення загальної структурної схеми керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі .....	39
3.3 Структура високочастотного безрезисторного генератора на основі оптичного підсилювача .....	42
3.4 Чисельні, аналогові та експериментальні результати .....	52
3.5 Висновки до 3-го розділу .....	64
<b>4 РЕЗУЛЬТАТИ КОМП'ЮТЕРНОГО СХЕМОТЕХНІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ</b> .....	65

<b>5 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ ТОПОЛОГІЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ СІМЕЙСТВА КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ .....</b>	<b>69</b>
5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	69
5.2 Визначення рівня якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	71
5.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	75
5.4 Висновки до 5-го розділу .....	77
<b>6 ПРОГНОЗУВАННЯ ВИТРАТ НА ВИКОНАННЯ НАУКОВО- ДОСЛІДНОЇ, ДОСЛІДНО-КОНСТРУКТОРСЬКОЇ ТА КОНСТРУКТОРСЬКО-ТЕХНОЛОГІЧНОЇ РОБОТИ .....</b>	<b>78</b>
6.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	78
6.2 Прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	85
6.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів .....	85
6.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності .....	87
<b>7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....</b>	<b>90</b>

	10
7.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці .....	90
7.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії .....	90
7.3 Промислова та пожежна безпека при проведенні дослідження .....	95
7.4 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій .....	101
7.5 Розробка заходів по підвищенню безпечної роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах надзвичайних ситуацій.....	105
7.6 Висновки до розділу .....	107
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	108
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ</b> .....	111
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання .....	134
Додаток Б (обов'язковий). Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі.....	141
Додаток В (обов'язковий). Структурна схема керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі.....	143
Додаток Д (обов'язковий). Математична модель керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі .....	145
Додаток Е (обов'язковий). Результати теоретичних досліджень хаотичної динаміки генератора Колпітца на операційному підсилювачі ..	147
Додаток Ж (обов'язковий). Графіки фазових портретів і відповідні перерізи площиною Пуанкаре .....	149
Додаток К (обов'язковий). Комп'ютерна схемотехнічна модель генератора Колпітца на ОП .....	151
Додаток Л (обов'язковий). Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання .....	153



## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Хаотичні системи можна визначити як нелінійні динамічні системи, чутливі до початкових умов, топологічно перемішуються, а також з щільними періодичними орбітами [1]. На чутливість до початкових умов хаотичної системи вказує позитивний показник Ляпунова. Для дисипативної хаотичної системи характерно умова, що сума показників Ляпунова хаотичної системи негативна.

Великий прорив в теорії хаосу стався, коли Лоренц відкрив тривимірну хаотичну систему, вивчаючи погодні умови [2]. У літературі існує безліч парадигм тривимірних хаотичних систем, таких як система Ресслер [3], система Рабиновича [4], АСТ-система [5], Sprott-системи [6], система Чена [7], система Лю [8], Система шоу [9], система Фені [10], система Шиміцу [11], система Лю-Чень [12], система Цай [13], система Тіган [14], осцилятор Колпітта [15], система WINDMI [16], система Чжоу [17] та ін.

Останнім часом було відкрито багато 3-D хаотичні системи, такі як система Лі [18], Ельхаджская система [19], Панська система [20], Сундарапандійська система [21], Ю-Ванська система [22], Сундарапандіанско-Пеліванская система [23], Жу система [24], Вайдянатанская система [25-31], Вайдянатано-Мадаванская система [32], Пехліван-Мороз-Вайдянатанская система [33], Джафарі система [34], Фам система [35] та ін.

Вивчення теорії хаосу в останні кілька десятиліть справила великий вплив на основи науки і техніки і знайшло кілька інженерних застосувань.

Тема магістерської кваліфікаційної роботи відповідає актуальному науковому напрямку досліджень у якому працює багато сучасних учених як у всьому світі, так і в Україні. Зокрема, підтвердженням цього є успішний захист кандидатських і докторських дисертацій протягом останніх років в Україні та світі.

### *Аналіз останніх досліджень.*

Важливими додатками теорії хаосу можна назвати осцилятори [36-38], лазери [39,40], робототехніку [41-43], хімічні реактори [44,45], біологію [46,47],

екологію [48,49], нейронні мережі [50-52], захищені комунікації [53-56], криптосистеми [57-61], економіку [62-64] та ін.

Явище антисінхронізації хаотичних систем можна констатувати такий спосіб. Якщо конкретна хаотична система називається провідною, а інша хаотична система називається відомою, то ідея антисінхронізації полягає в використанні виходу провідною системи для управління виходом відомою системи так, щоб виходи провідною і відомою систем мали однакову амплітуду, але протилежні знаки були асимптотично. Таким чином, при антисінхронізації хаотичних систем очікується, що суми станів провідною і відомою систем асимптотично сходяться в нуль з часом. Це важлива дослідницька проблема, пов'язана з декількома застосуваннями в техніці [65].

У літературі про хаос запропоновано безліч різних методик управління хаотичними системами, таких як активний метод управління [66-79], адаптивний метод управління [70-76], зворотний метод управління [77-79], управління ковзаючим режимом [80-81] і ін.

У літературі про хаос також було запропоновано багато різних методологій для синхронізації і антисінхронізації хаотичних систем, таких як метод ПК [82], активне управління [83-93], управління з затримкою за часом зворотного зв'язку [94,95], адаптивне управління [96 -107], управління зі зворотним зв'язком вибіркових даних [108-111], зворотне управління [112-118], управління ковзаючим режимом [119-124] і т.д. та ін.

В останні роки було багато робіт по схемним варіантам генератора Колпітца [126-136]. Деякі з них дуже громіздкі через велике число периферійних компонентів, які повинні складати нелінійний підсилювач, що призначений для збудження коливань [137-142]. Багато схемних варіантів генератора Колпітца побудовано на базі операційного підсилювача використовують вбудований від'ємний опір, що введений в петлю зворотного зв'язку, нелінійний сигнал, відповідальний за генерацію коливань [127-142]. Хоча використання від'ємного опору в цілому призводить до вражаючих результатів [142-149], у МКР поставлено завдання використовувати тільки резонатор CLC і один операційний під-

силювач для того щоб зробити автономний генератор Колпітца як для хаотичного, так і для гіперхаотичного варіантів генератору Колпітца на операційному підсилювачі.

*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 2019 і 2020 календарні роки.

*Метою роботи є* теоретичне та модельне дослідження топологічних і динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

*Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:*

- аналіз елементів теорії сучасних операційних підсилювачів;
- огляд математичної теорії класичного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца;
- огляд топології схемних варіантів сімейства керованих напругою генераторів Колпітца;
- математичне моделювання динамічних властивостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання динамічних процесів режимі хаотичних і гіперхаотичних електричних коливань у генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;
- отримання результатів експериментальних досліджень динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

*Об'єктом дослідження* є процеси перетворення енергії періодичних коливань у хаотичні коливання в електричних колах генераторів Колпітца на операційних підсилювачах.

*Предметом дослідження* є часові та статистичні параметри і характеристики сигналів в електричних колах генераторах Колпітца на операційних підсилювачах у режимі детермінованого хаосу.

*Наукова новизна одержаних результатів* – отримало подальший розвиток сімейство керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

*Практична новизна одержаних результатів* – полягає в отриманих нових результатах теоретичних і модельних досліджень електричних схем сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

*Апробація результатів роботи.* Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на таких конференціях: 1) Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017), 28-30 вересня 2017 року, м. Вінниця, ВНТУ; 2) XI Міжнародна науково-технічна конференція «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)», 09 - 11 квітня 2020 р., м. Житомир; 3) XLIX науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2020), 18-29 травня 2020 року, м. Вінниця.

*Публікації.* Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 3 статті в збірниках праць міжнародних, всеукраїнських та регіональних конференцій [126-128].

# 1 ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ ТРАНЗИСТОРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ ЗА СХЕМОЮ КОЛПІТЦА

## 1.1 Транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із симетричним живленням

Більшість розроблених транзисторних генераторів детермінованого хаосу є відносно низькочастотними (до 10..100 МГц). Серед високочастотних транзисторних генераторів детермінованого хаосу найбільш простою і зручною є схема Колпітца, загальний вигляд якої подано на рис. 1.1 [137].

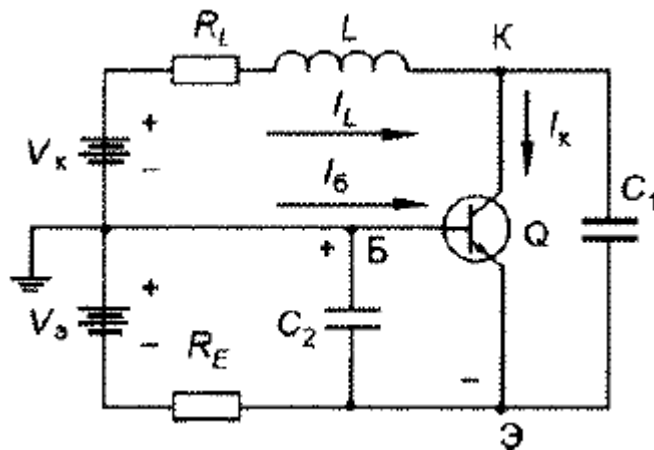


Рисунок 1.1 – Електрична схема транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням [137]

Схема Колпітца представляє собою варіант триточкової схеми генератора і має один активний нелінійний елемент – біполярний транзистор. Зворотний зв'язок генератора утворюється котушкою індуктивності  $L$  (з опором активних втрат  $R_L$ ) та подільником напруги з ємностей  $C_1$  і  $C_2$ . Робоча точка на сімействі ВАХ біполярного транзистора встановлюється вибором напруги джерел  $V_K$  і  $V_E$ . У деяких випадках між колектором і базою біполярного транзистора встановлюють додаткову ємність  $C$  для розширення можливості керування коливальними режимами генератора.

Основна частота генерованого сигналу визначається параметрами реактивних елементів схеми генератора [137]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (1.1)$$

Математична модель генератора Колпітца має вигляд [137]

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{KE}}{dt} = I_L - I_K, \\ C_2 \frac{dV_{BE}}{dt} = - \left( \frac{V_E + V_{BE}}{R_E} + I_L + I_B \right), \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_K - V_{KE} + V_{BE} - I_L R_L, \end{cases} \quad (1.2)$$

де  $V_{KE}, V_{BE}$  - напруги колектор-емітер і база-емітер відповідно;

$I_L, I_K, I_B$  - струми індуктивності, колектора і бази відповідно.

На низьких частотах (на практиці це до декількох десятків мегагерць, але не вище ніж на частотах, які на порядок менше за граничної частоти конкретного транзистора) дослідження біполярного транзистора можна проводити за допомогою його сімейства вольт-амперних характеристик. У режимі великого сигналу, що має місце на практиці при виникненні хаотичних коливань, модель біполярного транзистора зручно звести до вигляду двосегментного кусково-лінійного резистора, який керується напругою, і лінійного джерела струму, який керується струмом, вигляду

$$I_B = \begin{cases} 0, & \text{, при } V_{BE} \leq V_0, \\ (V_{BE} - V_0)/R_1, & \text{, при } V_{BE} > V_0, \end{cases} \quad (1.3)$$

$$I_K = \beta I_B,$$

де  $V_0$  - порогова напруга емітерного р-п переходу,

$R_1$  - опір емітерного р-п переходу в режимі малого сигналу,

$\beta$  - коефіцієнт підсилення біполярного транзистора по струму.

Позначивши  $V_{KE} = x_1$ ,  $V_{BE} = x_2$  і  $I_L = x_3$ , запишемо систему рівнянь (1.2) у більш зручному вигляді

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_1} x_3 - \frac{\beta}{C_1} h(x_2), \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_2 R_E} x_2 - \frac{V_E}{R_E C_2} - \frac{1}{C_2} x_3 - \frac{1}{C_2} h(x_2), \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{V_K}{L} - \frac{1}{L} x_1 + \frac{1}{L} x_2 - \frac{R_L}{L} x_3. \end{cases} \quad (1.4)$$

Чисельні дослідження системи детермінованого хаосу на основі генератора Колпітца проведені для таких параметрів елементів схеми генератора:  $V_K = 20$  В,  $V_E = -20$  В,  $R_L = 95$  Ом,  $R_E = 2,4$  кОм,  $L = 1$  мкГн,  $C_1 = C_2 = 70$  пФ [137]. Більш ретельні дослідження процесів детермінованого хаосу в генераторі Колпітца провів М.Р. Kennedy у роботах [138, 139] за таких параметрах елементів схеми:  $V_K = 5$  В,  $V_E = -5$  В,  $R_L = 35$  Ом,  $R_E = 400$  Ом,  $L = 98,5$  мкГн,  $C_1 = C_2 = 54$  нФ.

Як показали отримані результати, для таких параметрів елементів схеми хаотичні режими роботи генератора існують у достатньо широкому діапазоні значень  $R_1$  і  $\beta$ . На рис. 1.2 наведено реалізацію процесів динамічного хаосу та фазові портрети коливань. Для обраних параметрів генератора режим хаотичних коливань стійкий до зміни напруги живлення  $V_K$  у діапазоні 15...50 В, що дає змогу ввести інформаційний сигнал у коло колекторного живлення генератора.

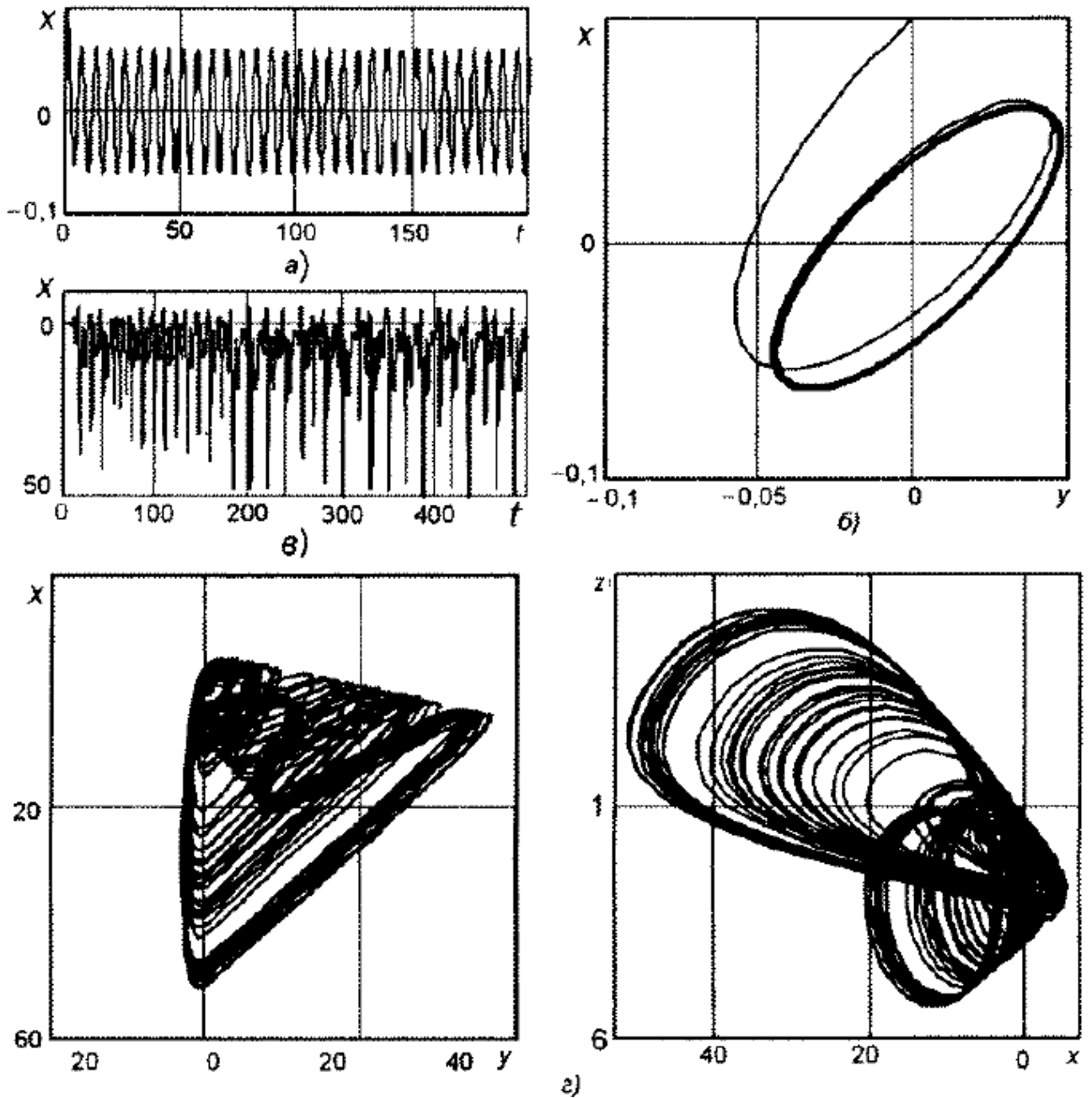


Рисунок 1.2 – Результати досліджень транзисторного генератору Колпітца із симетричним живленням:

а, б – регулярний режим коливань; в, г – хаотичний режим коливань;  
 а, в – реалізація процесу  $x(t)$ ; б, г – проекції фазових портретів коливань  
 на площини  $x-y$  і  $x-z$



## 1.2 Транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із несиметричним живленням

На практиці більшого поширення отримав транзисторний генератор сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням, схема якого подана на рис. 1.3, а.

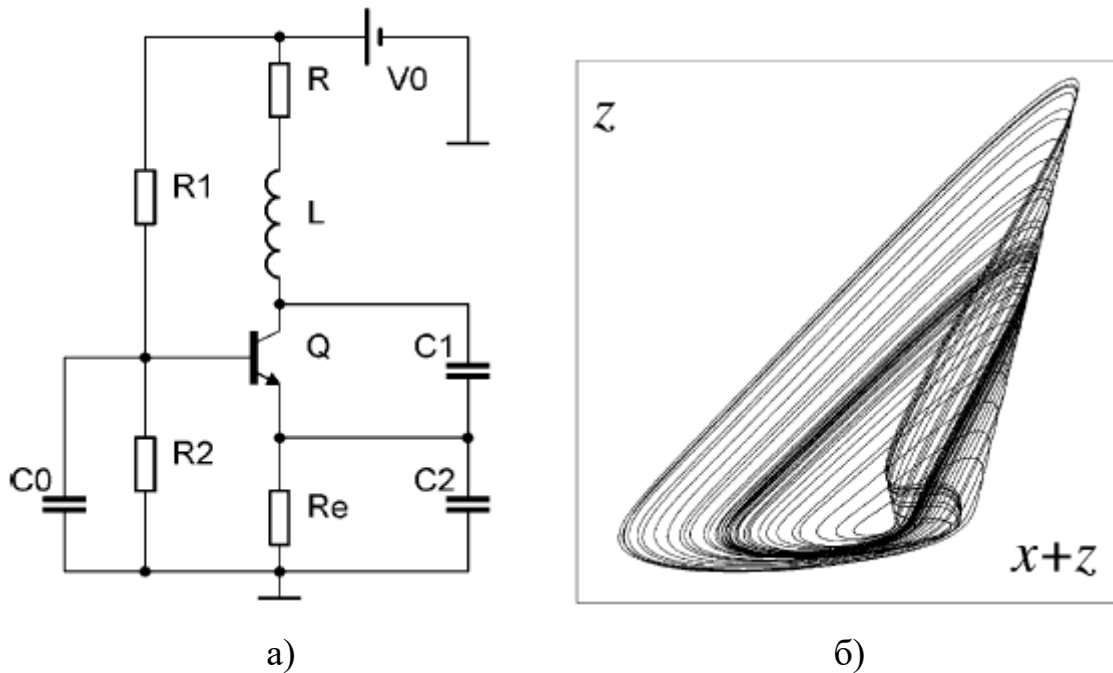


Рисунок 1.3 – Електрична схема (а) та фазовий портрет (б) транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням

Математична модель такого генератора має вигляд [140, 141]

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = y - aF(z), \\ \frac{dy}{dt} = c - x - by - z, \\ \frac{dz}{dt} = y - dz, \end{cases} \quad (1.5)$$

де  $F(z)$  - функція апроксимації колекторного струму залежно від вхідної напруги, яка в нормованих змінних має вигляд

$$F(z) = \begin{cases} e-1-z, & z < e-1, \\ 0, & z \geq e-1. \end{cases} \quad (1.6)$$

Рівняння нормованих змінних і коефіцієнтів системи (1.5) мають вигляд [140, 141]

$$\begin{aligned} x &= \frac{V_{C1}}{V^*}, \quad y = \frac{\rho I_L}{V^*}, \quad z = \frac{V_{C2}}{V^*}, \\ v &= \frac{t}{\tau}, \quad \dot{u} \equiv \frac{du}{dv}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}, \\ \tau &= \sqrt{LC_1}, \quad \varepsilon = \frac{C_2}{C_1}, \quad a = \frac{\rho}{r}, \\ b &= \frac{R}{\rho}, \quad c = \frac{V_0}{V^*}, \quad d = \frac{\rho}{R_e}, \quad e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} c. \end{aligned}$$

У роботі [140] наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень низькочастотного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням на біполярному транзисторі 2N3904 із такими параметрами пасивних елементів:  $L = 850$  мкГн,  $C_1 = C_2 = 470$  нФ,  $C_0 = 47$  мкФ,  $R = 36$  Ом,  $R_e = 510$  Ом,  $R_1 = R_2 = 3$  кОм,  $V_0 = 15$  В. У такому разі значення нормованих змінних системи диференціальних рівнянь (1.5) за умови (1.6):  $\varepsilon = 1$ ,  $a = 30$ ,  $b = 0.8$ ,  $c = 20$ ,  $d = 0.08$ ,  $e = 10$ .

На рис. 1.3,б наведено фазовий портрет такого генератора, а на рис. 1.4 – теоретичний та експериментальний спектри потужності транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням.

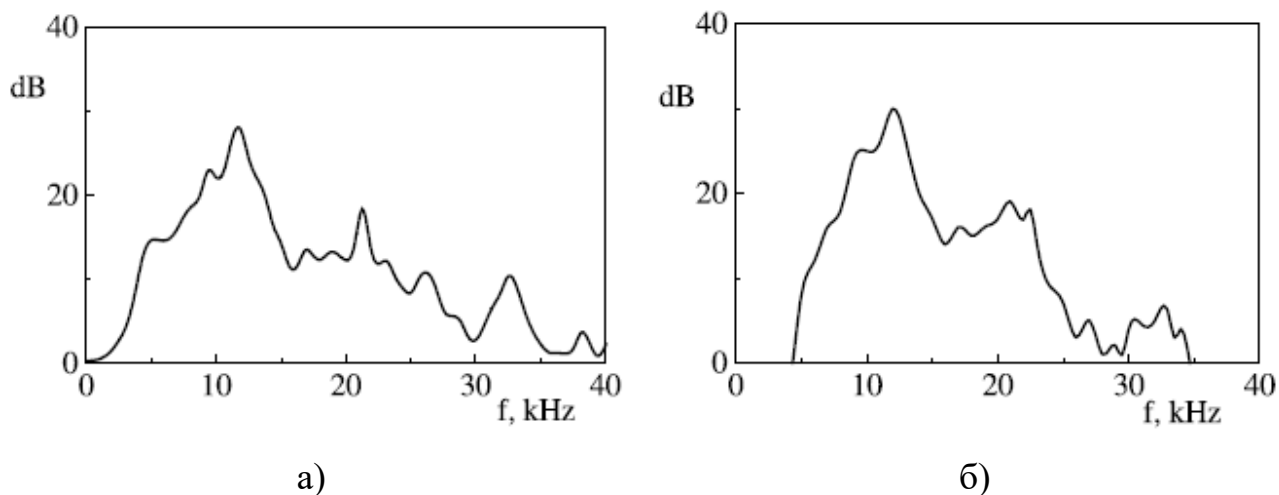


Рисунок 1.4 – Спектри потужності транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням: а) теоретичний і б) експериментальний

Фазовий портрет УВЧ транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням наведено на рис. 1.5.

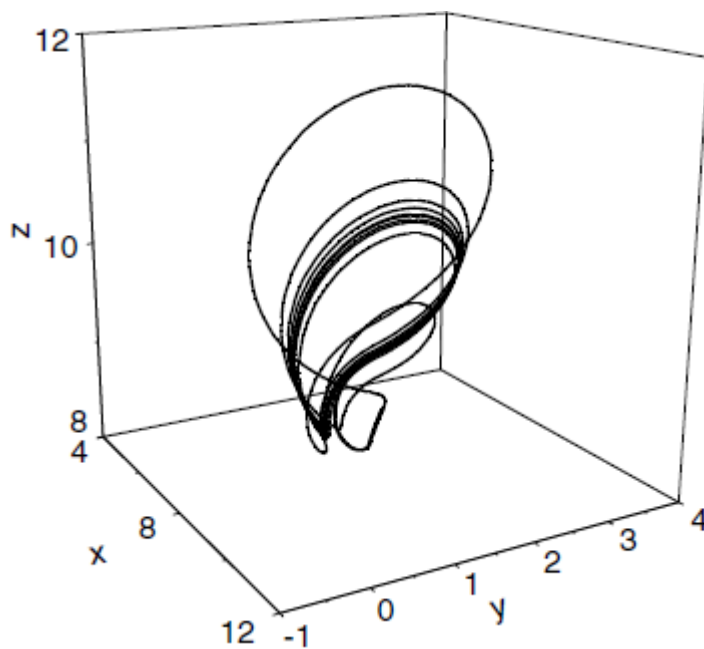


Рисунок 1.5 – Фазовий портрет транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням

Можливості отримання сигналів детермінованого хаосу діапазонів ВЧ і УВЧ за допомогою транзисторного генератора сигналів детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням розглянуто в роботі [141]. Зокрема на основі біполярних площинних транзисторів: типу 2N2222A (гранична частота  $f_T = 300$  МГц) на частоті 25 МГц, типу 2T938A-2 (гранична частота  $f_T = 5$  ГГц) на частотах 500 МГц та 950 МГц.

### 1.3 НВЧ транзисторний генератор хаотичних сигналів за схемою Колпітца із симетричним живленням

Хаотичні сигналів є одним із типів сигналів, які можуть застосовуватися як носії інформації у над широкосмугових засобах зв'язку. Вони рекомендовані стандартом IEEE 802.15.4a, який прийнятий влітку 2007 року [142], для застосування у над широкосмугових бездротових персональних мережах зв'язку стандарту UWB WPAN (Ultra Wide Band Wireless Personal Area Networks).

Наприкінці 1990 р.р. і початку 2000 р.р. велися інтенсивні наукові дослідження по застосуванню генераторів детермінованого хаосу малої потужності та малим електроспоживанням у бездротових комунікаційних системах. Так у США такі генератори застосовувалися в діапазонах частот 3,1...10,6 ГГц зі спектральною густиною потужності не більше -41,3 дБм/МГц (середня випромінювана потужність не більше - 2,3 дБм, тобто 600 мкВт), а в ЄС – у діапазоні 6,0...8,5 ГГц із максимальною середньою потужністю не більше 9,3 дБм (біля 100 мкВт).

Таким чином, вимоги до транзисторних генераторів зі сторони засобів телекомунікацій такі [143]:

1. НВЧ діапазон робочих частот (одиниці гігагерць);
2. Мала потужність випромінювання (сотні мікват);
3. Ефективне енергоспоживання;
4. Генератори повинні мати хаотичний сигнал у заданій смузі частот і мале поза смугове випромінювання;

5. У перспективі такі генератори повинні бути реалізовані в інтегральному виконанні.

У роботі [143] наведено результати розробки НВЧ генераторів детермінованого хаосу на основі схеми Колпітца. Будова конструкції генератора у гібридному виконанні подана на рис. 1.6.

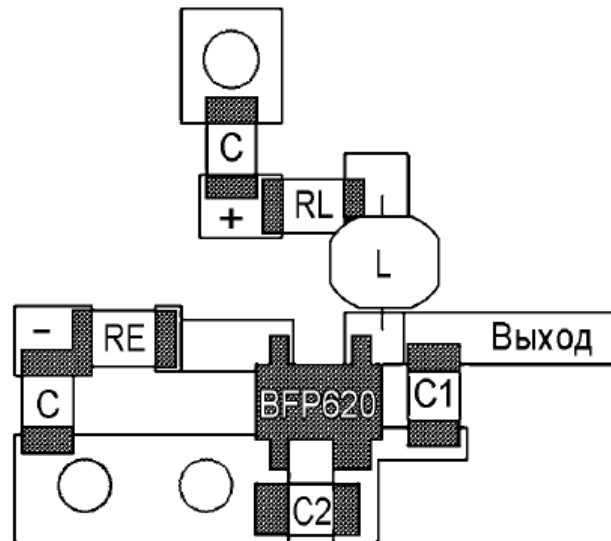


Рисунок 1.6 – Конструкція НВЧ генератору детермінованого хаосу за схемою Колпітца із симетричним живленням

Конструкція генератора на рис. 1.6 побудована на таких радіоелементах: транзистор типу BFP620, матеріал підкладки типу схеми FR-4,  $R_L = 30 \text{ Ом}$ ,  $R_E = 400 \text{ Ом}$ ,  $L = 3 \text{ нГн}$ ,  $C_1 = 0,3 \text{ пФ}$ ,  $C_2 = 0,53 \text{ пФ}$ . Експериментальні дослідження показали, що в такі конструкції генератора існують два режими - багаточастотний і хаотичний [143]. Багаточастотний режим реалізується при напругах колектор-база  $V_{KB} = 0 \dots 2 \text{ В}$  та напруги база-емітер  $V_{BE} = 6 \text{ В}$ , спектр потужності коливань якого наведено на рис. 1.7,а. Хаотичний режим роботи генератора спостерігався при напрузі  $V_{KB} = 12 \text{ В}$  та напрузі база-емітер  $V_{BE} = 0,75 \dots 1,5 \text{ В}$ , спектр потужності коливань якого наведено на рис. 1.7,б [143]. У цьому режимі хаос у системі виникав практично одразу при відкритті переходу емітер-база та стійко існував при зміні напруги на переході в зазначених межах.

Генератор, який працював у першому режимі, у колекторному колі давав вихідну потужність до 1 мВт у діапазоні частот біля 5 ГГц при ККД 1%. У другому режимі вихідна потужність генератора на навантаженні 50 Ом сягала 4,5 мВт при ККД генератору біля 2% [143]. Також потрібно зазначити, що експериментально підтверджено нестійку роботу такого генератора в хаотичному режимі.

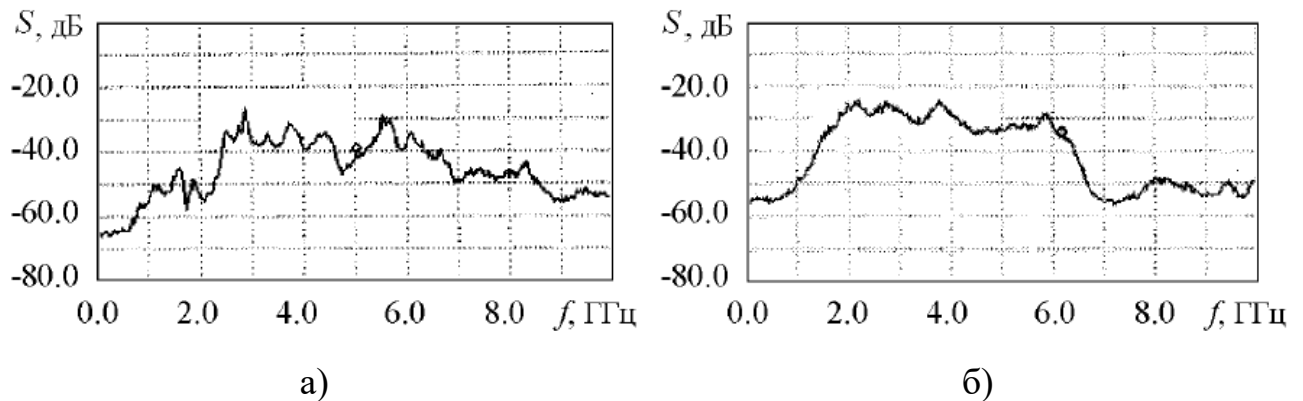


Рисунок 1.7 – Спектральна щільність генерованих коливань у режимах:  
а) багаточастотному; б) хаотичному

#### 1.4 Висновки до розділу

Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Колпітца отримали широке поширення в теорії та практики радіотехнічних систем і зв'язку. При цьому, мала кількість публікацій присвячено дослідженням генераторам детермінованого хаосу за схемою Колпітца на основі операційних підсилювачів. Перспектива досліджень у цьому напрямку зумовлена тим, що є можливість розроблення універсального підходу побудови генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца та виокремлення сімейства керованих напруженою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів за їх топологічними та динамічними особливостями.

## 2 АНАЛІЗ ЕЛЕМЕНТІВ ТЕОРІЇ СУЧАСНИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

### 2.1 Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі

Операційними підсилювачами (ОП) називають високоякісні підсилювачі постійного струму (ППС) з диференційним входом та однотактним виходом, які характеризуються високим коефіцієнтом підсилення та вхідним опором і розраховані на виконання різних операцій над аналоговими величинами під час роботи в схемі з від'ємним зворотним зв'язком.

Підсилювачі постійного струму відрізняються від підсилювачів змінного струму тим, що дозволяють підсилювати сигнали, які змінюються повільно ( $f_n \rightarrow 0$ ). Відповідно на вході, виході та між каскадами в них відсутні реактивні елементи (конденсатори, трансформатори), які не пропускають постійну складову сигналу. На практиці ППС порівняно широкопasmові та дозволяють підсилювати сигнали в діапазоні частот від  $f_n$  до  $f_\beta$  (рис. 2.1, а). Їх амплітудна характеристика має вигляд, який зображений на рис. 2.1, б.

За принципом дії та схемним виконанням ППС ділять на два основних види: підсилювачі з безпосередніми зв'язками (прямого підсилення) та підсилювачі з перетворенням сигналу. Останні в свою чергу ділять на підсилювачі з проміжним перетворенням (модуляцією) сигналу постійного струму в змінну напругу і підсиленням на носійній частоті з наступною модуляцією та підсилювачі, в яких вхідний сигнал діє на параметри автоколивачів автогенератора – амплітуду, частоту або фазу (підсилювачі постійного струму з керованими генераторами ППС – КГ). Іноді ППС – КГ називають автогенераторними підсилювачами.

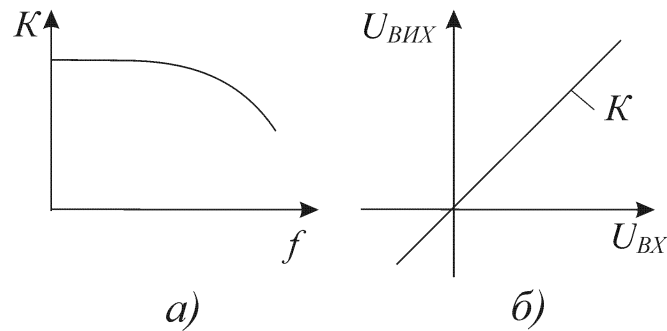


Рисунок 2.1 – Амплітудно-частотна (а) та амплітудна (б) характеристики ППС

В них використовують звичайні схеми підсилювачів змінного струму, в тому числі й з безпосередніми зв'язками. Основні схемні особливості торкаються лише виконання кіл перетворення сигналу.

В зв'язку з відсутністю реактивних елементів в колах міжкаскадного зв'язку (зв'язок тільки гальванічний) при побудові ППС з безпосереднім зв'язком необхідно вирішувати питання узгодження напруг на різних ділянках схеми і зменшення змін сигналу на виході підсилювача при незмінному сигналі на вході. Зміни напруги на виході ППС при нульовому вхідному сигналі називають дрейфом нуля. Його значення приводять до входу, для чого зміну вихідної напруги підсилювача ділять на його коефіцієнт підсилення. Дрейф нуля показує, на яке значення потрібно збільшити чи зменшити напругу на вході підсилювача для того, щоб зміна вихідної напруги дорівнювала його власній зміні. Тому що дрейф нуля може бути обумовлений як тимчасовими, так і температурними змінами параметрів окремих елементів, відрізняють часовий і температурний дрейфи. Їх оцінюють відповідно в мкВ/год та мкВ/°С, при цьому часовий дрейф вимірюють при незмінній температурі навколишнього середовища. У ППС дрейф нуля знаходиться в діапазоні від одиниць до сотень мкВ/год.

В теперішній час в якості ППС з безпосередніми зв'язками в основному використовують інтегральні операційні підсилювачі. За конструктивним виконанням вони є завершеними високостабільними широкосмуговими високоякісними ППС, що мають високий коефіцієнт підсилення, диференційний вхід і несиметричний вихід.



Операційні підсилювачі випускаються у вигляді напівпровідникових ієпа мікросхем і використовуються не тільки для виконання математичних операцій (завдяки чому вони отримали свою назву). В наш час вони опо в радіоелектронних приладах різного призначення завдяки їх низькій вартості, яка наближається до вартості окремих транзисторів.

Структурна схема операційного підсилювача наведена на рис. 2.2. Як видно з схеми, перший каскад (а іноді й другий) є диференціальним підсилювачем. Тому в такому операційному підсилювачі є два входи: інвертувальний (позначений “–”) та неінвертувальний (позначений знаком “+”).

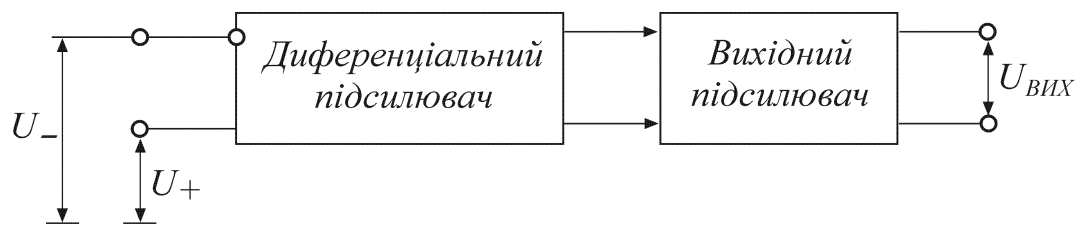


Рисунок 2.2 – Структурна схема операційного підсилювача

На рис.2.3, а показано найбільш часто використовуване графічне зображення ОП, а на рис.2.3, б – його еквівалентна схема. Вхідне коло ОП представлено на рис.2.3, б одним опором  $R_{вх}$ . Більш точне представлення про вхідне коло ОП дає схема, наведена на рис. 2.3, в. В більшості схем вхідним каскадом ОП є диференціальний підсилювач. Опір між його замкненими входами та спільною шиною при подачі на його вхід синфазного сигналу дорівнює  $R_{сф}$ . З іншого боку, для різницевого сигналу вхідний опір (між входами підсилювача) дорівнює  $R_{диф}$ .

У диференціальному підсилювачі  $R_{диф} \approx 2h_{11e}$ , а  $R_{сф}$  приблизно того самого порядку, що і величина  $1/h_{22б}$ . Враховуючи, що в цьому випадку  $R_{сф} \gg R_{диф}$ , в схемі на рис. 2.3, в можна знехтувати опорами  $2R_{сф}$  і отримати схему, наведену на рис. 2.3, б.

Якщо на входах диференціального каскаду включені емітерні повторювачі,

то  $R_{диф}$  та  $R_{сф}$  будуть одного порядку, але тому, що вони мають дуже велике значення, питання про точність не має великого значення.

Вихідне коло ОП, показане на рис. 2.3, б вихідним еквівалентним генератором, який розвиває напругу, пропорційну внутрішньому коефіцієнту підсилення  $K_e$  і різниці напруг на неінвертувальному та інвертувальному входах. Вихідний генератор має опір  $R_{вих}$ .

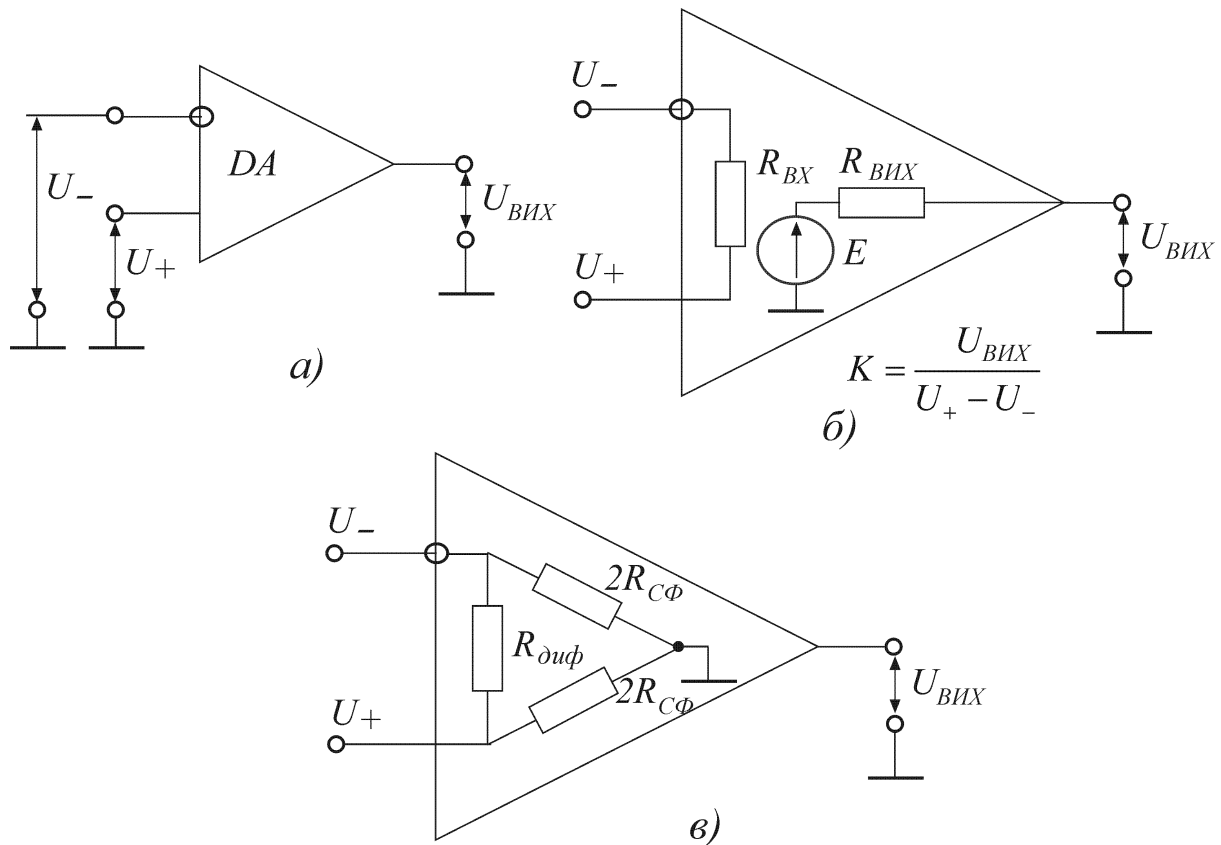


Рисунок 2.3 – Графічне зображення (а) та еквівалентні схеми (б, в) операційного підсилювача

Початкові вхідні та вихідні напруги ОП спільної шини дорівнюють нулю. Це дозволяє підключати ОП касадно, не використовуючи розділових конденсаторів. Рівність нулю вихідної напруги досягається при використанні двох джерел живлення, які відносно спільної шини мають однакові за величиною позитивний та негативний потенціали. В більшості практичних випадків використовуються джерела живлення, які мають номінальну напругу  $\pm 6.3$  та  $\pm 12.6$  В з допуском за напругою  $\pm(5 \div 10)$  В. Використовуються також джерела

з номінальною напругою  $\pm 15$  та  $\pm 18$  В. Джерела живлення повинні мати високу стабільність напруги та малий вихідний опір. Останнє необхідно для відсутності зворотного зв'язку через коло живлення між каскадами, які утворюють операційний підсилювач.

Успіхи інтегральної технології дозволили виконувати ОП із заданими технічними параметрами в одному корпусі. Це дає можливість розглядати його як самостійний елемент з визначеними параметрами.

Умовні позначення ОП наведені на рис. 2.4, а, б. Такий підсилювач має один вихідний вивід (зображується праворуч) і два вхідних (зображуються з лівого боку). Знак  $\nabla$  чи  $>$  характеризує наявність процесу підсилення. Вхід, напруга на якому зсунута по фазі на  $180^\circ$  відносно вихідної напруги, називають інвертувальним і позначають знаком інверсії  $\ominus$ , а вхід, напруга на якому збігається за фазою з вихідною напругою, – неінвертувальним. Інший вивід, спільний для обох входів та виходу, часто не вказують. Це спільна інформаційна шина, яка на принципових схемах іноді позначається у вигляді  $\overline{\text{I}}$ . Для полегшення розуміння призначення виводів і підвищення інформативності дозволяється введення одного чи двох додаткових полів з обох боків від основного поля, в яких вказуються мітки, що характеризують функції виводу (рис. 2.4, б).

## 2.2 Основні схемні рішення каскадів на операційних підсилювачах

Ідеальний операційний підсилювач. При аналізі схем приладів, до складу яких входить операційний підсилювач, можна отримати значні спрощення, якщо використовувати поняття про ідеальний операційний підсилювач. Ідеальним називається такий ОП, який має вхідний опір для різницевого сигналу  $R_{ex} \rightarrow \infty$ , внутрішній коефіцієнт підсилення напруги  $K_{en} \rightarrow \infty$  та вихідний опір  $R_{eux} = 0$ . Крім того, вважається, що коефіцієнт послаблення синфазного сигналу повинен дорівнювати нескінченності. В реальних ОП прагнуть максимально підвищити вхідний опір. Наприклад, вхідними каскадами ОП часто є емітерні чи витокові повторювачі, тому відгалуженням струму на

вхідний опір підсилювача можна знехтувати (опір, який підключається паралельно вхідному опору підсилювача, на декілька порядків його менше).

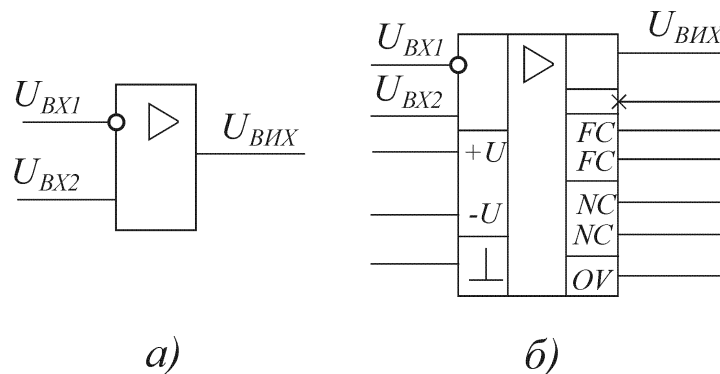



Рисунок 2.4 – Умовне позначення операційного підсилювача:

а – без додаткового поля; б – з додатковими полями (NC – виводи балансування; FC – виводи частотної корекції; U – виводи напруги живлення; X – вивід, що не несе логічної інформації; OV – спільний інформаційний вивід;  – корпус)

Аналіз схем включення ОП спрощується ще й тому, що ідеальний підсилювач за рахунок нескінченно великого внутрішнього коефіцієнта підсилення та нульового вихідного опору розвиває кінцеву напругу на будь-якому відмінному від нуля навантаженні при нульовій вхідній напрузі. Це дає можливість при аналізі схем вважати напругу між входами ОП рівною нулю. Нульовим також вважають струм, що тече через нескінченний вхідний опір.

**Принцип віртуального замикання.** Викладений вище матеріал відповідає принципу віртуального замикання вхідних зажимів ОП (рис. 2.5). При віртуальному замиканні, як і при звичайному, напруга між замкненими входами дорівнює нулю. Але, на відміну від звичайного замикання, струм між віртуально замкненими входами не тече, тобто у віртуальне замикання струм не відгалужується. Таким чином, для струму віртуальне замикання еквівалентно розриву кола.

**Інвертувальна схема.** На рис. 2.6, а наведена інвертувальна схема включення ОП. Використовуючи принцип віртуального замикання, знаходимо,

що  $I'_{\text{ex}} = \frac{U'_{\text{ex}} - 0}{Z_1}$ , а вихідна напруга  $U_{\text{вих}} = -I'_{\text{ex}} \cdot Z_{\text{зв}}$ , звідки коефіцієнт передачі напруги

$$K' = \frac{U_{\text{вих}}}{U'_{\text{ex}}} = -\frac{Z_{\text{зв}}}{Z_1}. \quad (2.1)$$

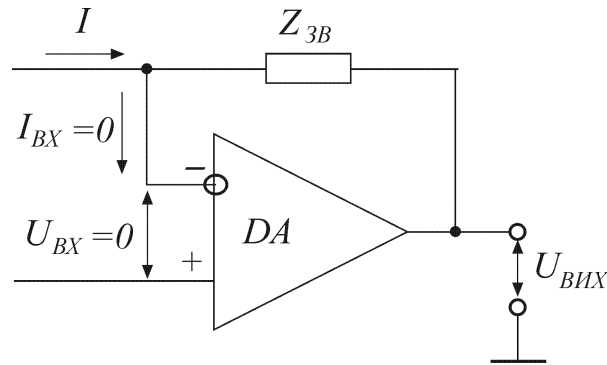


Рисунок 2.5 – Віртуальне замикання входних затискачів операційного підсилювача

Співвідношення (2.1) виконується лише для ідеального ОП. Для реального підсилювача характерним є наявність похибок. Перше джерело похибок полягає в припущенні, що весь вхідний струм  $I'_{\text{ex}}$  тече через опір зв'язку, тоді як частина його відгалужується у вхідний опір ОП. Тоді відносна похибка

$$\frac{\Delta_1 K'}{K'} = \frac{\Delta I'_{\text{ex}}}{I'_{\text{ex}}} = \frac{R_{\text{ex}}^{-1}}{(1 + K') \cdot Z_{\text{зв}}^{-1}} = \frac{Z_{\text{зв}}}{(1 + K') \cdot R_{\text{ex}}}.$$

Друге джерело похибки полягає в тому, що через опір  $Z_1$  тече струм, який дорівнює не точно  $\frac{U'_{\text{ex}}}{Z_1}$ , а приблизно рівний цьому значенню. Тому що

$\frac{Z_{\text{зв}}}{1 + K'} \ll Z_1$ , відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення дорівнює

$$\frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx -\frac{Z_{\text{зв}}}{Z_1 \cdot (1 + K')}.$$

Загальна відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення за формулою (2.1) дорівнює сумі цих двох відносних похибок, тобто:

$$\frac{\Delta K'}{K'} = \frac{\Delta_1 K'}{K'} + \frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx \frac{Z_{3\phi}}{1+K'} \left( \frac{1}{R_{ex}} + \frac{1}{Z_1} \right) = \frac{Z_{3\phi} (R_{ex} + Z_1)}{R_{ex} Z_1 (1+K')}, \quad (2.2)$$

де  $K'$  – коефіцієнт підсилення ОП, який залежить від внутрішнього коефіцієнта підсилення, вихідного опору та еквівалентного опору навантаження.

Еквівалентний опір навантаження для схеми рис.2.6, а дорівнює  $Z_{н.екв} \approx \frac{Z_{3\phi} \cdot Z_n}{Z_{3\phi} + Z_n}$ , де  $Z_n$  – опір навантаження підсилювача.

**Перетворювач джерела струму в джерело напруги.** Інвертувальну схему включення можна використовувати як перетворювач джерела струму в джерело напруги. Для цього в якості  $Z_1$  та  $Z_{3\phi}$  включають резистори, які мають активні опори  $R_1$  та  $R_{3\phi}$ , а до входу схеми підключають джерело струму. Можна показати, що в цьому випадку  $Z'_1 \approx R_{ex}$ ,  $\beta \approx 1$ , тоді

$$Z'_{вих} = \frac{R_{вих}}{1 + K_{вн}}; \quad U_{вих} = -I_{ex} \cdot R_{3\phi}.$$

Тому що вихідна напруга ОП пропорційна вхідному струму, а вихідний опір дуже малий, то таку схему називають перетворювачем струму в напругу.

**Неінвертувальна схема.** Неінвертувальна схема включення ОП наведена на рис. 2.6, б. В такій схемі напруга з виходу підсилювача подається на інвертувальний вхід підсилювача. Ця напруга зворотного зв'язку відносно спільної шини дорівнює  $U_- = \beta \cdot U_{вих}$ , де  $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{3\phi}}$ . Тоді напруга на виході

$$\text{підсилювача } U_{вих} = K \cdot (U_+ - U_-) = K \cdot (U'_{ex} - \beta \cdot U_{вих}), \text{ звідки } U_{вих} = \frac{K \cdot U'_{ex}}{1 + \beta \cdot K}.$$

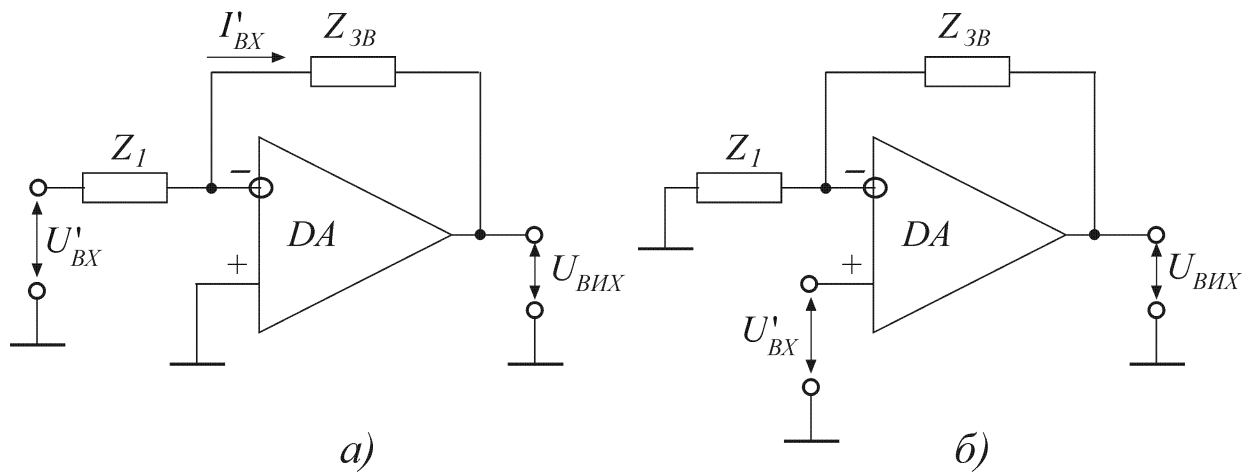


Рисунок 2.6 – Інвертувальна (а) та неінвертувальна (б) схеми операційного підсилювача

Отже, коефіцієнт підсилення неінвертувальної схеми включення

$$K' = \frac{U_{вих}}{U'_{вх}} = \frac{1}{\beta + 1/K} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + 1/\beta K}. \quad (2.3)$$

При  $|\beta \cdot K| \gg 1$  можна записати

$$K' \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_{3B}}{Z_1}. \quad (2.4)$$

Співвідношення (2.3) є точним. Згідно з наближеною формулою (2.4) та у відповідності з (2.3) відносна похибка визначення коефіцієнта передачі

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{\beta \cdot K}. \quad (2.5)$$

З рис. 2.6, б видно, що в схемі має місце послідовний зворотний зв'язок за напругою, при якому вхідний опір дорівнює  $R'_{вх} \approx (1 + \beta \cdot K) \cdot R_{вх}$ .

Потрібно звернути увагу на те, що реально вхідний опір має менше зна-

чення, тому що паралельно неінвертувальному входу підключений опір, який дорівнює  $2R_{cf}$  (див. рис. 2.3, в).

**Повторювач напруги.** На рис. 2.7 наведена схема повторювача напруги, реалізованого на основі ОП. Приймаючи в співвідношенні (2.4)  $Z_{3g} = 0$  та  $Z_1 = \infty$ , отримаємо

$$K' \approx 1. \quad (2.6)$$

У відповідності з (2.5) відносна похибка дорівнює

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{K}. \quad (2.7)$$

Для визначення вхідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою, наведеною на рис.2.8, а. Схема отримана з еквівалентних схем рис.2.3, б, в. Для схеми рис.2.8, а маємо

$$R'_{ex} = \frac{U'_{ex}}{I'_{ex}} = R_{ex} (1 + K_g) + R_{вих} \cdot \frac{R_n - R_{ex} \cdot K_g}{R_{вих} + R_n}. \quad (2.8)$$

В більшості практичних випадків виконується умова  $R_n \gg R_{вих}$ , тому

$$R'_{ex} \approx R_{ex} (1 + K_g). \quad (2.9)$$

Вхідний опір повторювача напруги  $R'_{ex}$ , визначений з співвідношень (2.8) та (2.9), має досить велике значення. Але потрібно враховувати, що ці співвідношення виведені на основі наближеної еквівалентної схеми (див. рис.2.3, б). Більш точна еквівалентна схема вхідного кола, наведена на рис.2.3, в, показує, що між неінвертувальним входом та спільною шиною включений опір  $2R_{cf}$ , паралельний опору  $R'_{ex}$ .



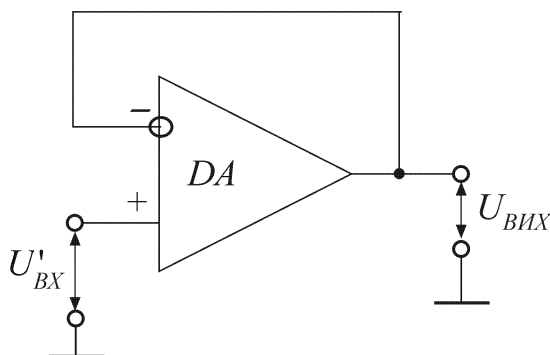


Рисунок 2.7 – Повторювач напруги на операційному підсилювачі

Для визначення вихідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою, наведеною на рис.2.8, б. Ця схема отримана з схеми рис.2.8, а, в якій замість вхідної напруги  $U'_{ex}$  включено опір джерела цієї напруги  $R_2$ , а на виході еквівалентної схеми включено напругу  $U_{вих}$ .

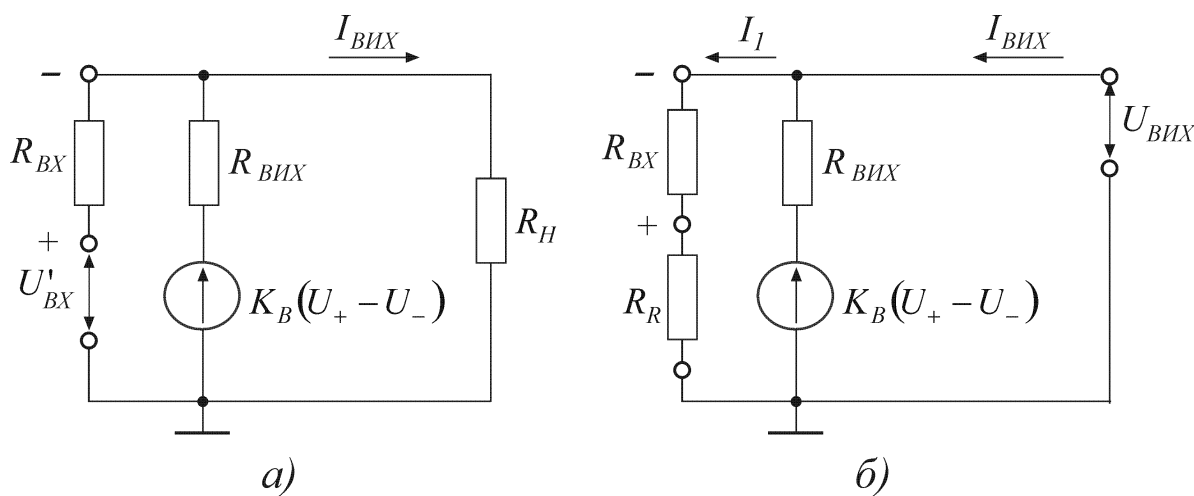


Рисунок 2.8 – Еквівалентні схеми операційного підсилювача

Можна показати, що вихідний опір повторювача дорівнює паралельному з'єднанню двох опорів, а саме

$$R'_{вих} = \frac{(R_{ex} + R_R) \cdot R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_е}, \quad (2.10)$$

$$R_{ex} + R_R + \frac{R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_е}$$

$$\text{де } \beta' = \frac{R_{ex}}{R_{ex} + R_R}.$$

Тому що перший опір набагато більше другого, то можна вважати, що

$$R'_{вих} \approx \frac{R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_e}. \quad (2.11)$$

**Інтегратор.** Схема інтегратора наведена на рис. 2.9, а. Якщо на вхід інтегратора подати напругу  $U'_{ex}$ , то у відповідності з принципом віртуального замикання можна вважати, що струм через резистор  $R$  має сталі значення. Цей струм заряджає конденсатор  $C$  і створює на ньому напругу, яка одночасно є вихідною:

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int_0^{\infty} U'_{ex} dt. \quad (2.12)$$

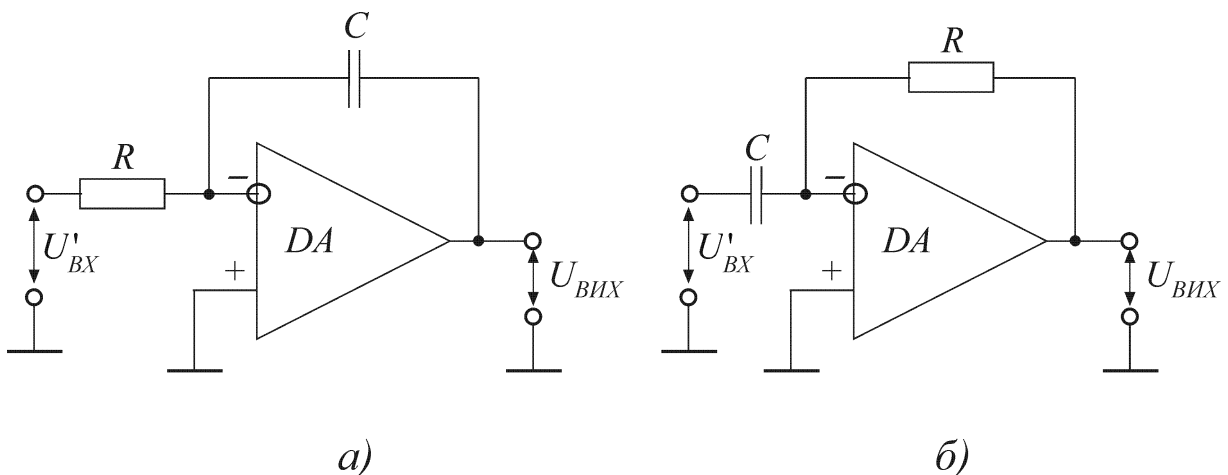


Рисунок 2.9 – Інтегратор (а) та диференціатор (б) на операційному підсилювачі

**Диференціатор.** Схема диференціатора на основі ОП наведена на рис.2.9, б. Вхідною напругою у відповідності з принципом віртуального замикання є напруга на конденсаторі. Струм, який заряджає конденсатор, визначається як  $I = C \frac{dU'_{ex}}{dt}$ . Цей струм, не відгалужуючись в ОП, повністю проходить через опір  $R$ , створюючи на ньому напругу, яка є вихідною:

$$U_{вих} = -RC \frac{dU'_{ex}}{dt}. \quad (2.13)$$

**Логарифмувальні схеми.** Для виконання логарифмування та зворотної операції (антилогарифмування) використовуються ОП, в яких роль опорів  $Z_1$  чи  $Z_{36}$  виконують діоди з площинним  $p-n$  – переходом.

Відомо, що вольт–амперна характеристика  $p-n$  – переходу достатньо точно визначається таким рівнянням (при  $U_\delta \geq (3 \div 4)U_m$ ):

$$I_\delta \approx I_s \exp\left(\frac{U_p}{U_m}\right). \quad (2.14)$$

Прологарифмувавши останнє співвідношення, отримаємо

$$U_\delta \approx U_m \ln\left(\frac{I_\delta}{I_s}\right). \quad (2.15)$$

На рис. 2.10, а наведена схема логарифматора, в якій використовується емітерний діод. Струм через опір  $R$ , що є також і струмом через діод, визначається як  $I_\delta = \frac{U'_{ex}}{R}$ . Тоді напруга на виході

$$U_{вих} = -U_\delta \approx -U_m \ln\left(\frac{U'_{ex}}{R \cdot I_s}\right). \quad (2.16)$$

Складаючи вихідні напруги декількох логарифмувальних підсилювачів, можна отримати суму логарифмів від декількох напруг, яка дорівнює логарифму – добутку цих напруг. Зворотну операцію – знаходження добутку за логарифмом – можна реалізувати за допомогою антилогарифмувальної схеми (див. рис.2.10, б). Для такої схеми напруга на діоді дорівнює вхідній напрузі.

Струм через діод визначається співвідношенням (2.14), звідки напруга на виході схеми

$$U_{вих} = -I_D R \approx R \cdot I_S \exp\left(\frac{U'_{вх}}{U_m}\right). \quad (2.17)$$

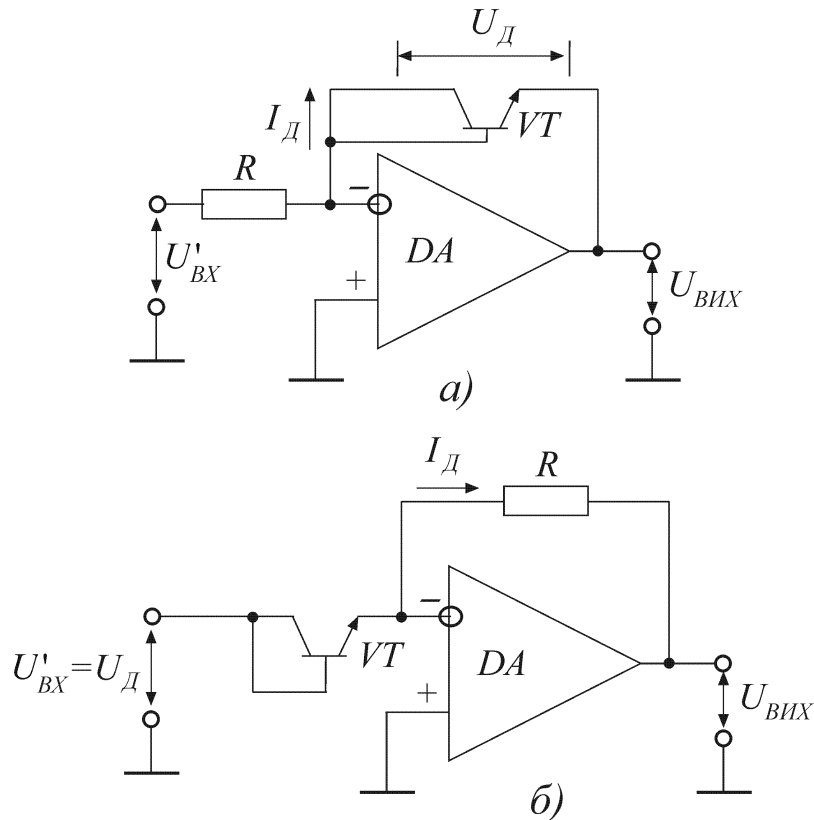


Рисунок 2.10 – Логарифматор (а) та антилогарифматор (б) на операційному підсилювачі

### 2.3 Висновки до розділу

Використання логарифматорів та антилогарифматорів дозволяє реалізувати нескладні аналогові множники та подільники для потреб аналогових моделювальних систем та вимірювачів потужності електричних сигналів.

### **3 РОЗРОБЛЕННЯ СІМЕЙСТВА КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

3.1 Огляд теоретичних відомостей про керовані напругою генератори детермінованого хаосу

Пошук безпечного зв'язку з використанням теорії хаосу призвів до розвитку гіперхаотичних систем, які виявилися більш складними, з більш високим ступенем свободи, ніж їх прості хаотичні аналоги. Збільшення числа робіт присвячених шифруванню з використанням гіперхаотичних сигналів підсилює їхню значимість [151-154].

Експериментальні гіперхаотичні кола, відомі в літературі, були результатом або модифікації хаотичних схем, що полягає в розширенні числа енергетичних накопичувачів більш ніж до трьох [155-157], або з'єднанні як мінімум двох хаотичних схем з метою синхронізації, або об'єднанні [158-161], що приводить до підвищення складності тривимірних систем [162-163], або розвитку математичного рівнянь, що описують гіперхаотичні системи [164].

У кожному з цих випадків проявляється той факт, що існує дуже мало простих автономних гіперхаотичних схем з малою кількістю компонентів [165]. Як і у відомому колі генератора Чуа [166], автономні хаотичні кола без часової затримки не можуть існувати, якщо вони не мають у своєму складі менше трьох реактивних накопичувачів енергії. А тому вважається, що автономні гіперхаотичні кола, які мають менше чотирьох таких компонентів, не існують.

У роботі [167] показано як реальна фізична двокомпонентна схема, яка складається з польового транзистора і котушки індуктивності, привела до появи хаосу [167]. Також у роботі [167] показана можливість співіснування хаосу і гіперхаосу в реальній фізичній чотири-компонентній автономній схемі, яка з одного боку може бути використана в якості простої дидактичної моделі [168-170], а з іншого боку, вона вписується в інженерні системи з додатками, засно-

ваними на хаосі та гіперхаосі, а тому може бути використана в системах захищеного зв'язку [151, 152, 161, 171, 172], у випадковому та псевдовипадковому генеруванні бітів [23, 24], для вивчення складних біфуркацій [175, 176], а також для моделювання біологічних процесів, зокрема колективного руху великої групи, наприклад, зграї птахів [177].

У статті [178] запропоновано автономну ланку "RLCC-Diode-OpAmp" на основі оптичного підсилювача, в яку було вставлено лавинний діод паралельно існуючим лінійним і нелінійним блокам для генування хаотичної поведінки. Наявність діода обґрунтована тим, що це було зроблено для уникнення використання додаткового операційного підсилювача з високим коефіцієнтом підсилення або джерела струму. Експериментальні дослідження показали, що цей генератор є генератором Колпітца через присутність в колі лінійного резонатора CLC.

Однак в тому ж журналі на три роки раніше було запропоновано стандарт для публікацій про нові хаотичні системи [179], згідно із яким вони повинні відповідати, принаймні, одному з трьох наступних критеріїв:

- 1) система повинна впевнено моделювати деякі важливі невіршені проблеми за своїм характером і сприяти вирішенню цієї проблеми;
- 2) система повинна демонструвати деяку поведінку, яку раніше не було досліджено;
- 3) система повинна бути простіше, ніж всі інші відомі приклади, що демонструють поведінку, яка спостерігається.

З урахуванням вищенаведених умов, представляється необхідним переглянути схему [178], видаливши всі надлишкові компоненти і з'ясувати, яку саме складну динаміку вона ще може проявляти в найбільш скороченому вигляді. Тому форму автоколивної системи Колпітца слід зберегти і розглядати як варіант для включення в схему, щоб гарантувати, що модифікація не змінить основну структуру розглянутої схеми.

### 3.2 Розроблення загальної структурної схеми керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі

Наступною етапом роботи є вивчення іншої сприятливої динаміки, яку може мати найпростіша автономна схема на основі оптичного підсилювача в порівнянні з громіздкими схемами. Ключове питання – чи потрібно додавати в схему інші нелінійні або активні компоненти тільки для того, щоб викликати хаос, як це зроблено в роботі [178], коли один з його компонентів, скажімо, ОП, вже є активним і в той же час нелінійним елементом. Подальшим завданням вивчення цієї простої схеми є демонстрація того факта, що коли оброблювані сигнали мають високу частоту і сильно нелінійний характер, ОП загального призначення зі зворотним зв'язком по напрузі (VFA) може поводитися так, як ОП зі зворотним зв'язком по струму (CFA). Але це не було показано раніше [179-189].

Оскільки розробки сучасної електроніки спрямовані на скорочення числа лабораторних модулів [190] і зниження енергоспоживання [191], постає задача розроблення високочастотного генератора Колпітца з нелінійним підсилювачем, який немає жодних інших пасивних компонентів, крім тих, які утворюють резонатор. При цьому може бути суттєво спрощена дидактична модель нелінійної ланки, що задовільняє задану третю умову [179].

З огляду на той факт, що LC-контури, як правило, призводять до появи високочастотних коливань у колах, нелінійний підсилювач, показаний на рисунку 3.1, виготовлено виключно з одного універсального підсилювача – операційного підсилювача (ОП). Було використано нову високочастотну модель (рисунок 3.2), запропоновану у [192], для проектування та вивчення отриманої безрезисторної чотирикомпонентної схеми (рисунок 3.2) з еквівалентною схемою, показаної на рисунку 3.3. Хоча у [167] було показано, що схеми на базі автономних резисторних транзисторів можуть генерувати хаотичні сигнали, але, до цих пір не було зареєстровано жодної схеми на базі автономного нульового резистора в категорії генераторів загального призначення на базі ОП. Од-

нією з таких схем, але з досить мінімальною кількістю резисторів, є експериментальна схема Йіма з одним ефективним опором [193]. Це також чотирьохелементна схема, яка генерує хаотичний сигнал.

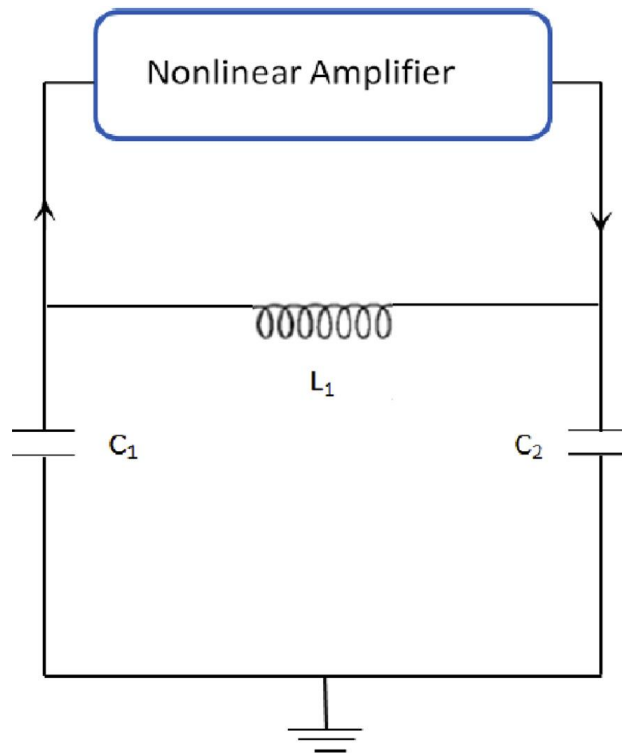


Рисунок 3.1 – Загальна структура генератора Колпітца

Варто нагадати, що електронні компоненти, як правило, ведуть себе по-різному в різних частотних областях [194, 195]. Доведено, що на високих частотах в операційних підсилювачах розвиваються паразитні віртуальні компоненти, які в деяких випадках повинні бути компенсовані додаванням реальних компонентів в загальну схему, щоб уникнути зміни сигналів [196]. Тобто, доцільно вивчити структуру генератора Колпітца, використовуючи тільки операційний підсилювач загального призначення в якості нелінійного підсилювача і беручи до уваги високочастотну структуру цього підсилювача, використовуючи пов'язані з ним властивості і поведінку.

В [192] було отримано неочікувані хаотичні коливання в генераторі релаксації операційного підсилювача за допомогою моделі контура на рисунок 3.2. Отримані результати є дуже актуальними. На рисунку 3.3 представлено високочастотний найпростіший генератор Колпітца на основі оптичного підсилюва-



ча. Модифікація першої версії високочастотного ОП у [192] шляхом додавання нового елемента, пасивного внутрішнього резистора  $R_S = 100 \Omega$  була обумовлена безпосереднім підключенням реактивної компоненти до виходу операційного підсилювача [196].

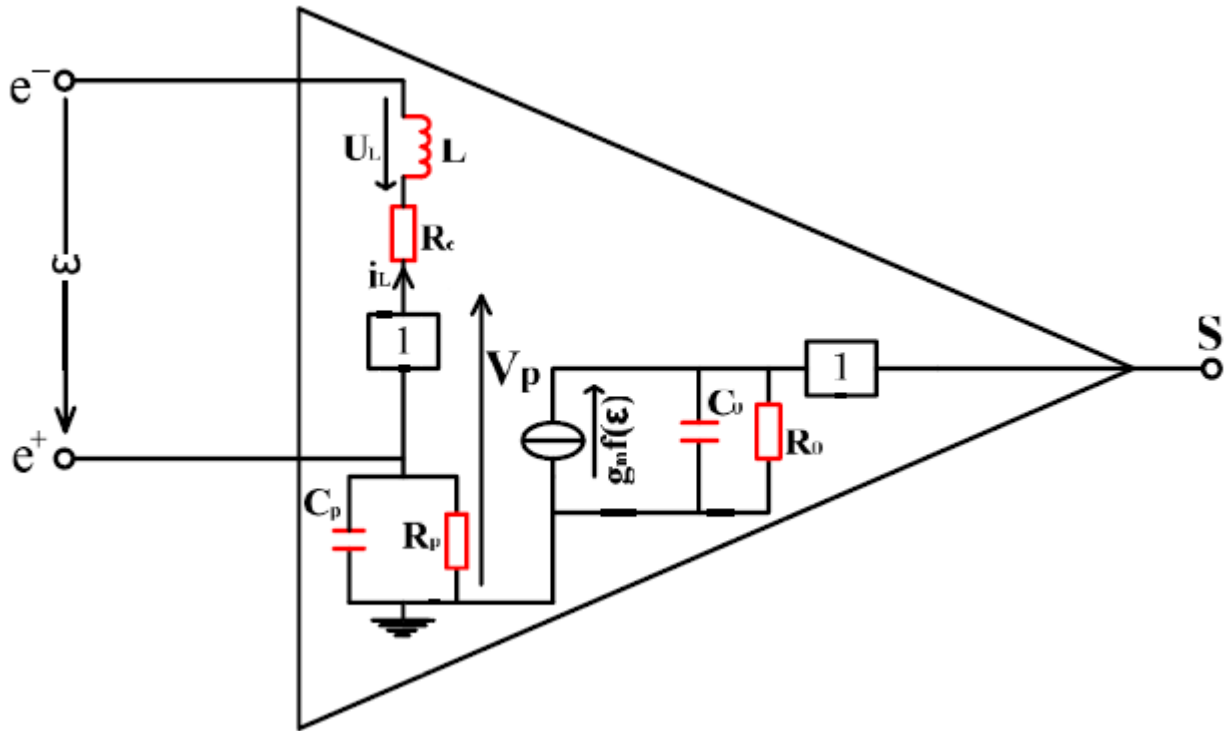


Рисунок 3.2 – Нова еквівалентна схема універсального підсилювача оптичного сигналу, що працює на високій частоті [192]

Після розробки математичної моделі нового генератора і визначення умов коливачь, буде досліджено динаміку схеми з метою вивчення її різної несподіваної комплексної поведінки, в тому числі гіперхаос і бістабільність. Також необхідно представити результати у цифровому (MatLab) та аналоговому (PSpice) вигляді та провести лабораторні експериментальні.

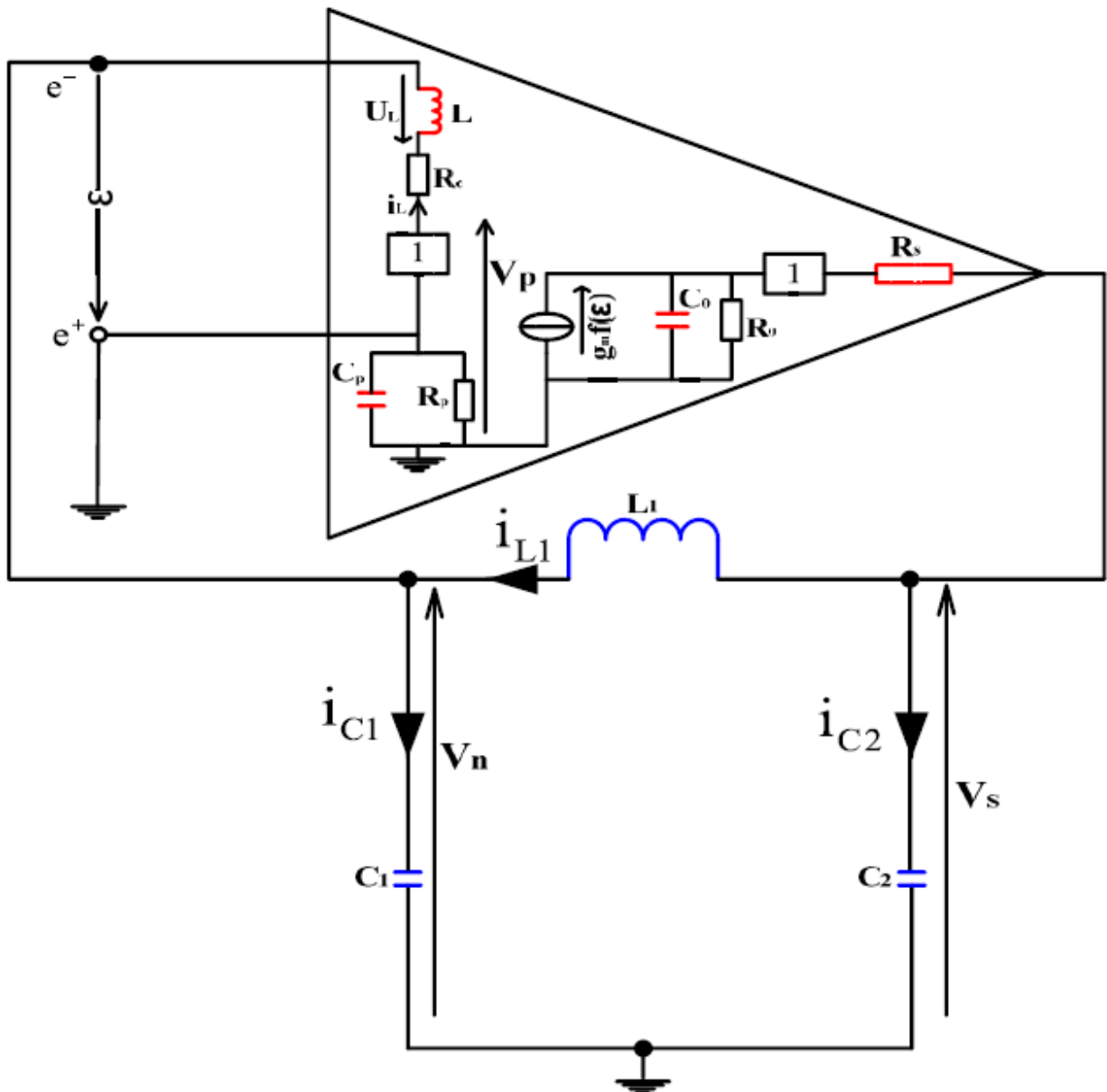


Рисунок 3.3 – Загальна еквівалентна схема безрезисторного генератора, що працює на високій частоті, з використанням спрощеної розширеної версії моделі з оптичним підсилювачем [192]

### 3.3 Структура високочастотного безрезисторного генератора на основі оптичного підсилювача

#### 3.3.1. Математична модель і частотний спектр

Спочатку припустимо, що схема на рис.3.1 коливається з високою частотою. Для опису еквівалентної схеми на рис. 3.3. може бути використана нова

високочастотна модель оптичного підсилювача Чітнга [192]. Закони Кірхгофа, що застосовуються до цього кола, приведуть до наступних рівнянь станів:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0 \frac{dV_0}{dt} = g_m f(\varepsilon) - \frac{V_0}{R_0}, \\ C_2 \frac{dV_S}{dt} = \frac{V_0 - V_S}{R_S} - i_{L_1}, \\ C_1 \frac{dV_n}{dt} = i_{L_1} - i_L, \\ L \frac{di_L}{dt} = V_n - R_C i_L, \\ L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_S - V_n. \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Тут  $L$  і  $C_0$  - це паразитна індуктивність і ємність оптичного підсилювача, коли коло коливається на високій частоті;  $g_m$  - це крутизна передатної характеристики. Цю модель докладно описано у [192]. Нелінійність операційного підсилювача визначається в [197] як

$$f(\varepsilon) = V_S(\varepsilon) = V_{Sat} \tanh\left(\frac{a_0 \varepsilon}{V_{Sat}}\right), \quad (3.2)$$

$V_{Sat}$  - максимальна напруга на виході оптичного підсилювача при зміщенні  $V_{cc}$ ;  $a_0$  - коефіцієнт підсилення в відкритому контурі.

крутизна передатної характеристики задається еквалайзером (3.3).

$$g_m = \sqrt{\frac{1}{R_0^2} + (C_0 \omega_0)^2}, \quad (3.3)$$

Змінні стану генератора і час можуть бути відповідно нормовані опорною напругою  $V_{sat}$ ,  $V_{sat} R_i$  ( $i = 1; 2$ ) і  $\tau = fr \times t$ , з  $fr = 7,81 \times 10^2 f_z$ . Параметр  $f_z$  є власною частотою генератора Колпітца [198] і, в більш загальному випадку, схем з CLC контуром

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(C_1 \cdot C_2)}{(C_1 + C_2)} L_1}}. \quad (3.4)$$

Після введення безрозмірних змінних до (3.1)

$$x_1 = \frac{V_0}{V_{Sat}} K_1, x_2 = \frac{V_s}{V_{Sat}} K_2, x_3 = \frac{V_n}{V_{Sat}} K_3, x_4 = \frac{R_1 i_L}{V_{Sat}} K_4, x_5 = \frac{R_2 i_L}{V_{Sat}} K_5, \frac{1}{\tau} = \frac{1}{f_r},$$

безрозмірна математична модель нашого генератора на високій частоті стає асиметричною системою

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = \alpha \tanh(-a_0 x_3) - \beta x_1, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \gamma(x_1 - x_2) - \theta x_5, \\ \frac{dx_3}{d\tau} = \eta(x_5 - x_4), \\ \frac{dx_4}{d\tau} = \xi x_3 - \bar{\eta} x_4, \\ \frac{dx_5}{d\tau} = \bar{\xi}(x_2 - x_3). \end{cases} \quad (3.5)$$

Параметри в рівнянні (3.5) визначені як:

$$\alpha = \frac{g_m}{C_0 f_r}, \beta = \frac{1}{C_0 R_0 f_r}, \gamma = \frac{R_2}{R_5} \theta, \theta = \frac{1}{C_1 R_1 f_r},$$

$$\xi = \frac{R_1}{L f_r}, \bar{\eta} = \frac{R_C}{L f_r}, \bar{\xi} = \frac{R_2}{L_1 f_r},$$

$$K_1 = K_2 = K_3 = K_5 = 1, K_4 = 3 \times 10^4.$$

Для узгодження числових значень (MatLab) і аналогових досліджень (P-Spice) використовуються безрозмірні константи  $K_i = (1; 2; 3; 4; 5)$ . Оскільки індуктивності є вкрай чутливими до коливань струму, для керування будуть використовуватися параметри, пов'язані з конденсаторами. З двох зовнішніх конденсаторів в схемі (рис. 3.3) вибираємо  $C_1$  з міркувань простоти, так як він пов'язаний з одним параметром  $\eta$ ; в той час як  $C_2$  залежить і від  $\gamma$ , і від  $\theta$ .

Для моделі приймаємо такі значення для оптичного підсилювача, запропоновані в [196, 199]:  $L = 1$  мкГн;  $a_0 = 10^{20}$ ;  $g_m = 0,1$  1/Ом;  $R_0 = 10^9$  Ом;  $C_0 = 1$  пкФ;  $r = 4,5$  Ом;  $R_S = 0,144$  Ом. Змінюючи параметр управління  $\eta$  в інтервалі  $30 < \eta < 100$  і зберігаючи при цьому параметри  $L_1 = 1$  мГн;  $C_2 = 340$  нФ;  $R_1 = 0,09R_S$ ;  $R_2 = 0,23R_S$  і від  $f_r = 10^7$  Гц, виконуємо швидке претворення Фур'є у програмі MatLab для 10 000 зразків з частотою вибірки  $f_s = 2 \times 10^7$  Гц (рис. 3.4). Це як видно з рис.3.4, що нормалізована основна частота складає  $f_0 = 10,3$  ГГц. Це підтверджує, що наш осцилятор коливається в високочастотному режимі.

### 3.3.2. Точки рівноваги і аналіз стійкості

Установка швидкості змінних стану системи на нуль дозволяє знайти її точки рівноваги, якщо вони все ж існують [200]. В даному випадку це означає знаходження рішень системи (3.6)

$$\begin{cases} \alpha \tanh(-a_0 x_3) - \beta x_1 = 0, \\ \gamma(x_1 - x_2) - \theta x_5 = 0, \\ \eta(x_5 - x_4) = 0, \\ \xi x_3 - \bar{\eta} x_4 = 0, \\ \bar{\xi}(x_2 - x_3) = 0. \end{cases} \quad (3.6)$$

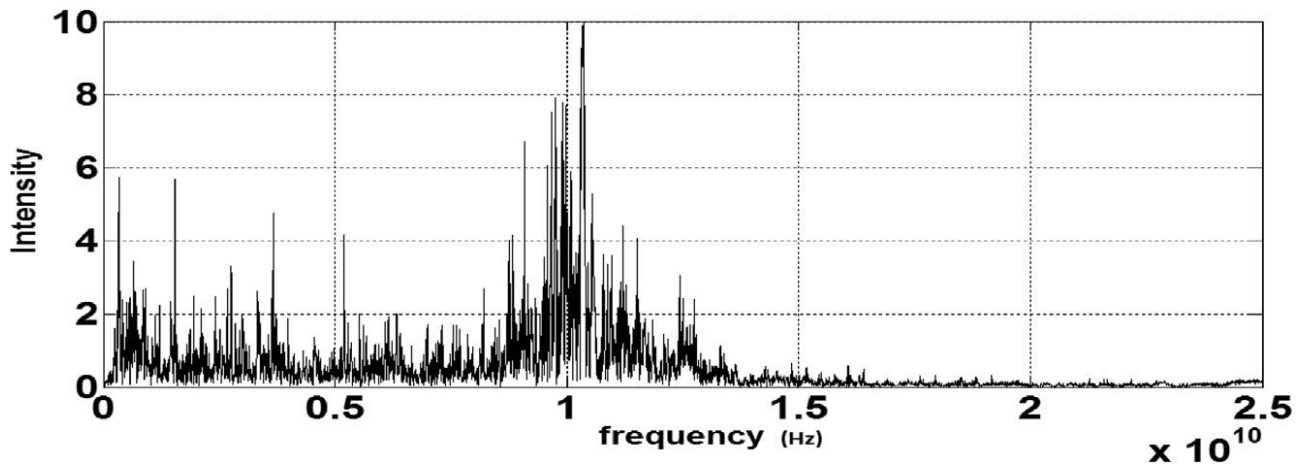


Рисунок 3.4 – Частотний спектр безрезисторного генератора на основі ОП, отриманий в результаті чисельного моделювання в MatLab для 10 000 зразків з нормалізованою частотою дискретизації  $f_s = 2 \cdot 10^7$  Гц і параметром  $\eta = 77,50$

Чисельне вирішення цього рівняння показує дві точки рівноваги, якими є: тривіальна точка рівноваги

$$P_0(0,0,0,0,0)$$

і нетривіальна точка

$$P\left(\frac{\alpha}{\beta}, \frac{\bar{\eta}\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}, \frac{\bar{\eta}\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}, \frac{\xi\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}, \frac{\xi\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}\right)$$

Одним з методів аналізу точок рівноваги є збудження матриці Якобі, пов'язане з досліджуваною системою [201]. матриця Якобі  $M_j$  нашої системи представлена в рівнянні (3.9)

$$M_j = \begin{pmatrix} -\beta & 0 & -\frac{a_0 \times \alpha}{\cosh^2(-a_0 \times x_3)} & 0 & 0 \\ \gamma & -\gamma & 0 & 0 & -\theta \\ 0 & 0 & 0 & -\eta & \eta \\ 0 & 0 & \xi & \bar{\eta} & 0 \\ 0 & \bar{\xi} & -\bar{\xi} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Якщо виконати це збудження навколо точок рівноваги  $P_0$  в рівняння (3.7), тоді отримаємо нову матрицю яacobіан  $Mj_0$ , для якої можна аналізувати стабільність

$$Mj = \begin{pmatrix} -\beta & 0 & -a_0\alpha & 0 & 0 \\ \gamma & -\gamma & 0 & 0 & -\theta \\ 0 & 0 & 0 & -\eta & \eta \\ 0 & 0 & \xi & \bar{\eta} & 0 \\ 0 & \bar{\xi} & -\bar{\xi} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.10)$$

Їх власні значення – це розв’язки нелінійного алгебраїчного рівняння (3.12) п'ятого порядку, отримані рішенням рівняння (3.11)

$$\det(Mj_0 - \psi I_d) = 0, \quad (3.11)$$

тут  $\psi$  – це власне значення, пов'язане з цим поліномом, а  $I_d$  – матриця ідентичності  $5 \times 5$ . Таким чином,

$$G(\psi) = G_5\psi^5 + G_4\psi^4 + G_3\psi^3 + G_2\psi^2 + G_1\psi + G_0. \quad (3.12)$$

Вищенаведені параметри визначаються рівняннями (3.13), (3.14), (3.15), (3.16), (3.17) і (3.18):

$$G_5 = 1, \quad (3.13)$$

$$G_4 = \beta + \gamma - \bar{\eta}, \quad (3.14)$$

$$G_3 = \beta\gamma - \beta\bar{\eta} - \gamma\bar{\eta} + \eta\xi + \eta\bar{\xi} + \theta\bar{\xi}, \quad (3.15)$$

$$G_2 = -\beta\gamma\bar{\eta} + \beta\gamma\xi + \beta\gamma\bar{\xi} + \gamma\eta\xi + \gamma\eta\bar{\xi} + \beta\theta\bar{\xi} - \eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \bar{\eta}\theta\bar{\xi}, \quad (3.16)$$

$$G_1 = a_0\alpha\gamma\eta\bar{\xi} + \beta\gamma\eta\xi + \beta\gamma\eta\bar{\xi} - \beta\eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \gamma\eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \beta\bar{\eta}\theta\bar{\xi} + \eta\theta\xi\bar{\xi}, \quad (3.17)$$

$$G_0 = -a_0 \alpha \eta \bar{\eta} \bar{\xi} - \beta \eta \bar{\eta} \bar{\xi} + \beta \eta \theta \xi \bar{\xi}. \quad (3.18)$$

Враховуючи значення внутрішніх і зовнішніх елементів і параметрів, зазначених в підрозділі 3.2.2, і змінюючи керуючий параметр  $\eta$  в інтервалі 30  $\eta$  100, отримуємо рисунок 3.5(а), що представляє собою набір власних значень, отриманих з характерного полінома. Слід зазначити, що кожне окреме значення контрольного параметра дає тільки п'ять точок, так як розв'язок власних значень характеристичного полінома одержується з матриці  $5 \times 5$ . На рисунку 3.5(б) показаний приклад візуального рішення для  $\eta = 84,06$ . Відповідними власними значеннями для цього значення параметра є:

$$\begin{aligned} \psi_0 &= (-4,431 + i4,431) \times 10^5, \quad \psi_1 = (-4,431 - i4,431) \times 10^5, \\ \psi_2 &= (-4,431 + i4,431) \times 10^5, \quad \psi_3 = (-4,431 - i4,431) \times 10^5, \\ \psi_4 &= 45 \times 10^{-2}. \end{aligned}$$

Можна відзначити, що деякі власні значення, пов'язані з цим характерним поліномом, є комплексними числами, з одного боку, з додатніми дійсними частинами, а з іншого - комплексними складовими з від'ємними дійсними частинами. Тому за критерієм Рут-Хурвіц  $P_0$  є нестійкою точкою рівноваги.

Виходячи з вищевикладеного для збудження точки другого рівноваги  $P_1$  в рівнянні (3.8) ми отримуємо матрицю Якобі  $Mj_1$ , для якої також можна аналізувати стабільність:

$$Mj = \begin{pmatrix} -\beta & 0 & -\frac{a_0 \times \alpha}{\cosh^2 \left( -a_0 \times \frac{\bar{\eta} \gamma}{\theta \xi + \bar{\eta} \gamma} \frac{\alpha}{\beta} \right)} & 0 & 0 \\ \gamma & -\gamma & 0 & 0 & -\theta \\ 0 & 0 & 0 & -\eta & \eta \\ 0 & 0 & \xi & \bar{\eta} & 0 \\ 0 & \bar{\xi} & -\bar{\xi} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$



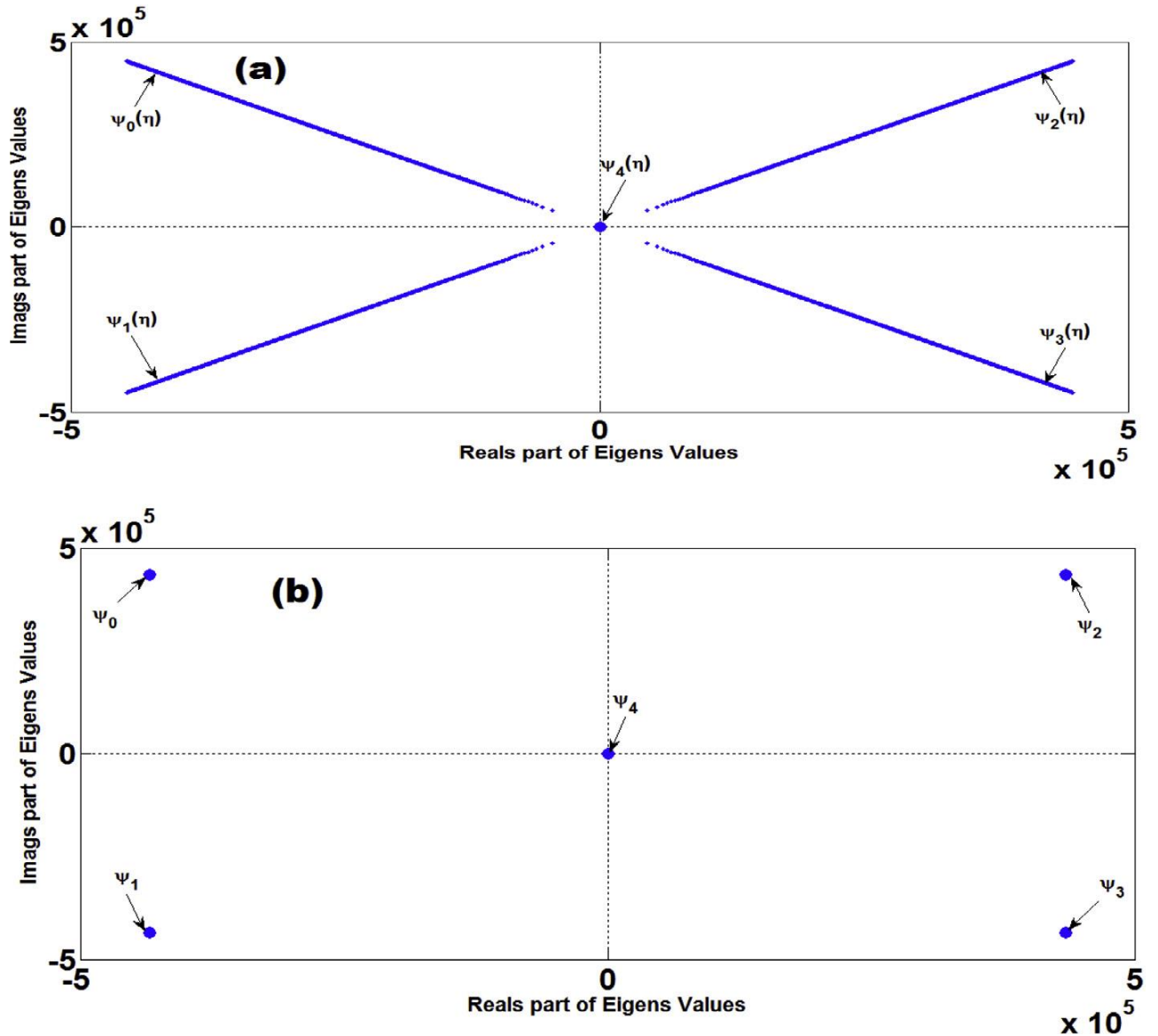


Рисунок 3.5 – набір власних значень, пов'язаних з характеристичним поліномом  $G(\psi)$  (а) для керуючого параметра, що варіюється в діапазоні  $30 < \eta < 100$  і (б) для фіксованого значення керуючого параметра  $\eta = 84,06$

Отримане рівняння (3.20), яке має вигляд

$$\det(Mj_1 - \psi I_d) = 0, \quad (3.20)$$

генерує характерний поліном  $Mj_1$  в формі (3.21). Тут  $\psi$  є власним значенням, асоційованим з цим поліномом, а  $I_d$  - матрицею ідентичності  $5 \times 5$ :

$$H(\psi) = H_5\psi^5 + H_4\psi^4 + H_3\psi^3 + H_2\psi^2 + H_1\psi + H_0. \quad (3.21)$$

Параметри  $H_i$  ( $i = 0; 1; 2; 3; 4; 5$ ) визначаються рівняннями (3.22), (3.23), (3.24), (3.25), (3.26) і (3.27).

$$H_5 = 1, \quad (3.22)$$

$$H_4 = \beta + \gamma - \bar{\eta}, \quad (3.23)$$

$$H_3 = \beta\gamma - \beta\bar{\eta} - \gamma\bar{\eta} + \eta\xi + \eta\bar{\xi} + \theta\bar{\xi}, \quad (3.24)$$

$$H_2 = -\beta\gamma\bar{\eta} + \beta\gamma\xi + \beta\gamma\bar{\xi} + \gamma\eta\xi + \gamma\eta\bar{\xi} + \beta\theta\bar{\xi} - \eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \bar{\eta}\theta\bar{\xi}, \quad (3.25)$$

$$H_1 = \frac{a_0 \times \alpha}{\cosh^2\left(-a_0 \frac{\bar{\eta}\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}\right)} \gamma\eta\bar{\xi} + \beta\gamma\eta\xi + \beta\gamma\eta\bar{\xi} - \beta\eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \gamma\eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \beta\bar{\eta}\theta\bar{\xi} + \eta\theta\xi\bar{\xi}, \quad (3.26)$$

$$H_0 = -\frac{a_0 \times \alpha}{\cosh^2\left(-a_0 \frac{\bar{\eta}\gamma}{\theta\xi + \bar{\eta}\gamma} \frac{\alpha}{\beta}\right)} \gamma\eta\bar{\eta}\bar{\xi} - \beta\gamma\eta\bar{\eta}\bar{\xi} + \beta\eta\theta\xi\bar{\xi}. \quad (3.27)$$

Якщо змінити параметр  $30 \leq \eta \leq 100$  і врахувати всі інші значення параметрів, як в попередньому випадку, то отримаємо рисунок 3.6 (а), що представляє собою набір власних значень, отриманих з характерного полінома навколо нерухомої точки P1. На цьому графіку два реальних розв'язки віддалені один для одного, їх краще виявити, якщо побудувати розв'язок для одного значення керуючого параметра  $\eta = 84,06$  (рис. 3.6 (б)). Серед п'яти розв'язків  $\psi_2$  (синій) і  $\psi_4$  (червоний) майже накладені один на одного. Для цього фіксованого значення параметра розв'язком є власні значення

$$\begin{aligned} \psi_0 &= 0,225 + i45,842, \quad \psi_1 = 0,225 - i45,842, \\ \psi_2 &= 0,0053, \quad \psi_3 = -1,685, \quad \psi_4 = -0,0001. \end{aligned}$$

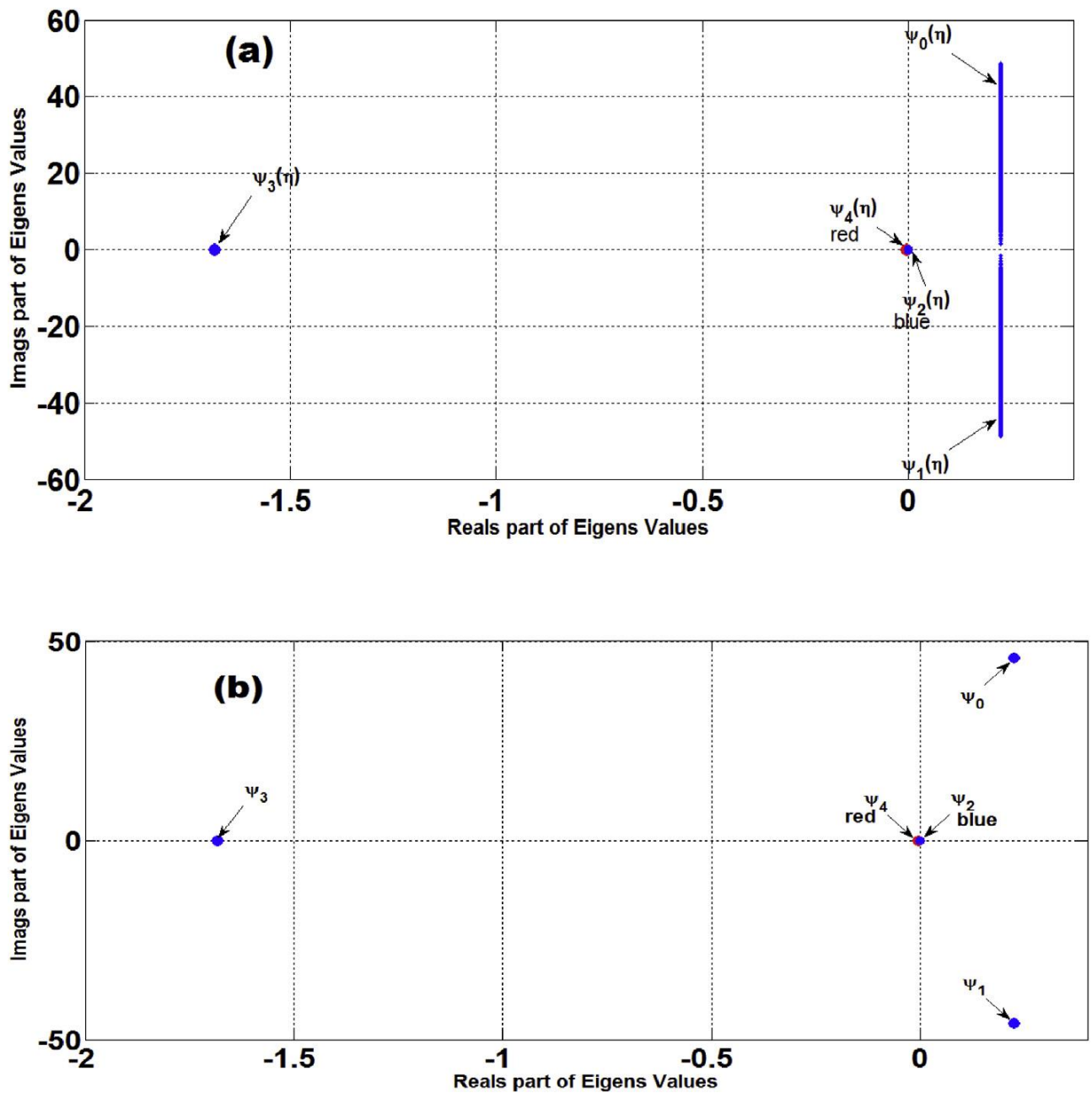


Рисунок 3.6 – набір власних значень, пов'язаних з характеристичним поліномом  $H(\psi)$  (а) для керуючого параметра в діапазоні  $30 < \eta < 100$  і (б) для фіксованого значення керуючого параметра  $\eta = 84,06$

За критерієм Рут-Хурвіц відзначимо, що всі власні значення, пов'язані з цим характерним поліномом, є складними з додатними дійсними частинами, за винятком одного єдиного дійсного від'ємного розв'язку. Тому можна зробити висновок, що  $P1$  також є нестійкою точкою рівноваги.

### 3.4 Чисельні, аналогові та експериментальні результати

#### 3.4.1. Математичне моделювання в MATLAB

Динаміку нового генератора можна отримати за графіком локального максимуму  $x_3(\tau)$  відносно параметру управління  $\eta$ . Тому, з огляду на наступну множину початкових умов для системи  $X_0 = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$  і змінюючи керуючий параметр  $\eta$  в діапазоні  $30 < \eta < 100$  при впливі на інші параметри, а також значення  $\alpha = 10^4$ ,  $\beta = 10^4$ ,  $\theta = 8,93$ ,  $\xi = 24,96$ ,  $\xi = 3,92 \times 10^{-6}$ ,  $\eta = 0,45$ ,  $\gamma = 2,04$  і  $a_0 = 10^{20}$  отримуємо діаграми біфуркацій на рис. 3.7(a). Збільшення діаграми біфуркацій (рисунок 3.7(b)) для малого значення  $x_3(\tau)$  і тільки для  $98 \leq \eta \leq 100$  з  $30 \leq \eta \leq 100$  показує, що видимі вікна закономірностей на рисунку 3.7(a) приховують іншу динаміку. Графічний результат нижче показує ще одну збільшену діаграму біфуркації хаотичного типу, що підсилює твердження про те, що схема постійно або хаотична, або гіперхаотична, або і те і інше. Для підтвердження цього твердження розрахуємо максимальний показник Ляпунова.

Чисельне обчислення максимуму Ляпунова

$$\lambda_{\max} = \lim_{n \rightarrow +\infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \ln |f'(x_i)|, \quad (3.28)$$

вимагає дослідження його динаміки. Тут  $n$  - число ітерацій і

$$f'(x_i) = M_j \times u_i, \quad (3.29)$$

$u_i$  ( $i = 1; 2; 3; 4; 5$ ) – локальні змінні, використовувані для опису динаміки системи (3.5). Результат, отриманий при тих же вихідних умовах і наборі значень параметрів, що і для попереднього рисунки, представлений на рис. 3.8.

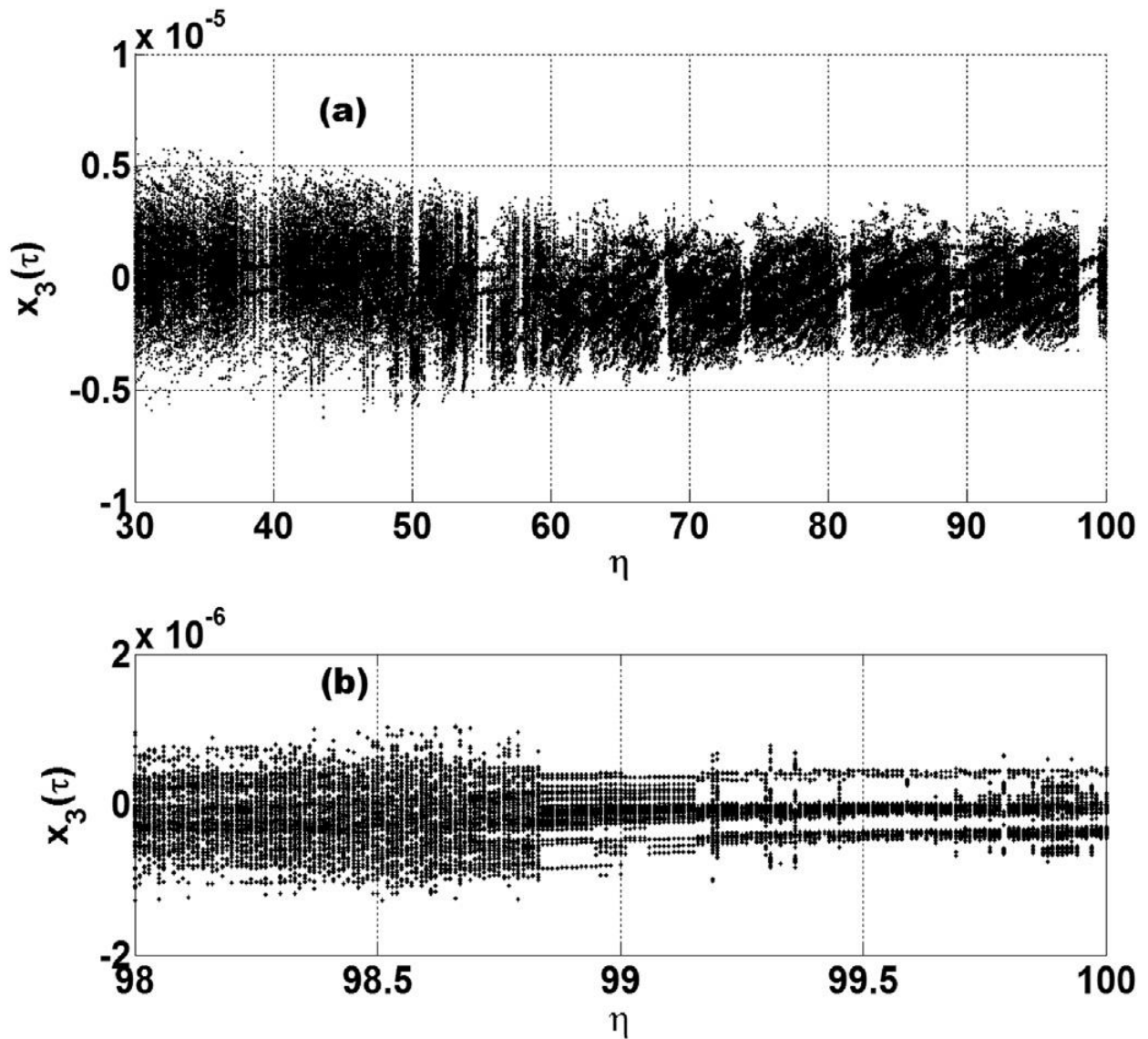


Рисунок 3.7 – Біфуркаційні діаграми високочастотного безрезисторного генератора на основі ОП, отримані шляхом побудови локального максимуму  $x_3$  для початкових умов  $x_0 = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$ . Для (а) параметр управління узятий в діапазоні  $30 \leq \eta \leq 100$ , а для (б) відображено масштаб малої області попереднього знімка для  $(98 \leq \eta \leq 100)$

Множина точок на діаграмі роздвоєння рисунка 3.7 свідчить про відсутність періодичної поведінки в системі. Це припущення підтверджується знаком максимуму Ляпунова  $\lambda_{\max} > 0$ , який показує, що система завжди хаотична або гіперхаотична і не має ні граничних циклів, ні багатоперіодичних атракторів. На рис. 3.9 наведено приклад хаотичних атракторів, побудованих для  $\eta = 77,50$ , що відповідає  $\lambda_{\max} = 0,1088$ .

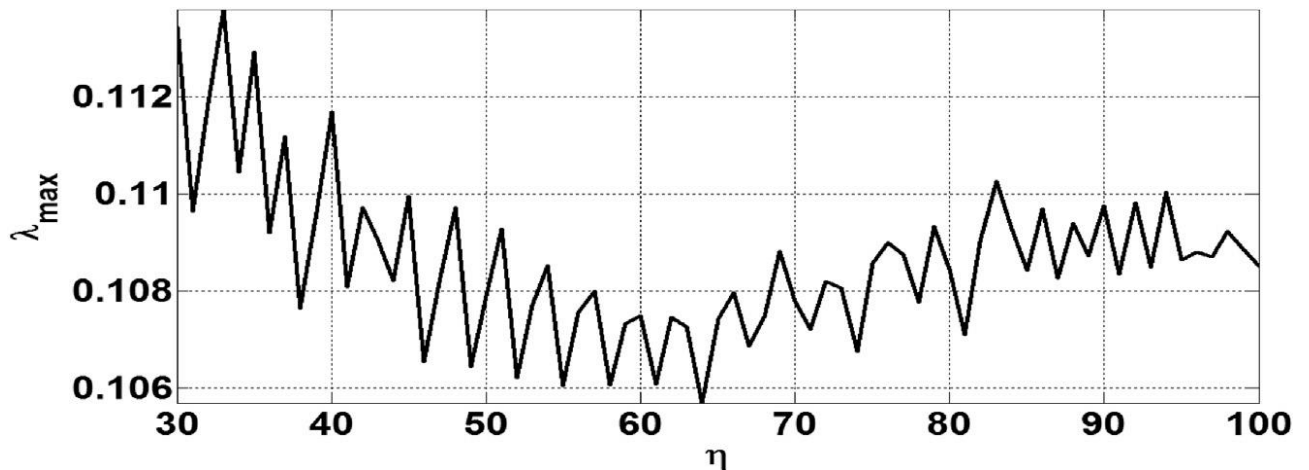


Рисунок 3.8 – Максимальний показник Ляпунова для високочастотного генератора, що відповідає діаграмі біфуркації на рисунку 3.7 для тих же варіацій керуючого параметра і початкових умов

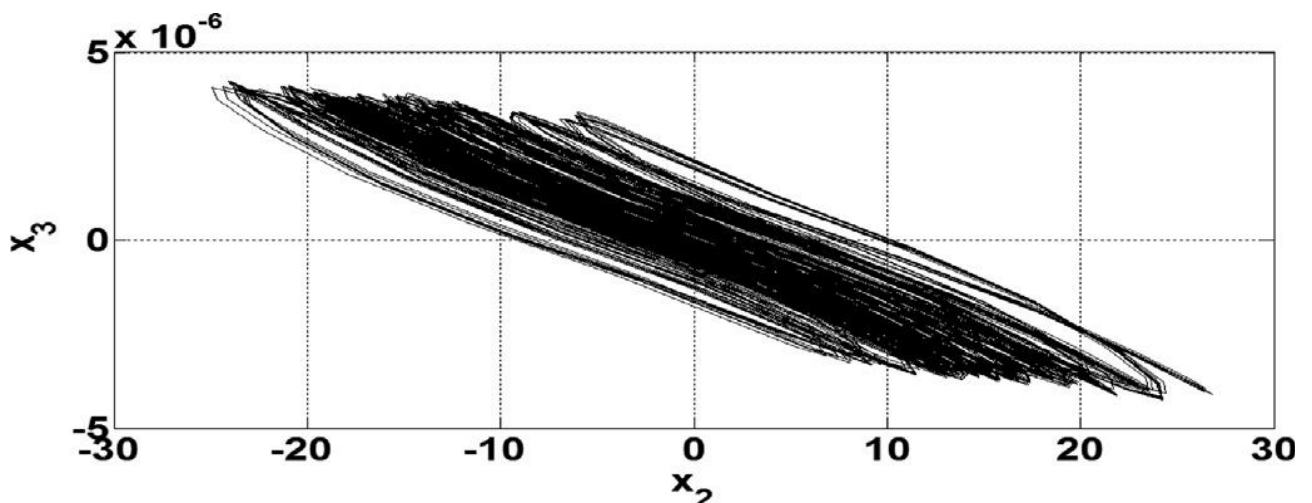


Рисунок 3.9 – Фазова діаграма генератора для  $\eta = 77,50$ , що відповідає  $C_1 = 99,25$  нФ і початкових умов  $x_0 = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$

### 3.4.2. Бістабільність у безрезистивному генераторі на основі ОП

Важливість мультістабільності полягає в тому, що вона є звичайним явищем в природі, але при застосуванні у техніці може привести до несподіваних і катастрофічних наслідків [202]. У зв'язку з цією важливістю проводяться інтенсивні і активні дослідження з даної теми [203, 204, 205].

Проте, варто зазначити, що мультістабільність також має переваги в деяких практичних застосуваннях. Наприклад, зміну вихідних умов генераторів універсальних аналогових сигналів може бути використано для зміни типу коливань [202]. У [206] показано застосування бістабільності для збільшення обсягу асоціативної пам'яті в нейромережових додатках.

Змінюючи параметр в діапазон  $30 \leq \eta \leq 100$  для двох закритих початкових умов  $x_{01} = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$  для чорного кольору і  $x_{02} = (0,065; 0,075; 0,065; 0,008; 0,008)$  для червоного кольору, можна отримати рисунок 3.10. В обох випадках використовувався той же набір параметрів, що і в попередніх випадках. Оскільки зміна вихідних умов системи має на увазі і зміну схеми біфуркації, це означає співіснування різних атракторів для кожного значення параметра управління  $\eta$  [164, 207]. Таким чином, підтверджено існування бістабільності в розглянутій асиметричній системі (3.5) [202]. Зазвичай цей феномен одержують у складних нейронних мережах, але його можна спостерігати і в цьому простому генераторі на основі ОП.

Розглянемо ще раз набір початкових умов  $x_{01} = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$ , обраний для створення діаграми роздвоєння на рисунку 3.7. Побудуємо відповідний спектр Ляпунова на рис. 3.11(a), де  $\lambda_i$  ( $i = 1; 2; 3; 4; 5$ ) зображені відповідно зеленим, червоним, коричневим, рожевим і синім кольорами.  $\lambda_1$  (зелений) відповідає від'ємному значенню (рис. 3.11(b)), так що сума всіх  $\lambda_i$  завжди від'ємна.  $\lambda_2$  (червоний) завжди додатний (рис. 3.11 (c)), що означає, що система не демонструє періодичних або багатоперіодичних коливань, але завжди хаотична.  $\lambda_3$  (коричневий) і  $\lambda_4$  (рожевий) від'ємний і додатний, відповідно, у міру зростання контрольного параметра з  $\eta = 30$  вгору. При значенні  $\eta = 73,98$ ,  $\lambda_4$  ненадовго приймає значення нуль, потім знову збільшується і знову опускається до нуля при значенні  $\eta = 75,86$ , залишається від'ємним і підвищується до додатного на  $79,93 \leq \eta \leq 80,40$ .

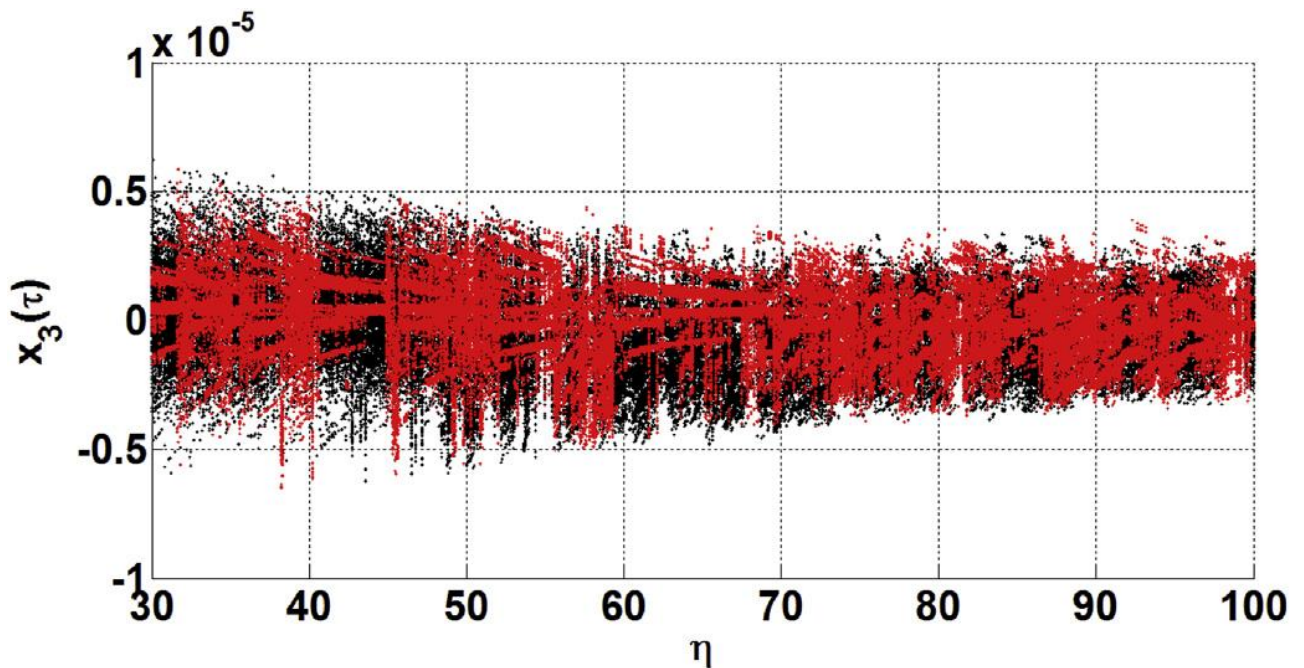


Рисунок 3.10 – Діаграми розподілу високочастотного безрезисторного генератора на основі ОП, отримані шляхом побудови локального максимуму  $x_3$  з початковими умовами  $x_{01} = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$  (чорного кольору) і  $x_{02} = (0,065; 0,075; 0,065; 0,008; 0,008)$  (червоного кольору). Параметр управління змінюється в діапазоні  $30 \leq \eta \leq 100$

Параметр лишається від'ємним, так як  $\eta$  збільшується. Показник  $\lambda_3$  починається з від'ємного значення і стає додатнім для  $83,61 \leq \eta \leq 84,10$ , потім повертається до від'ємного значення в інтервалі  $84,10 \leq \eta \leq 86,35$ . Останнє від'ємне значення знаходиться в точці  $88,62 \leq \eta \leq 89,64$ , звідки  $\lambda_3$  лишається додатнім (рис. 3.11(d)). Зауважимо, що майже протягом усього часу  $\lambda_2$  і  $\lambda_3$  (тип 1) або  $\lambda_2$  і  $\lambda_4$  (тип 2) завжди додатні, так що для значень контрольних параметрів  $\eta \in [30,00; 73,98 [ \cup ] 73,98; 75,86 [ \cup ] 79,93; 80,40]$  і типу 2 для  $\in [83,61; 84,10 [ \cup ] 86,35; 88,62 [ \cup ] 89,64; 100,00]$ . Інакше, система хаотична, оскільки  $\lambda_2 > 0$ . Нарешті, показник  $\lambda_5$  (синій колір) також завжди має від'ємне значення (рис. 3.11 (e)).



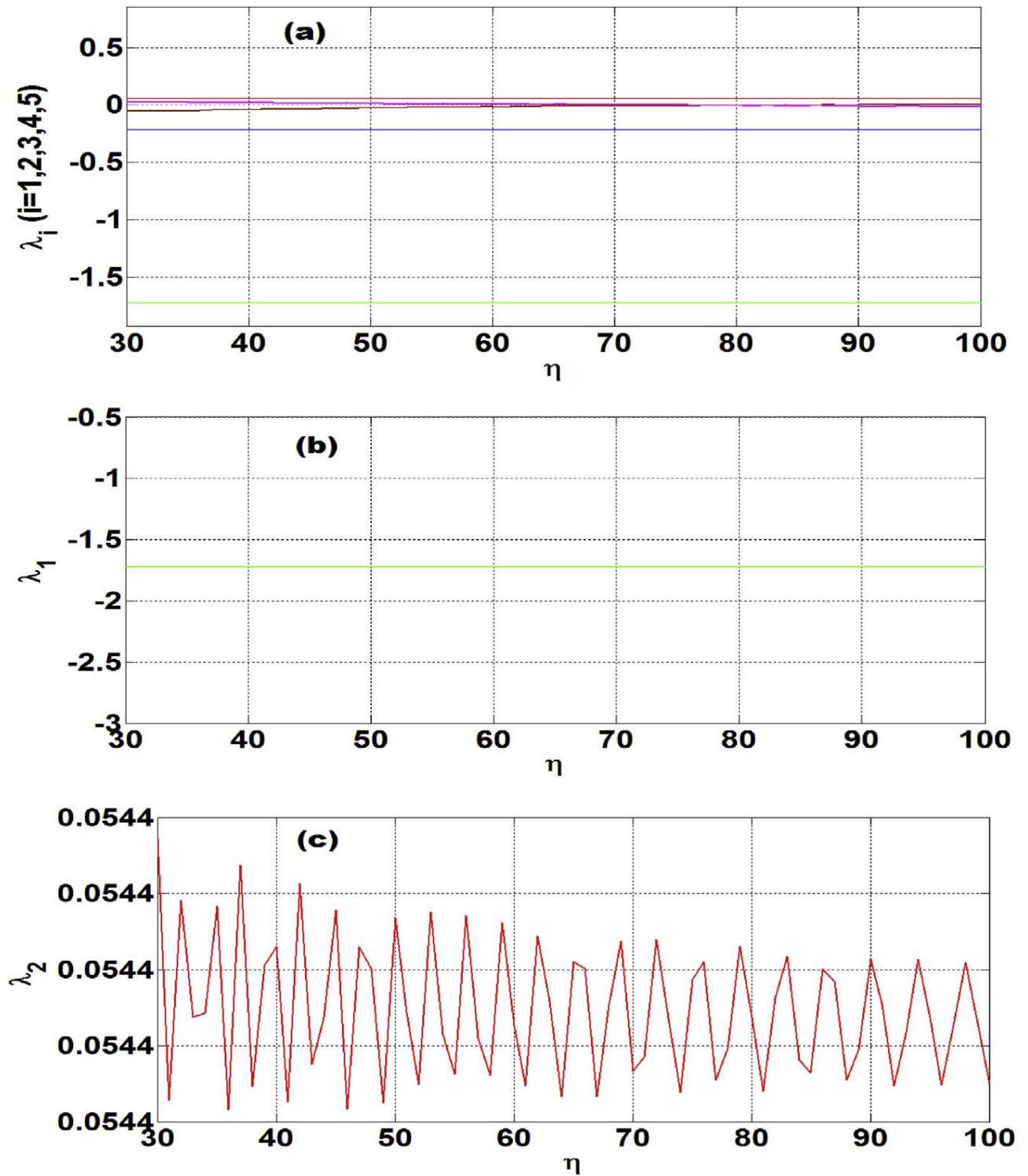
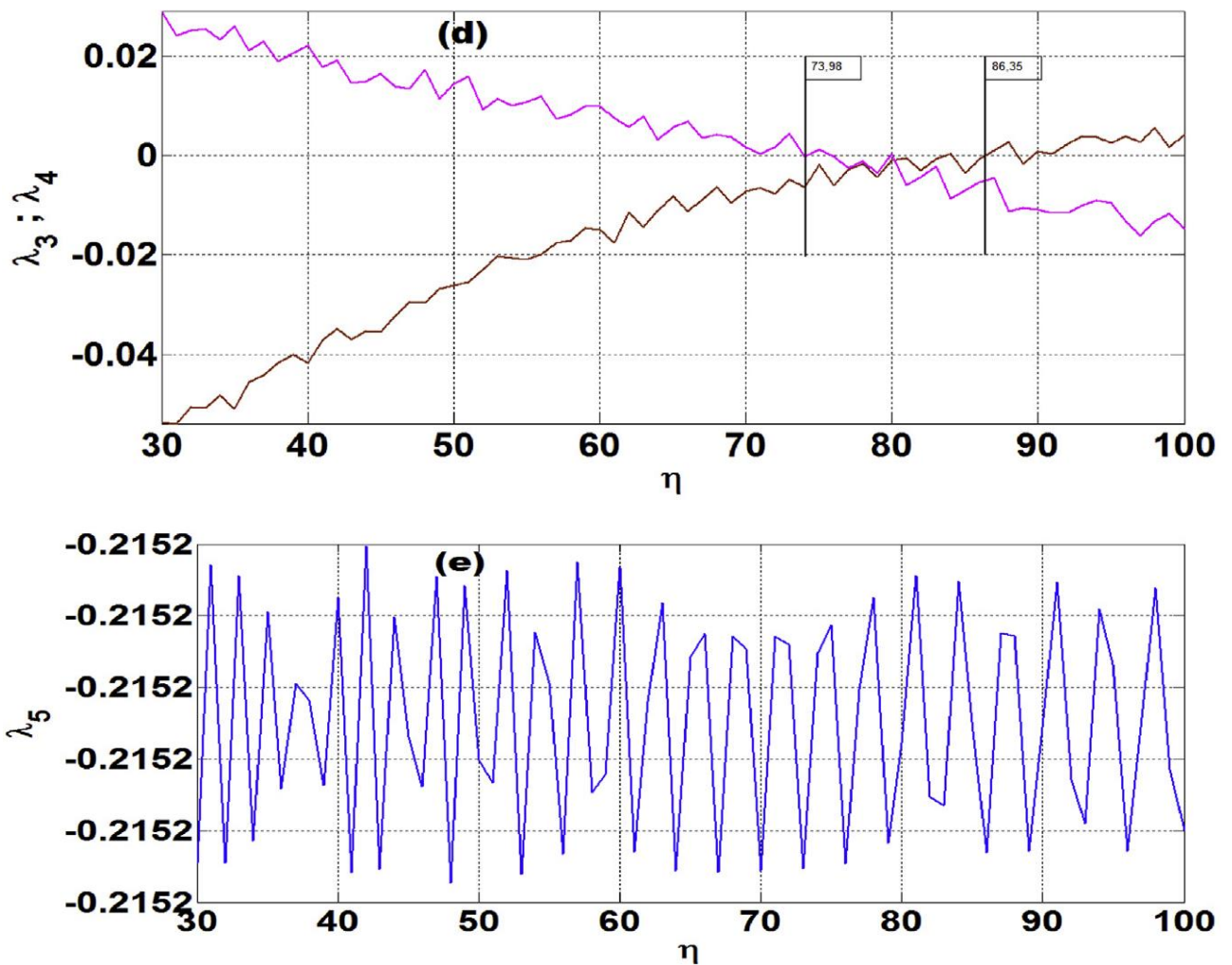


Рисунок 3.11 - (а) Спектр показників Ляпунова для тих же значень керуючого параметра  $30 < \eta < 100$  з початковими умовами  $x_0 = (0,65; 0,75; 0,65; 0,08; 0,08)$ ;  
 (б) Перший односпрямований показник Ляпунова  $\lambda_1 < 0$



Продовження рисунку 3.11 - (с) Другий односпрямований показник Ляпунова  $\lambda_2 > 0$  означає, що система ніколи не буває періодичною; (d) третій і четвертий односпрямовані показники Ляпунова змінюються від додатніх до від'ємних, визначаючи гіперхаотичні зони 1 і 2 типу, і діапазон хаотичних коливань; (е) п'ятий односпрямований показник Ляпунова  $\lambda_5 < 0$

На рис. 3.12 показані хаотичні і гіперхаотичні області типу 1 і 2 по значенням, узятим  $\eta$ , і за знаком  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$  і  $\lambda_4$ .

Як видно з рисунок 3.12 підтверджує, що високочастотний генератор Колпітца генерує гіперхаотичні коливання, так як він має як мінімум два додатні показники Ляпунова експонента, за винятком діапазону чисто хаотичних коливань і двох від'ємних показників Ляпунова. Є також нульові зони перетину  $\lambda_3$  і  $\lambda_4$ . Більш того, сума всіх показників Ляпунова експонентів завжди від'ємна незалежно від значення  $\eta$ . Аналогічно для деяких значень контрольного парамет-

ра  $\eta$ , взятих в діапазоні гіперхаотичних коливань, на (рис. 3.13 для деяких обраних точок цих зон зображено розділи карти Пуанкаре і відповідні фазові портрети динамічної системи (3.4).

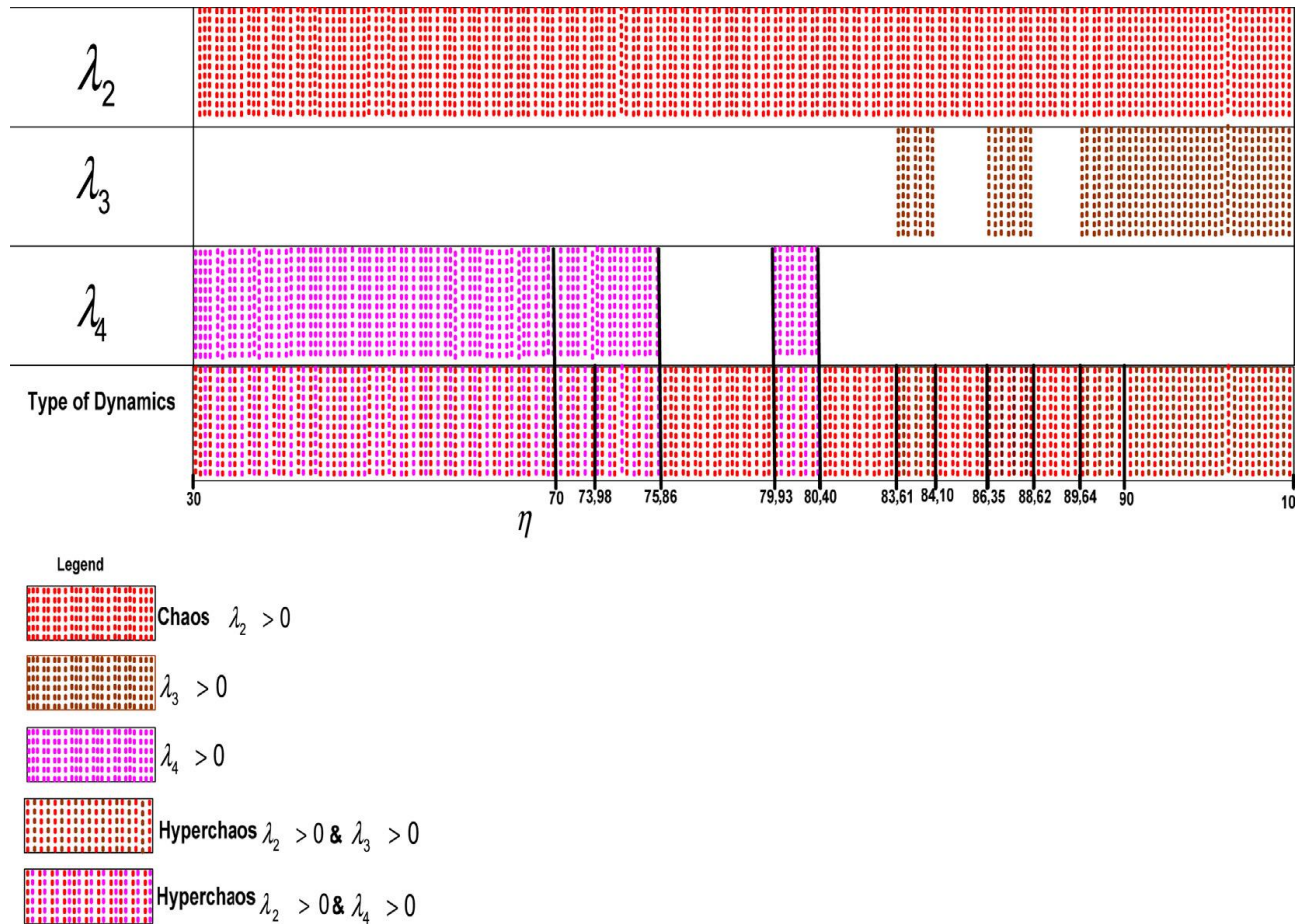


Рисунок 3.12 – Хаотичні ( $\lambda_2 > 0$ , червоний колір) і гіперхаотичні типи 1 ( $\lambda_2 > 0$  і  $\lambda_3 > 0$ , червоний і коричневий колір) і 2 ( $\lambda_2 > 0$  і  $\lambda_4 > 0$ , червоний та фіолетовий колір) регіони

Для деяких обраних значень контрольного параметра у хаотичних ділянках (рис. 3.13 (a) і (b)) відповідно гіперхаотичних ділянок (рис. 3.13 (c) - (f)) представлено фазові діаграми і відповідні карти Пуанкаре, все що моделюється при однакових початкових умовах і параметрах, за винятком контрольного параметра, який змінюється в діапазоні  $30 < \eta < 100$ .

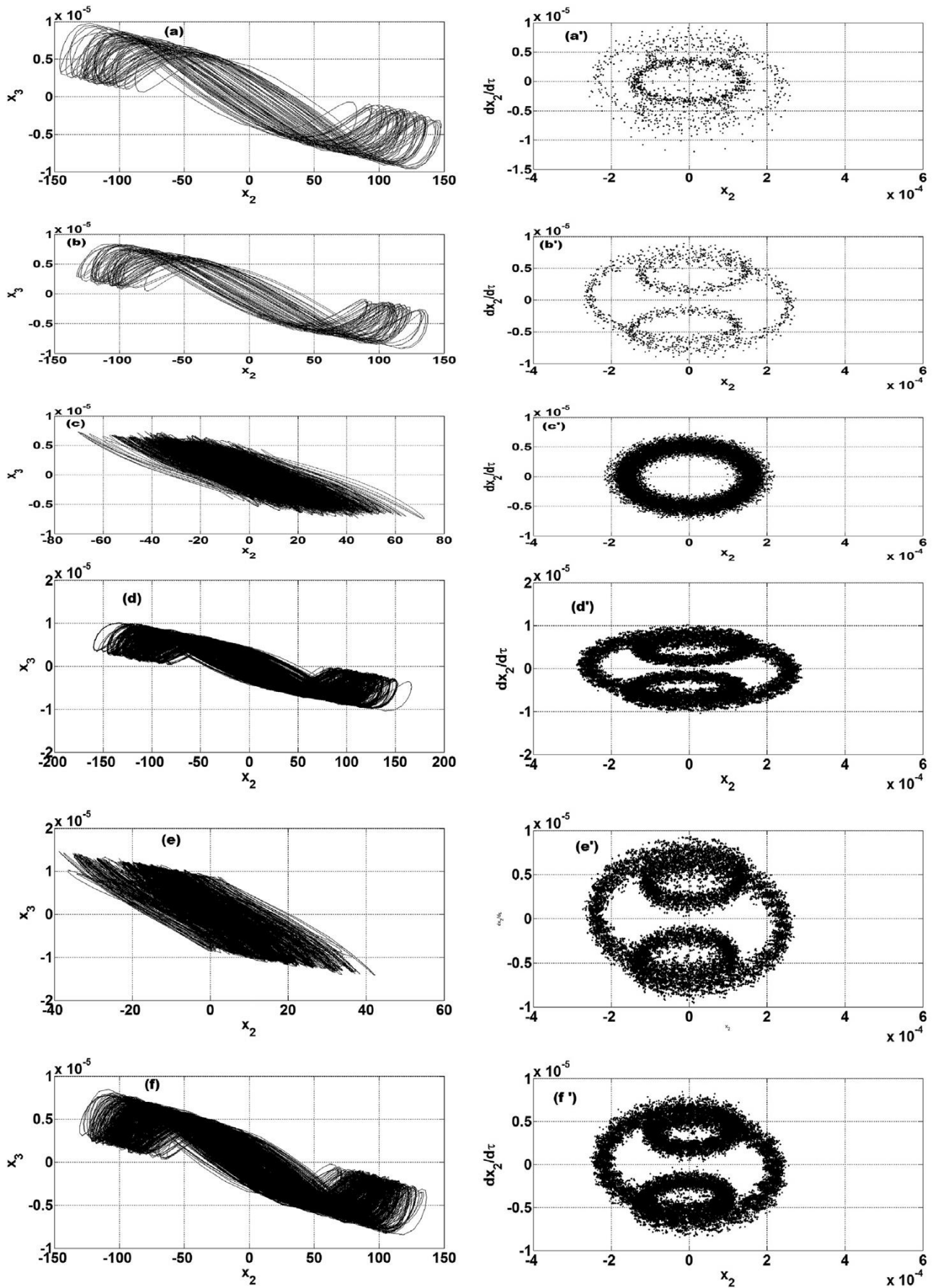


Рисунок 3.13 – Графіки фазових портретів  $x_3 = f(x_2)$  (ліворуч) і відповідні перерізи карти Пуанкаре  $dx_2/dt = f(x_2)$  (праворуч) (a-a') і (b-b')

На рис. 3.13 представлення графіків фазових портретів  $x_3 = f(x_2)$  (ліворуч) і відповідні перерізи карти Пуанкаре  $dx_2/dt = f(x_2)$  (праворуч) (a-a') і (b-b') є сигнатурою хаосу для  $\eta = 78,75$  (еквівалентно  $C1 = 97,68$  нФ), відповідно  $\eta = 85$  ( $C1 = 90,49$  нФ); (c-c') і (d-d') позначають гіперхаос типу 1 для  $\eta = 50$  (або  $C1 = 153,84$  нФ), відповідно  $\eta = 80$  (або  $C1 = 96,1$  нФ); (e-e') і (f-f') позначають гіперхаос типу 2 для  $\eta = 84,06$  (або  $C1 = 91,5$  нФ) і  $\eta = 95$  (або  $C1 = 80,9$  нФ), відповідно.

### 3.4.3. Результати математичного Pspice моделювання

Для моделювання у Pspice було обрано модель ОП UA741 та зміщено її постійною напругою  $VCC = 15$  В. Значення інших компонентів схеми були такими:  $L1 = 1$  мГн;  $C1 = 99,25$  нФ,  $C2 = 340$  нФ. Отриманий хаотичний аттрактор подано на рис. 3.14.

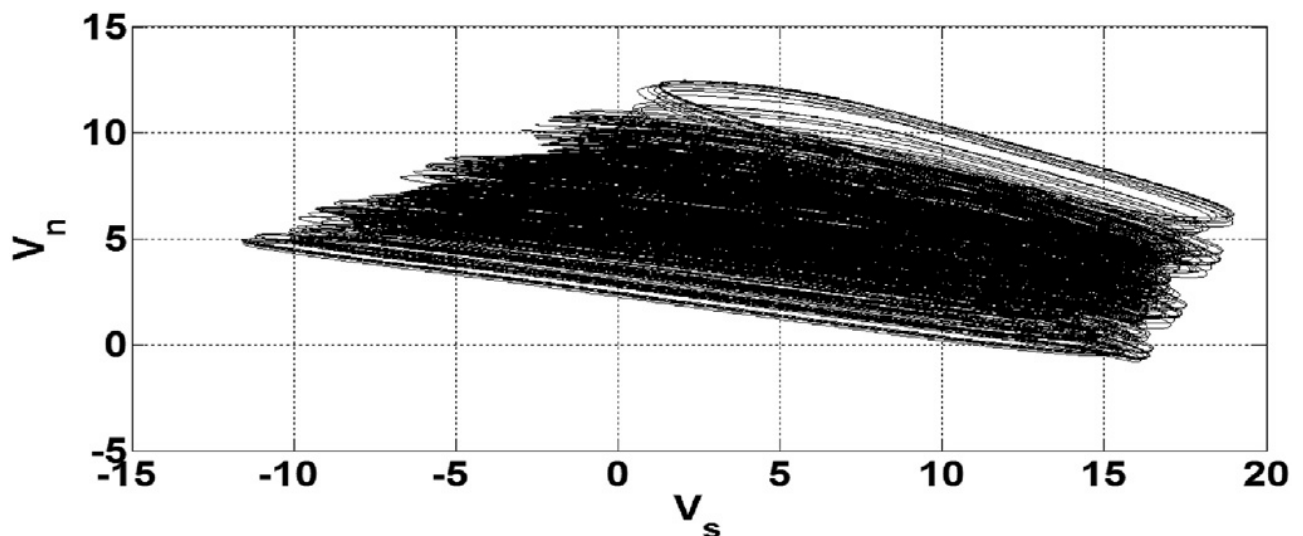


Рисунок 3.14 – Хаотичний аттрактор, отриманий за допомогою симулятора P-Spice. Напруга на інверсному вході ( $V_n$ ) представлена як функція вихідної напруги ( $V_s$ ) операційного підсилювача для  $L1 = 1$  мГн;  $C1 = 99,25$  нФ ( $\eta = 77,50$ ),  
 $C2 = 340$  нФ

Змінивши значення керуючого елемента на  $C1 = 91,5$  нФ і зберігши попередні значення для інших компонентів, система перейшла в режим гіперхаотичних коливань, що характеризуються атрактором, зображеним на рис. 3.15.

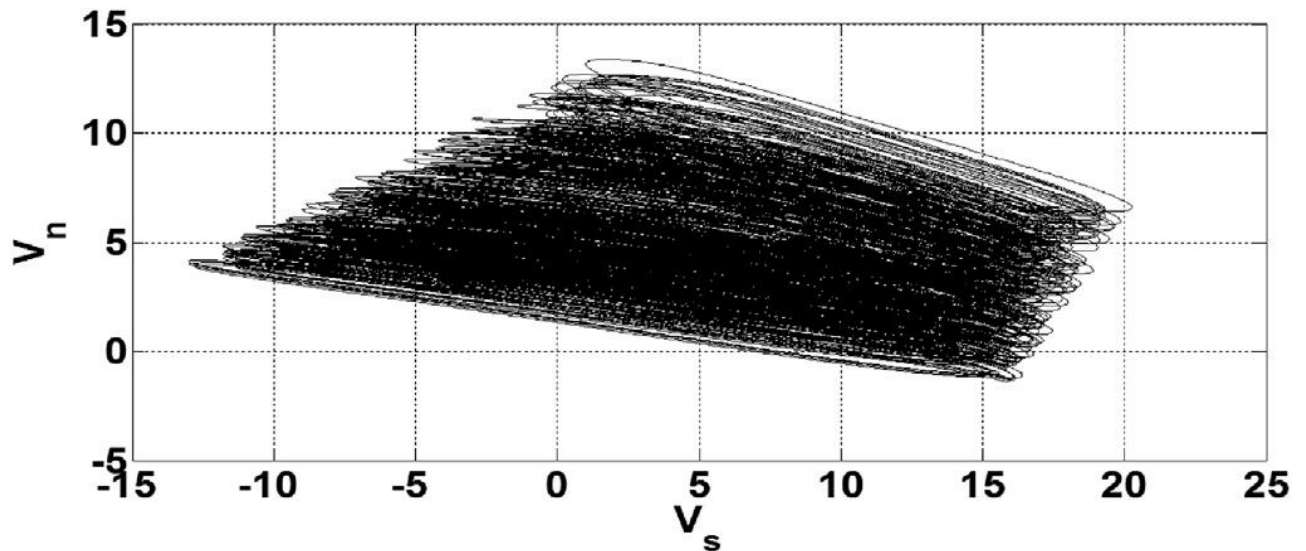


Рисунок 3.15– Гіперхаотичний атрактор, отриманий за допомогою симулятора P-Spice. Напряга на інверсному вході представлена як функція вихідної напруги операційного підсилювача при  $L1 = 1$  мГн;  $C1 = 91,5$  нФ ( $\eta = 84,06$ ),  $C2 = 340$  нФ

Рис. 3.14 і рис. 3.15 підтверджують, що дійсно існує співіснування хаотичних і гіперхаотичних коливань в сучасному мікрохвильовому генераторі.

#### 3.4.3. Результати експериментальних досліджень

В ході експериментальних досліджень було застосовано операційний підсилювач загального призначення типу UA741 зі зміщенням при  $VCC = 15$  В, компоненти для резонатора:  $L1 = 2$  мГн;  $10$  нФ  $< C1 < 410$  нФ;  $C2 = 410$  нФ. Отриманий хаотичний атрактор представлений на рис. 3.16.

Збільшення величини зовнішнього конденсатора до  $C1 = 120$  нФ призвело до гіперхаосу, рис. 3.17. Зауважимо, що параметр керування  $\eta$  залежить від конденсатора  $C1$ , і що хаос і гіперхаос виникають з теоритично прогнозованих діапазонів параметрів.

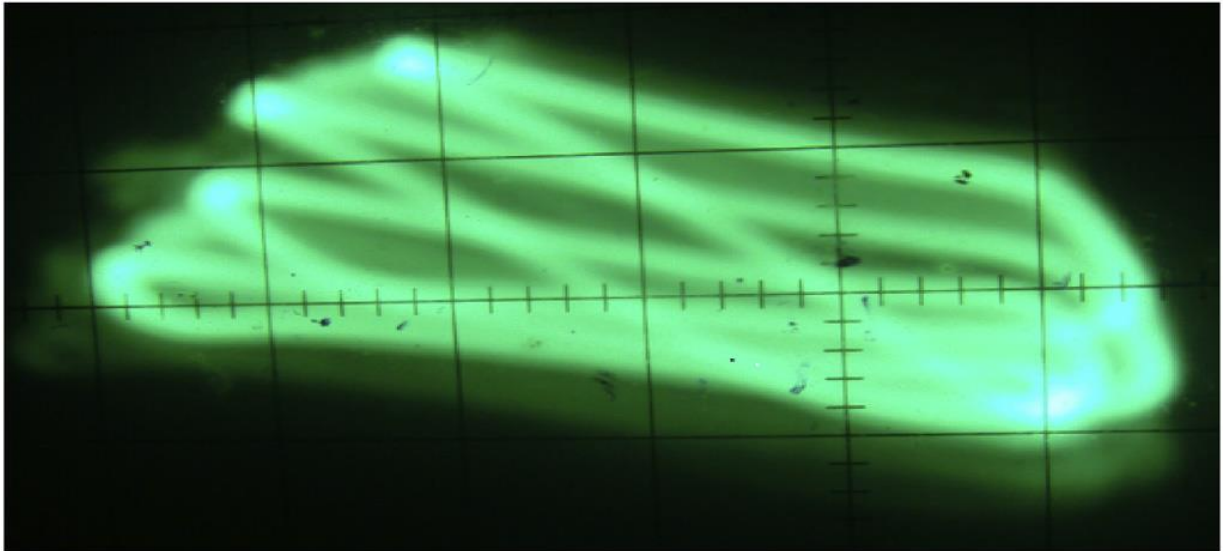


Рисунок 3.16 – Хаотичний атрактор нового генератора Колпітца; напруга на неінверсному вході ( $V_n$ ) представлена як функція вихідної напруги ( $V_s$ ) з (X: 0.2 В/поділ, Y: 0.5 В/поділ). Використовується операційний підсилювач типу UA741, зміщений з напругою 15В постійного струму і значеннями компонентів контуру  $L1 = 2$  мГн;  $C1 = 92$  нФ ( $\eta = 83,6$ );  $C2 = 410$  нФ

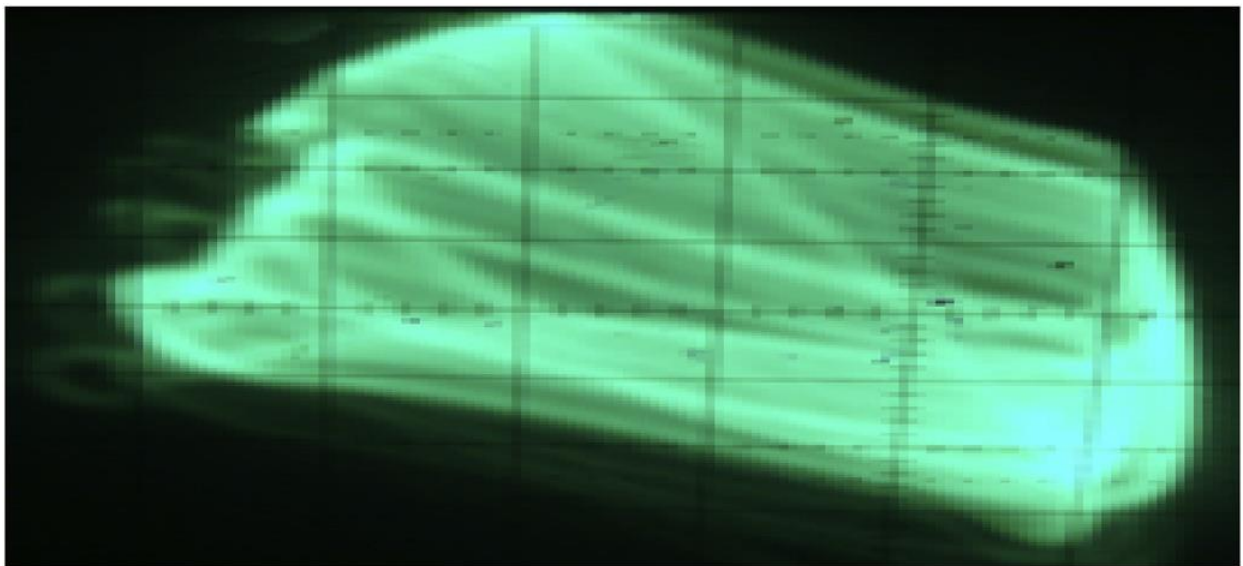


Рисунок 3.17 – Гіперхаотичний атрактор нового генератора Колпітца; напруга на неінверсному вході ( $V_n$ ) представлена як функція вихідної напруги ( $V_s$ ) з (X: 0.2 В/поділ, Y: 0.5 В/поділ). Використовується операційний підсилювач типу UA741, зміщений з напругою 15 В постійного струму і значеннями компонентів контура  $L1 = 2$  мГн;  $C1 = 120$  нФ ( $\eta = 64,1$ );  $C2 = 410$  нФ. Це відповідає гіперхаотичному атрактору 1-го типу, де  $\lambda_2 > 0$  і  $\lambda_3 > 0$

### 3.5 Висновки до розділу

Розглянута у даному розділі найпростіша схема Колпітца на основі оптичного підсилювача описана асиметричною системою і зображує складну динаміку, таку як бістабільність, яка зазвичай спостерігається в більш складних системах [202]. На відміну від схеми, описаної в роботі [202], [178], що демонструє тільки хаотичні сигнали, в даному генераторі спостерігається співіснування як хаотичних, так і гіперхаотичних коливань. Особливістю генератора є його нелінійний підсилювач, який цілком відрізняється від всіх інших моделей, що зустрічаються в літературі. В основному, існуючі моделі роблять акцент на негативному опорі внесеної нелінійності в контур зворотного зв'язку. Цей простий генератор (з точки зору кількості компонентів) демонструє динаміку, яка раніше вважалася сумнівною. Крім того, можна відзначити, що при наявності високих частот і сильно нелінійних сигналів, універсальний ОП з характеристиками зворотного зв'язку по напрузі (VFA) може поводитися, яке ОП зі зворотним зв'язком по струму (CFA).

Схема має хороші характеристики такими як хаос, гіпер-хаос і бістабільність, що вимагаються від генераторів, застосовуваних для забезпечення безпеки інформації в телекомунікаціях. Завдяки її простоті, реалізація для інженерних додатків не повинна викликати жодних складнощів. Крім того, вона підтверджує високочастотну модель генератора загального призначення на ОП, недавно запропоновану у [192].



## 4 РЕЗУЛЬТАТИ КОМП'ЮТЕРНОГО СХЕМОТЕХНІЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

У даній розробляється адаптивний контролер заднього ходу для антисинхронізації ідентичних хаотичних систем WINDMI з невідомими параметрами. Хаотичні системи WINDMI і моделі, що описують потік енергії, що проходить через сонячну систему розглянуто у [161].

Для встановлення основного результату адаптивного контролера заднього ходу для антисинхронізації ідентичних WINDMI хаотичних систем з невідомими параметрами застосуємо теорію стабільності Ляпунова. Для підтвердження та ілюстрації основних результатів проведемо моделювання у програмі MATLAB. Також, необхідно детально розглянути реалізацію SPICE адаптивного контролера заднього ходу, запропонованого в даній роботі для антисинхронізації ідентичних хаотичних систем WINDMI з невідомими параметрами.

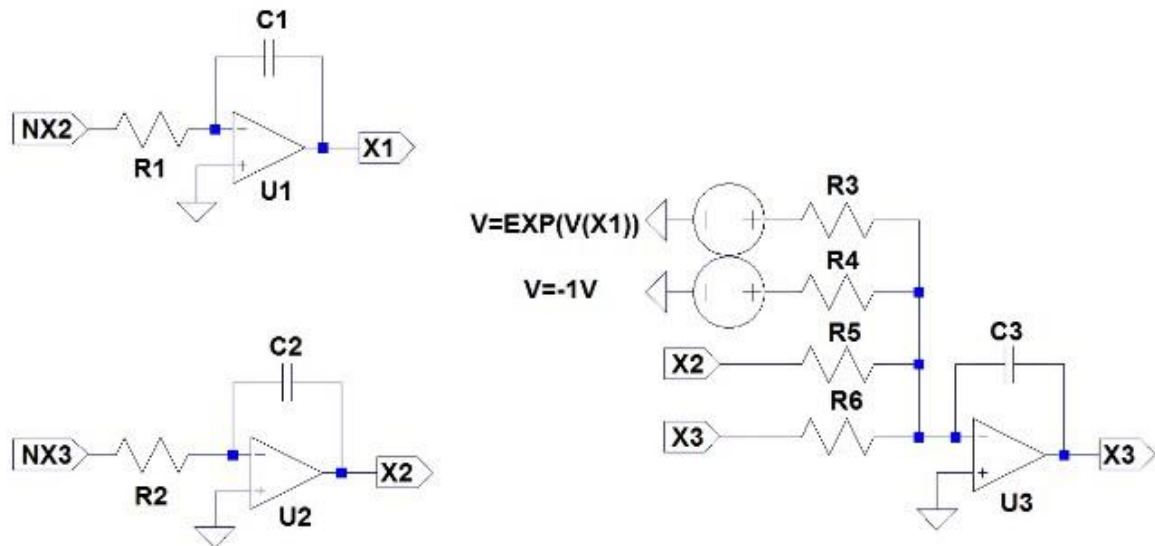


Рисунок 4.1 – LTSpice схема для головної системи

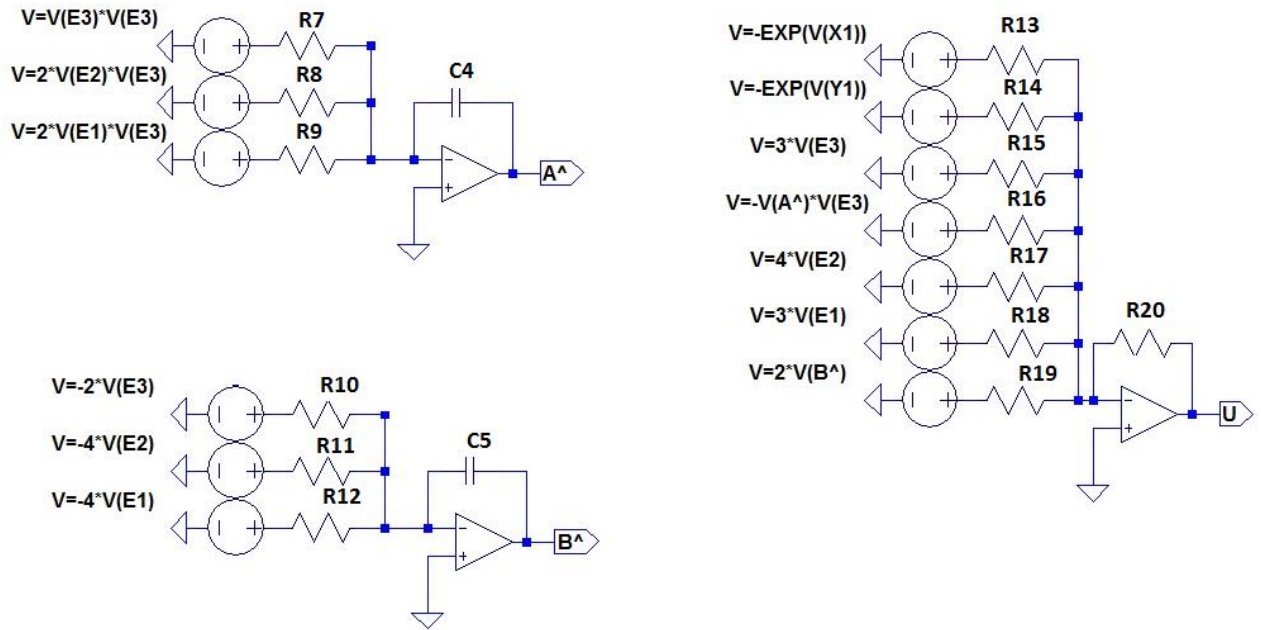
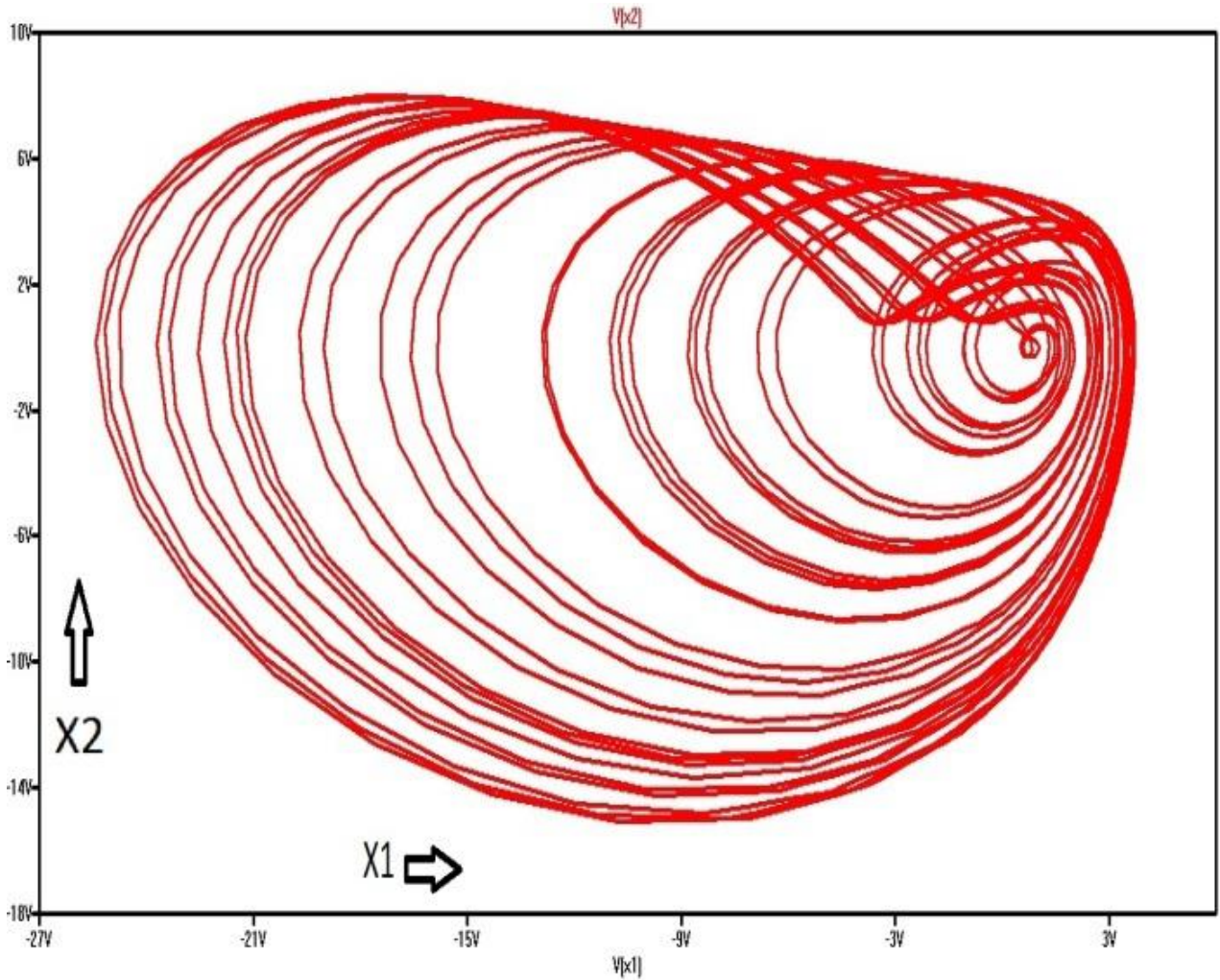


Рисунок 4.2 – Схема LTSpice для схеми управління

Рисунок 4.3 – Фазовий портрет генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів у площині нормованих змінних  $x_1$ - $x_2$

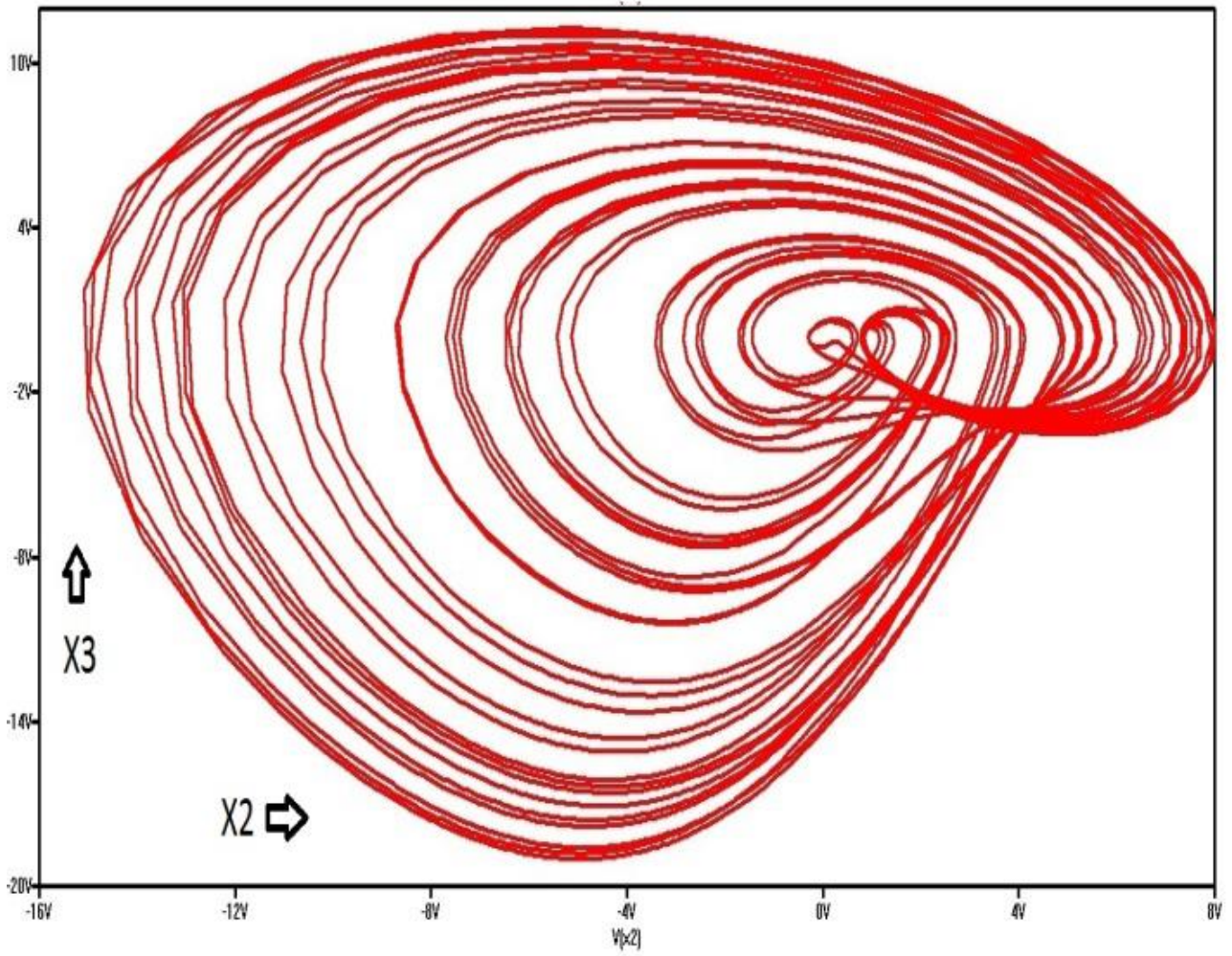


Рисунок 4.4 – Фазовий портрет генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів у площині нормованих змінних  $x_2$ - $x_3$

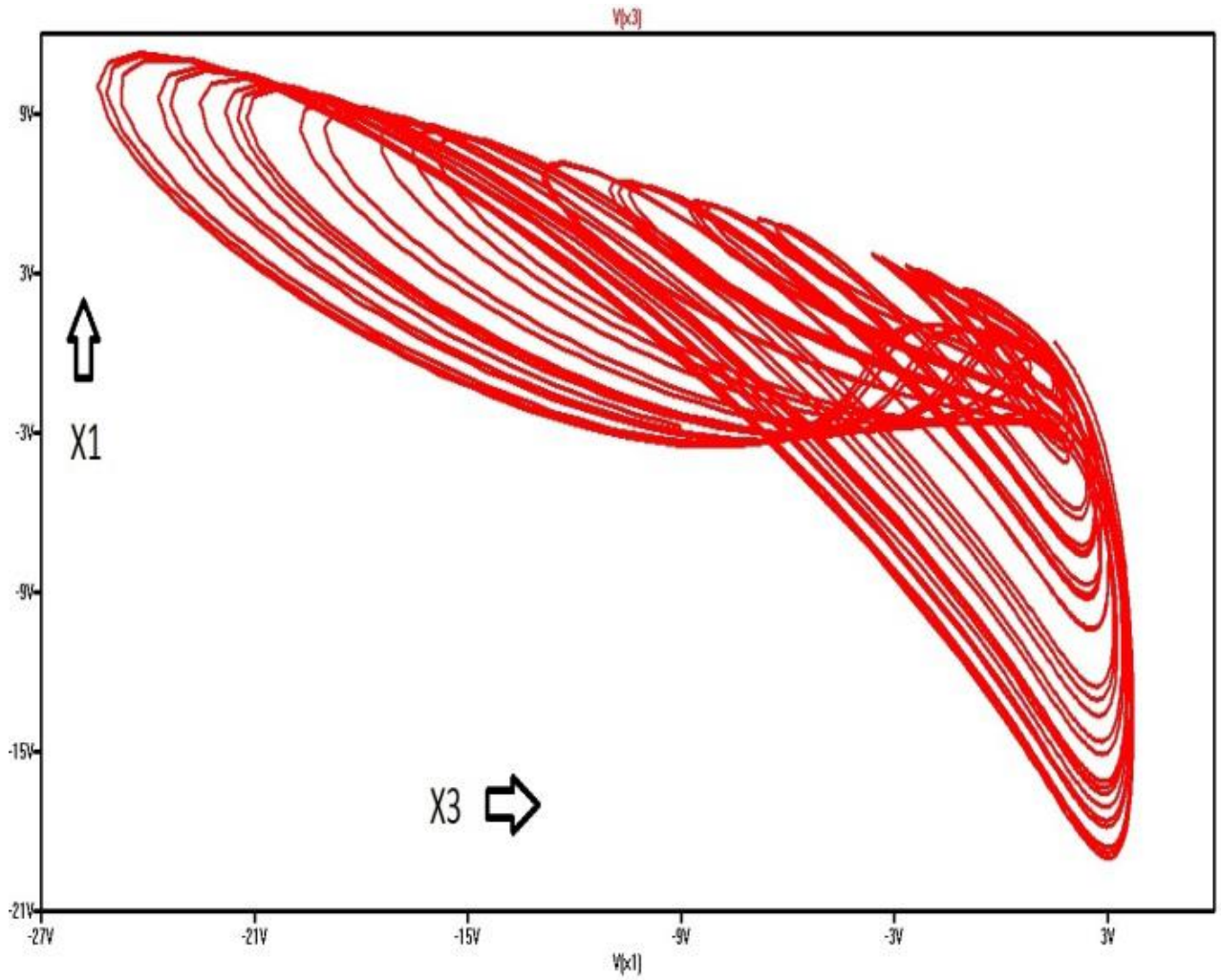


Рисунок 4.5 – Фазовий портрет генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів у площині нормованих змінних  $x_3$ - $x_1$

## **5 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ ТОПОЛОГІЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ СІМЕЙСТВА КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

5.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу [210].

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 [210].

Оцінювання комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів заносимо до таблиці 5.1.

За даними таблиці 5.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.2.

Таблиця 5.1 - Результати оцінювання комерційного успіху дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Критерії	Експерти		
	Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	2
2	3	3	3
3	4	2	3
4	3	2	2
5	2	2	2
6	3	3	2
7	2	2	3
8	2	3	2
9	3	3	3
10	3	3	2
11	3	3	2
12	2	2	2
Сума балів	32	30	28
Середньоарифметична сума балів, СБ	30		

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

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

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашої дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів – середній [210].

## 5.2 Визначення рівня якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Оцінювання рівня якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів 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 [211].

Абсолютний рівень якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Основні параметри дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Коефіцієнт нелінійних спотворень			2	0,2
Час напрацювання на відмову			2	0,1
Діапазон робочих частот		3		0,5
Амплітуда вихідного сигналу		3		0,1
Час готовності до роботи	4			0,1

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

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{н_i} \cdot a_i, \quad (5.1)$$

де  $P_{н_i}$  – 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) [211].

Отже, абсолютний рівень якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів становитиме – 2,8 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпі-



тца на основі операційних підсилювачів, що виробляється (проектується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 5.4).

Таблиця 5.4 – Основні параметри дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %	0,1	0,1	1,0	0,2
Час напрацювання на відмову, годин	3000	4000	1,3333	0,1
Діапазон робочих частот, Гц	$10 \dots 10^7$	$0,1 \dots 10^7$	100	0,5
Максимальна амплітуда вихідного сигналу, В	15	20	1,3333	0,1
Час готовності до роботи, с	10	5	2	0,1

Для дипломного проектування було отримано завдання дослідити топологічні та динамічні особливості сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. Вони будуть покладені в основу виготовлення нового класу генераторів електричних коливань, які будуть орієнтовані на роботу в метрологічних радіовимірювальних системах. Одним з основних параметрів генератора є стабільність частоти генерації, яка буває короткочасною та довготривалою. Принцип роботи будь-якого генератора оснований на використанні принципу позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ). Для стаціонарного режиму роботи генератора необхідними є виконання двох умов: балансу фаз та балансу амплітуд. Крім того, в генераторі мають бути забезпечені відповідні регулювання частоти та амплітуди вихідного стабільного сигналу. Тому

для будь-якого генератора принципово важливим є точна установка амплітуди та частоти генерованого коливання [212].

Прилади даного класу користуються значним попитом як на українському ринку, так і за кордоном. Вихідні дані для проектування наведені в технічному завданні на дипломне проектування.

Радіотехнічні пристрої, які дозволяють отримувати на виході сигнал заданої форми з високою стабільністю частоти та амплітуди коливань, називають генераторами стандартних сигналів. Відомий цілий ряд принципів побудови та схем вимірювальних генераторів, які реалізують як аналогові, так і цифрові методи генерації сигналів. Однак всі відомі на даний час методи генерування сигналів мають ряд недоліків:

- складність конструкції;
- труднощі при налаштуванні;
- незначну точність встановлення частоти, що залежить від точності налаштування вузлів приладу;
- порівняно малий динамічний діапазон вихідних напруг;
- вузький діапазон генерованих частот;
- значний час готовності до роботи;
- вузький спектр форм генерованих сигналів.

Основною проблемою при розробці та проектуванні сучасних генераторів імпульсних сигналів є підвищення їх метрологічних характеристик та зменшення до мінімуму габаритних розмірів та ваги.

Представлені на українському ринку генератори імпульсних сигналів заводного виробництва та виробництва країн СНД мають ряд недоліків:

- велика вага;
- наявність завад, частота яких кратна частоті мережі, тобто частоті 50 Гц;
- порівняно великі габаритні розміри;
- значна споживана потужність;
- порівняно висока вартість пристроїв;
- складність конструкції та невисокий рівень надійності;

–низький рівень ремонтпридатності.

Таким чином, відомі діапазонні генератори електричних коливань мають ряд суттєвих недоліків, отже постає потреба в розробці вітчизняного обладнання, що має кращі технічні характеристики, виробництво якого створить нові робочі місця та принесе українським підприємствам прибутки.

Відносний рівень якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів визначаємо за формулою [213]

$$K_{я.в.} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (5.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів становитиме – 50,6. Це означає, що наша розробка краща за якістю в 50 разів від аналога.

5.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

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 [214].

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %	0,1	0,1	1,0	0,2
Час напрацювання на відмову, годин	3000	4000	1,3333	0,1
Діапазон робочих частот, Гц	$10 \dots 10^7$	$0,1 \dots 10^7$	100	0,5
Максимальна амплітуда вихідного сигналу, В	15	20	1,3333	0,1
Час готовності до роботи, с	10	5	2	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	8560	4800	0,56	-

Загальний показник конкурентоспроможності розробки (К) з урахуванням вищезазначених груп показників визначаємо за формулою [214]

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{50,6}{0,56} = 90,4, \quad (5.3)$$

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

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Hei}}{P_{Bei}} = \frac{4800}{8560} = 0,56, \quad (5.4)$$

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

#### 5.4 Висновки до 5-го розділу

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 90,4. Це означає, що наша дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів більш конкурентна в 90 разів від товару-аналога.

## 6 ПРОГНОЗУВАННЯ ВИТРАТ НА ВИКОНАННЯ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ, ДОСЛІДНО-КОНСТРУКТОРСЬКОЇ ТА КОНСТРУКТОРСЬКО-ТЕХНОЛОГІЧНОЇ РОБОТИ

6.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників)  $Z_o$ , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери [210]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (6.1)$$

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

У 2020 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць;  $T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p = (21...23)$  дні;  $t$  – число робочих днів роботи розробника (дослідника). Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	6570	298,65	20	5973
Інженер-системотехнік	6060	275,45	11	3030
Інженер-конструктор	5205	236,60	3	710
Технік	4800	218	2	436
Лаборант	4723	215	5	1075
Всього:				11224

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 [210]

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (6.2)$$

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 [210]

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (6.3)$$

де  $M_m$  – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2020 році мінімальна заробітна плата становить – 4723 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 6.2.

Таблиця 6.2 - Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників

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

Таблиця 6.3 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Роботи по виготовленню друкованої плати	5	10	49	1,82	245
Роботи по виготовленню корпусу	6	8	44	1,64	264
Гальванічні	1	3	31,7	1,18	31,7
Монтажні	5	3	31,7	1,18	158,5
Збірні	1	3	31,7	1,18	31,7
Налагоджувальні	8	11	51,3	1,91	410,4
Випробувальні	3	5	36,5	1,36	109,5
Всього					1250,8

Додаткова заробітна плата  $Z_d$  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

$$Z_d = 0,1(Z_p + Z_o) [\text{грн}], \quad (6.4)$$

$$Z_d = 0,1(11224 + 1250,8) = 1247,5 (\text{грн}),$$

Нарахування на заробітну плату  $N_{zp}$  розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою: де  $Z_o$  – основна заробітна плата розробників, грн.;  $Z_p$  – основна заробітна плата робітників, грн.;  $Z_d$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;  $\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$N_{zp} = 0,22(Z_p + Z_o + Z_d) [\text{грн}], \quad (6.5)$$

$$N_{zp} = 0,22(11224 + 1250,8 + 1247,5) = 3019 (\text{грн}).$$



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

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

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

Таблиця 6.4 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК + панель оператора	22800	40	3	2280
Приміщення для дипломного проектування	15000	5	2	125
Оренда	30000	5	3	375
Приміщення обчислювального центру	18000	5	3	225
Всього	3005			

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

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ [грн.]},$$

де  $H_i$  – 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 6.5 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Флюс ФКСН	27	0,06	1,62
Припій ПОС-61	54	0,2	10,8
Спирт	108	0,06	6,48
Дріт монтажний	8,7	0,09	0,78
Бензосуміш	21	0,08	1,68
Лак	96	0,065	6,24
Склотекстоліт СФ-2Н-35	51,6	0,14	7,22
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		40,1	

Витрати на комплектуючі  $K$ , що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою [210]

$$K = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ [Грн]},$$

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

Таблиця 6.6 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Корпус	1	48	48
Кнопкова панель	1	3	3
Гвинти	8	1,5	12
Роз'єми	4	4,8	19,2
Трансформатор	1	53	53
Радіатор	4	24	96
Діоди	4	8	32
Операційний підсилювач	6	34	204
Конденсатори	18	1,15	20,7
Резистори постійні	28	0,4	11,2
Резистори змінні	8	2,3	18,4
Вставка плавка	1	2,0	2
Вилка	1	3,5	3,5
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		601,45	

Витрати на силову електроенергію  $Ve$ , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою [211]

$$Ve = B \cdot P \cdot \Phi \cdot Kp \text{ [грн]},$$

$B$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2020 р.  $B \approx 1,68$  грн./кВт;  $P$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,  $Kp$  – коефіцієнт використання потужності;  $Kp < 1$ .

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт використання потужності -0,9.

$$Ve=529,2 \text{ (грн)}.$$

Інші витрати  $V_{in}$  охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основ-

них засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

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

$$I_v = 1 \cdot (Z_o + Z_p) \text{ [грн]}, \quad (6.6)$$

$$I_v = 1 \cdot (11224 + 1250,8) = 12474,8 \text{ (грн)}.$$

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

$$V = 33391,85 \text{ (грн)}.$$

Розрахунок загальних витрат на дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за  $V_{zag}$  формулою

$$V_{zag} = \frac{I_v}{\alpha} \text{ [грн.]}, \quad (6.7)$$

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

$$V_{zag} = \frac{12474,8}{0,9} = 13861 \text{ (грн)}.$$

6.2 Прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Прогнозування загальних витрат  $ZB$  на виконання та впровадження дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів здійснюється за формулою [212]

$$ZB = \frac{V_{заг}}{\beta} \text{ [грн.]}, \quad (6.8)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

$$ZB = \frac{13861}{0,5} = 27722 \text{ (грн).}$$

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, тому  $\beta \approx 0,1$ ; 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 дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Величина зростання ціни реалізації дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, грн. – 3760 грн.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою [213]

$$\Delta \Pi_i = \sum_1^n (\Delta \text{Ц}0 \cdot N + \text{Ц}0 \cdot \Delta N) i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (6.9)$$

де  $\Delta \Pi_0$  – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;  $N$  – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;  $\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;  $\text{Ц}0$  – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;  $n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2020 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2021 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 2020 році – 21%.

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

$$\Delta \Pi_1 = 6766 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = 38444 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = 38866 \text{ грн.}$$

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

6.4.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напруженою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Для цього користуються формулою:

$$E_{abc} = (ПП - PV), \quad (6.10)$$

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 [213]

$$ПП = \sum_1^m \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (6.11)$$

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”.

$$\begin{aligned} \text{ПП} &= 50425 \text{ [грн.]}, \\ E_{abc} &= 50425 - 27722 = 22703 \text{ (грн)}. \end{aligned}$$

Оскільки  $E_{abc} > 0$ , 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 дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

6.4.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Для цього користуються формулою [213]

$$E_v = \sqrt[t]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (6.12)$$

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

$$E_v = 0,22.$$

Далі, розрахована величина  $E_v$  порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює [214]

$$\tau = d + f, \quad (6.13)$$



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.

$$E\vartheta = 0,22 \geq \tau = 0,14 + 0,05 = 0,19.$$

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

6.4.3 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукове дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напруженою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій  $T_{ок}$  можна розрахувати за формулою [214]

$$T_{ок} = \frac{1}{E\vartheta} \text{ [років]},$$

$$T_{ок} = \frac{1}{0,22} = 4,5 \text{ [років]}. \quad (6.14)$$

Оскільки  $T_{ок} < 3...5$ -ти років, то фінансування даного наукового дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напруженою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів є доцільним.

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

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

#### **7.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони**

Захист працюючих під час трудового процесу від небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що справляють негативний вплив на здоров'я, життя та працездатність людини, забезпечення належних умов праці є основними завданнями охорони праці, як складової безпеки життєдіяльності.

В цьому розділі проводиться розгляд шкідливих, небезпечних [215] та уражаючих для людини та навколишнього середовища факторів, що утворюються під час проведення дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. В ньому висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів захисного занулення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

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

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

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

У відповідності із [216] допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені в таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату

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

При опроміненні менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м<sup>2</sup>.

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підпадає під систематичний контроль для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [218]

Назва шкідливої 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

При роботі з ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які містяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів мають відповідати [218] і наведені у таблиці 7.3.

Для забезпечення нормованих показників мікроклімату і складу повітря робочої зони запропоновано:

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

2) застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

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

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
позитивний	400	1500-3000	50000
негативний	600	3000-5000	50000

### 7.2.2 Виробниче освітлення

Для забезпечення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях значні вимоги пред'являються до кількісних та якісних параметрів освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керування напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, відповідно до [217] знаходимо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *в*.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в таблиці 7.4.

Таблиця 7.4 – Нормовані значення КПО та 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 для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	<i>в</i>	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Оскільки приміщення знаходиться у м. Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а світлові проєми розташовані за азимутом  $0^\circ$ , то для таких умов КЕО визначатиметься за виразом [217, 218]

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

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

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – номер групи забезпеченості природним світлом.

Підставляючи відомі значення одержимо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

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

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

Для встановлення нормованих значень параметрів освітлення запропоновано:

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

2) використання штучного освітлення у темну пору доби.

### 7.2.3 Виробничі віброакустичні коливання

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

Визначено, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генера-

торів Колпітца на основі операційних підсилювачів може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється рухомими елементами ЕОМ.

З метою запобігання травмуванню працюючих під дією шуму він підпадає під нормування. Головним нормативом з питань промислового шуму, діючим в нашій країні, є [219], згідно з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у промислових приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, що наведено у таблиці 7.5. Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 7.6 для локальної вібрації.

Таблиця 7.5 – Допустимі рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

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

Таблиця 7.6 – Нормовані рівні вібрації [220]

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

З метою поліпшення віброакустичного клімату у приміщенні передбачено:

1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;

2) передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

## 7.2.4 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 5 см 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 [228].

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

## 7.3 Промислова та пожежна безпека 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.

### 7.3.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом зобов'язані розміщатися на відстані не менше ніж 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на віддалі 1 м, одне від одного на відстані не менше ніж 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць потрібно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розташовувати так, щоб природне світло падало на нього збоку, переважно з лівого [221].

Розташовувати відеодисплейний термінал на робочому місці необхідно так, щоб поверхня екрана повинна розташовуватись на відстані 400-700 мм від органів зору користувача. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи має налаштовуватись у діапазоні 680-800 мм. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною не менше ніж 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм та на рівні витягнутої ноги не менше ніж 650 мм [222].

### 7.3.2 Електробезпека

В середині приміщення, в якому здійснюється робота з дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, особливу увагу потрібно надати запобіганню небезпеки ураження електричним струмом. У відповідності до [223] це приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75%) вологості. Через це безпека експлуатації електрообладнання повинна забезпечуватись комплексом заходів, що передбачають застосування ізоляції струмовідних частин, захисних блокувань, захисного заземлення та ін. [224].

Вихідні дані: приміщення має розміри (м):  $20 \times 12 \times 3,2$ . Потужність трансформатора складає 25 кВт, з'єднання трансформатора – трикутником, номінальна потужність електрообладнання  $P = 5$  кВт,  $U_{\phi} = 220$  В.

Перевіряємо умови забезпечення вимикальної спроможності занулення:

$$I_{K3} \geq 3I_{ПЛ.ВСТ}^H \text{ [A];} \quad (7.2)$$

$$I_{K3} = \frac{U_{\phi}}{\frac{Z_T}{3} + Z_{II}} \text{ [A],} \quad (7.3)$$

де  $U_{\phi}$  – фазова напруга, В;

$Z_T, Z_{II}$  – опір трансформатора та петлі фаза-нуль відповідно, Ом.



Опір петлі фаза-нуль визначається за залежністю:

$$Z_{II} = \sqrt{(R_{\phi} + R_H)^2 + (X_{\phi} + X_H + X_1)^2} \text{ [Ом]}, \quad (7.4)$$

де  $R_H, R_{\phi}$  – активний опір нульового та фазового провідника відповідно, Ом;

$X_H, X_{\phi}$  – внутрішній індуктивний опір нульового та фазового провідника відповідно, Ом;

$X_1$  – зовнішній індуктивний опір петлі фаза-нуль, Ом.

Вибираємо опір трансформатора  $Z_T = 0,903$  Ом.

Для розрахунку активних опорів  $R_H, R_{\phi}$  вибираємо перетин, довжину, матеріал нульового та фазового провідників. Опір провідників, виготовлених з кольорових матеріалів, можна визначити за формулою:

$$R = \frac{\rho l}{S} \text{ [Ом]}, \quad (7.5)$$

де  $\rho$  – питомий опір провідника; для міді  $\rho = 0,018$  Ом·мм<sup>2</sup>/м, для алюмінію  $\rho = 0,028$  Ом·мм<sup>2</sup>/м;

$l$  – довжина провідника, м;

$S$  – площа поперечного перетину провідника, мм<sup>2</sup>.

Вибираємо матеріал провідника мідь з  $\rho = 0,018$  Ом·мм<sup>2</sup>/м.

Задаємося довжиною та перетином нульового та фазового провідника  $l_H = 40$  м,

$$S_H = 200 \text{ мм}^2, l_{\phi} = 80 \text{ м}, S_{\phi} = 80 \text{ мм}^2.$$

Отже, активні згідно формули (7.5) опори складають

$$R_H = \frac{0,018 \cdot 40}{200} = 0,004 \text{ (Ом)};$$

$$R_{\phi} = \frac{0,018 \cdot 80}{80} = 0,018 \text{ (Ом)}.$$

Внутрішні індуктивні опори знаходять за формулою:

$$X = X_{\omega} l \text{ [Ом]}, \quad (7.6)$$

де  $X_{\omega}$  – питомий індуктивний опір провідників, Ом/м.

Питомий індуктивний опір провідників визначається в залежності від площі перетину провідників та густини струму.

Густина струму визначається за формулою:

$$\delta = \frac{I_{K3}}{S} \text{ [А/мм}^2\text{]}. \quad (7.7)$$

Для визначення  $I_{K3}$  необхідно знайти номінальний струм плавкої вставки

$$I_{пл.вст}^H = \frac{1000P}{\sqrt{3}U_{\phi}} \text{ [А]}, \quad (7.8)$$

де  $P$  – номінальна потужність електрообладнання, кВт.

Після підстановки відомих значень у формули (7.8, 7.2) отримаємо:

$$I_{пл.вст}^H = \frac{1000 \cdot 5}{\sqrt{3} \cdot 220} = 13,12 \text{ (А)};$$

$$I_{K3} = 3 \cdot 13,12 = 39,36 \text{ (А)}.$$

Знайдемо густини струмів

$$\delta_H = \frac{39,36}{200} = 0,2 \text{ (А/мм}^2\text{)};$$

$$\delta_{\phi} = \frac{39,36}{80} = 0,49 \text{ (А/мм}^2\text{)}.$$

За отриманим значенням знайдемо питомі опори індуктивні опори  $X_{\omega H} = 1,47 \text{ Ом/км}$ ;  $X_{\omega \Phi} = 3,21 \text{ Ом/км}$ .

Визначимо внутрішні індуктивні опори за формулою (7.6)

$$X_H = 1,47 \cdot 40 / 1000 = 0,059 \text{ (Ом)};$$

$$X_{\Phi} = 3,21 \cdot 80 / 1000 = 0,257 \text{ (Ом)}.$$

Зовнішній індуктивний опір петлі фаза-нуль  $X_{\omega l} = 0,6 \text{ Ом/км}$ .

Загальна довжина петлі фаза-нуль  $l_{\Phi H} = 1,5 \cdot 80 = 120 \text{ м}$ .

Після підстановки відомих значень у формули (7.6, 7.4, 7.3) отримаємо

$$X_l = 0,6 \cdot 120 / 1000 = 0,072 \text{ (Ом)};$$

$$Z_n = \sqrt{(0,018 + 0,004)^2 + (0,257 + 0,059 + 0,072)^2} = 0,389 \text{ (Ом)};$$

$$I_{K3} = \frac{220}{\frac{0,903}{3} + 0,389} = 318,8 \text{ (А)}.$$

Здійснимо перевірку умови надійного спрацювання занулення

$$I_{K3} = 318,8 \text{ (А)} > 3 \cdot 13,12 = 39,36 \text{ (А)}.$$

Таким чином, захисне занулення розраховано правильно.

### 7.3.3 Пожежна безпека

Відповідно до [225] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та

огороджувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

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

Таблиця 7.7 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [225]

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

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см.

Таблиця 7.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [227]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для цілісності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Протипожежні розриви, м, для ступеня їх вогнестійкості				Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м <sup>2</sup> , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V	1		2	3 і більше	
до 15	Б	2	40	25	15	45	9	9	12	6	н.о.	–	–	

Примітки: н.о. – не обмежується.

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути оснащене двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [226].

7.4 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування генератора Колпітца. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів. Опромінення у транзисторів змінює обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижує напругу пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. У органічних ізоляційних і діелектричних матеріалах змінюються такі параметри, як: електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат.

Одним з загрозливих чинників для генератора є електромагнітний імпульс (ЕМІ). Уражаюча дія ЕМІ в приземній області й на землі пов'язана з акумулюванням його енергії довгими металевими предметами, рамними і каркасними конструкціями, антенами, лініями електропередачі та зв'язку, в них виникають сильні наведені струми, які руйнують підключене електронне та інше чутливе устаткування. У районі дії ЕМІ безпосередній контакт людини зі струмопровідними предметами небезпечний.

ЕМІ уражає радіоелектронну і радіотехнічну апаратуру. В провідниках індуються високі напруги і струми, які можуть призвести до постійних або тимчасових пошкоджень ізоляції кабелів, відключення реле і пошкодження елементів зв'язку, магнітних запам'ятовуючих пристроїв у ЕОМ і системах передачі даних тощо. Найбільш уразливими елементами обладнання є напівпровідникові прилади — транзистори, діоди, кремнієві випрямлячі, інтегруючі ланцюги, цифрові процесори, управляючі й контрольні прилади. Чутливі до пошкодження ЕМІ транзистори звукової частоти, перемикаючі транзистори, інтегруючі ланцюги та ін.

#### 7.4.1 Дослідження безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії іонізуючих випромінювань

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації розроблювального генератора Колпітца, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента  $P_{зв.i}$ , що викликають початок зворотних змін (таблиця 7.9).

Таблиця 7.9 – Максимально допустимі потужності дози  $\gamma$  – випромінювання

Елементи приладу	$P_{гр,i}$ (Р/год)	$P_{гр}$ (Р/год)
Транзистори КТ3102В	$10^5$	$10^4$
Операційний підсилювач	$10^5$	
Конденсатори SMD1206 Inf, 16V	$10^6$	
Резистори SMD1206 0,125 - 10кОм	$10^6$	
Мікросхеми PIC16F877	$10^4$	
Діелектрики	$10^4$	

За мінімальним значенням  $p_{гр}$  (табл. 7.9) межа стійкості роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів складає  $p_{гр} = 10^4$  (Р/год).

Для оцінки безпеки роботи генератора Колпітца визначається граничне значення потужності дози гамма-випромінювання ( $p_{гр}$ ) за наступною формулою:

$$P_{zp} = K \times p_{zp} \times K_{noc}, \quad (7.9)$$

де:  $K$  – коефіцієнт надійності,  $K = 0,9..0,95$ ;

$p_{гр}$  – рівень радіації, що відповідає початку зворотних змін найменш стійкого елемента;

$K_{noc}$  – коефіцієнт послаблення радіації ( $K_{noc} = 7$ ),

$$P_{гр} = 0,9 \times 10^4 \times 6 = 5,4 \times 10^4 \text{ (Р/год)}.$$

З вище наведених розрахунків можна зробити висновок, що стійкість роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії іонізуючих випромінювань буде забезпечуватись, якщо радіація в умовах експлуатації не перевищуватиме

$$P_{гр} = 5,4 \times 10^4 \text{ (Р/год)}.$$

Розрахуємо допустимо максимальний час роботи генератора Колпітца в умовах дії іонізуючих випромінювань

$$D_m = \frac{2P_{zp} (\sqrt{t_K^2} - \sqrt{t_{II}^2})}{1}, \quad (7.10)$$

де  $\sqrt{t_{II}^2}$ , дорівнює 1;

$D_m$  – дорівнює  $10^3$ ;

$$t_{доп} = 14,28 \times 10^3 \text{ (год)}.$$

Отже час допустимої роботи в умовах впливу іонізуючих випромінювань достатній і може перевищувати час морального старіння для таких приладів.

#### 7.4.2 Дослідження безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії електромагнітного імпульсу

В якості показника стійкості приладів або їх окремих елементів до впливу ЕМІ можна прийняти коефіцієнт безпеки, що визначається відношенням гранично допустимої напруги (струму) до наведеної, тобто створеної ЕМІ.

Безпека генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії електромагнітного випромінювання характеризується коефіцієнтом безпечної роботи  $K_6$ , який визначається по

$$K_6 = 20 \lg \frac{U_d}{U_{B(r)}} \geq 40 [\text{дБ}], \quad (7.11)$$

де  $U_d$  – допустимі коливання напруги живлення системи;

$U_{B(r)}$  – напруга живлення вертикальної (горизонтальної) наводок внаслідок дії електромагнітного випромінювання.

$$U_d = U_{жс} + U_{жг} / 100 * N, \quad (7.12)$$

де  $U_{жг} = 5 \text{ В}$  – напруга живлення генератора Колпітца;

$N = 10\%$  - коливання напруги живлення.

Підставивши значення для  $U_{жг}$  і  $N$  в (7.12), одержимо

$$U_d = 5 + 5 / 100 * 10 = 5,5 \text{ (В)}.$$

Визначимо  $U_6$ , для чого формулу (7.13) приведемо до наступного вигляду

$$\lg U_d / U_6 = 2, \quad (7.13)$$

звідки  $U_6 = 0,6025 \text{ В}$ .



З формули (7.14) визначимо горизонтальну складову напруженості електромагнітного поля  $E_T$ :

$$U_g = E_2 * l, \quad (7.14)$$

де  $l=0,63$  м – максимальна довжина струмоведучих частин. Тоді

$$E_2 = 0,6025 / 0,63 = 20,08 \text{ В/м.}$$

Вертикальна складова напруженості електромагнітного поля  $E_B$ , визначається з формули

$$E_2 = 10^{-3} * E_g, \quad (7.15)$$

звідки

$$E_g = 20,08 / 10^{-3} = 20080 \text{ В/м.}$$

Отже, октавний еквалайзер буде стабільно працювати при умові, що вертикальна і горизонтальна складові напруженості електромагнітного поля не будуть перевищувати значень  $E_B=20080$  В/м і  $E_T=20,08$  В/м.

7.5 Розробка заходів по підвищенню безпечної роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах надзвичайних ситуацій

Найбільш ефективним способом підвищення стійкості роботи РЕА є екранування системи або її елементів. Тому проведемо розрахунок екранування. Визначається перехідне затухання енергії електричного поля стальним екраном

$$A = K_{\text{бном}} - K_{\text{бмін}}, \quad (7.16)$$

де  $K_{\text{бном}}$  – номінальний коефіцієнт безпеки ( $K_{\text{бном}} - 40\text{дБ}$ );

$K_{\text{мін}}$  – мінімальний коефіцієнт безпеки, отриманий під час розрахунків.

$$A=40-32,4=7,6(\text{дБ}).$$

Товщину захисного екрану знаходимо за формулою

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}} (\text{см}), \quad (7.17)$$

де  $A$  – перехідне затухання екрану;

$f$  – найбільш характерна частота (15 кГц);

$$t = \frac{7,6}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,02(\text{см}).$$

Підвищення безпеки роботи генератора Колпітца можна досягти шляхом посилення найбільш слабких елементів і ділянок системи, а також завчасним проведенням комплексу інженерно-технічних, технологічних та організаційних заходів, які спрямовані на максимальне зниження дії вражаючих факторів.

Отже у даному розділі були розглянуті причини виникнення НС, що впливають на роботу генератора Колпітца під час НС, і, також можливі шляхи їх усунення. Було розраховано граничні значення вертикальної і горизонтальної складових напруженості електромагнітного поля. В роботі було проведено дослідження безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії НС, ЕМІ та розроблено заходи по підвищенню безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій. А також був проведений розрахунок екранування для захисту генератора Колпітца на основі операційних підси-

лювачів від загрозливих чинників НС та наведені можливі варіанти такого захисту.

### 7.5 Висновки до розділу

В результаті написання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів захисного занулення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напруженою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

Генератори детермінованого хаосу за схемою Колпітца отримали широке поширення в теорії та практики радіотехнічних систем і зв'язку. При цьому, мала кількість публікацій присвячено дослідженням генераторам детермінованого хаосу за схемою Колпітца на основі операційних підсилювачів. Перспектива досліджень у цьому напрямку зумовлена тим, що є можливість розроблення універсального підходу побудови генераторів детермінованого хаосу за схемою Колпітца та виокремлення сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів за їх топологічними та динамічними особливостями.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено теоретичні, модельні та експериментальні дослідження топологічних і динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. При аналізі схем приладів, до складу яких входить операційний підсилювач, можна отримати значні спрощення, якщо використовувати поняття про ідеальний операційний підсилювач. Аналіз схем включення ОП спрощується ще й тому, що ідеальний підсилювач за рахунок нескінченно великого внутрішнього коефіцієнта підсилення та нульового вихідного опору розвиває кінцеву напругу на будь-якому відмінному від нуля навантаженні при нульовій вхідній напрузі. Це дає можливість при аналізі схем вважати напругу між входами ОП рівною нулю. Нульовим також вважають струм, що тече через нескінченний вхідний опір. Використання логарифматорів та антилогарифматорів на основі операційних підсилювачів дозволяє реалізовувати нескладні аналогові множники та подільники для потреб аналогових моделювальних систем та вимірювачів потужності електричних сигналів.

У магістерській кваліфікаційній роботі розглянута найпростіша схема Колпітца на основі оптичного підсилювача описана асиметричною системою і зображує складну динаміку, таку як бістабільність, що демонструє тільки хаотичні сигнали, в даному генераторі спостерігається співіснування як хаотичних,

так і гіперхаотичних коливань. Особливістю генератора є його нелінійний підсилювач, який цілком відрізняється від всіх інших моделей, що зустрічаються в літературі. В основному, існуючі моделі роблять акцент на негативному опорі внесеної нелінійності в контур зворотного зв'язку. Цей простий генератор (з точки зору кількості компонентів) демонструє динаміку, яка раніше вважалася сумнівною. Крім того, можна відзначити, що при наявності високих частот і сильно нелінійних сигналів, універсальний ОП з характеристиками зворотного зв'язку по напрузі (VFA) може поводитися, яке ОП зі зворотним зв'язком по струму (CFA).

Схема має хороші характеристики такими як хаос, гіпер-хаос і бістабільність, що вимагаються від генераторів, застосовуваних для забезпечення безпеки інформації в телекомунікаціях. Завдяки її простоті, реалізація для інженерних додатків не повинна викликати жодних складнощів. Крім того, вона підтверджує високочастотну модель генератора загального призначення на ОП, недавно запропоновану у [192].

В економічній частині було здійснено прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів. Також проведено розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукове дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, який складає 4,5 роки.

У розділі охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях було опрацьовано такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів захисного занулення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження топологічних та динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів, безпека у надзвичайних ситуаціях. Були розглянуті причини виникнення НС, що впливають на роботу генератора Колпітца під час НС, і, також можливі шляхи їх усунення. Було розраховано

граничні значення вертикальної і горизонтальної складових напруженості електромагнітного поля. В роботі було проведено дослідження безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії НС, ЕМІ та розроблено заходи по підвищенню безпеки роботи генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій. А також був проведений розрахунок екранування для захисту генератора Колпітца на основі операційних підсилювачів від загрозливих чинників НС та наведені можливі варіанти такого захисту.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. S.H. Strogatz, *Nonlinear dynamics and chaos: With applications to physics, biology, chemistry, and engineering*, Perseus Books, Massachusetts, US (1994).
2. E.N. Lorenz, *Deterministic nonperiodic flow*, *Journal of the Atmospheric Sciences*, vol. 20, pp. 130-141 (1963).
3. O.E. Rössler, *An equation for continuous chaos*, *Physics Letters A*, vol. 57, pp. 397-398 (1976).
4. M.I. Rabinovich and A.L. Fabrikant, *Stochastic self-modulation of waves in nonequilibrium media*, *Sov. Phys. JETP*, vol. 50, pp. 311-317, (1979)
5. A. Arneodo, P. Couillet, and C. Tresser, *Possible new strange attractors with spiral structure*, *Communications in Mathematical Physics*, vol. 79, pp. 573-579 (1981).
6. J.C. Sprott, *Some simple chaotic flows*, *Physical Review E*, vol. 50, pp. 647-650 (1994).
7. G. Chen and T. Ueta, *Yet another chaotic oscillator*, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 9, pp. 1465-1466 (1999).
8. J. Lü and G. Chen, *A new chaotic attractor coined*, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 12, pp. 659-661 (2002).
9. R. Shaw, *Strange attractors, chaotic behaviour and information flow*, *Zeitschrift für Naturforschung*, vol. 36, pp. 80-112 (1981).
10. B. Feeny and F.C. Moon, *Chaos in a forced dry-friction oscillator: Experiments and numerical modeling*, *Journal of Sound and Vibration*, vol. 170, pp. 303-323 (1994).
11. T. Shimizu and N. Moroika, *On the bifurcation of a symmetric limit cycle to an asymmetric one in a simple model*, *Physics Letters A*, vol. 76, pp. 201-204 (1980).
12. W. Liu and G. Chen, *A new chaotic system and its generation*, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 13, pp. 261-267 (2003).

13. G. Cai and Z. Tan, Chaos synchronization of a new chaotic system via non-linear control, *Journal of Uncertain Systems*, vol. 1, pp. 235-240 (2007).
14. G. Tigan and D. Opris, Analysis of a 3D chaotic system, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 36, pp. 1315-1319 (2008).
15. G.P. Kennedy, Chaos in the Colpitts oscillator, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, vol. 41, pp. 771-774 (1994).
16. J. Wang, D. Lu and L. Tian, Global synchronization for time delay of WINDMI system, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 30, pp. 629-635 (2006).
17. W. Zhou, Y. Xu, H. Lu, and L. Pan, On dynamics analysis of a new chaotic attractor, *Physics Letters A*, vol. 372, pp. 5773-5777 (2008).
18. D. Li, A three-scroll chaotic attractor, *Physics Letters A*, vol. 372, pp. 387-393 (2008).
19. Z. Elhadj, Dynamical analysis of a 3-D chaotic system with only two quadratic nonlinearities, *Journal of Systems Science and Complexity*, vol. 21, pp. 67-75 (2008).
20. L. Pan, D. Xu and W. Zhou, Controlling a novel chaotic attractor using linear feedback, *Journal of Information and Computing Science*, vol. 5, pp. 117-124 (2010).
21. V. Sundarapandian, Analysis and anti-synchronization of a novel chaotic system via active and adaptive controllers, *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 6, pp. 45-52 (2013).
22. F. Yu, C. Wang, Q. Wan, and Y. Hu, Complete switched modified function projective synchronization of a five-term chaotic system with uncertain parameters and disturbances, *Pramana*, vol. 80, pp. 223-235 (2013).
23. V. Sundarapandian and I. Pehlivan, Analysis, control, synchronization and circuit design of a novel chaotic system, *Mathematical and Computer Modelling*, vol. 55, pp. 1904-1915 (2012).
24. C. Zhu, Y. Liu, and Y. Guo, Theoretical and numerical study of a new chaotic system, *Intelligent Information Management*, vol. 2, pp. 104-109 (2010).
25. S. Vaidyanathan, A new six-term 3-D chaotic system with an exponential nonlinearity, *Far East Journal of Mathematical Sciences*, vol. 79, pp. 135-143 (2013).



26. S. Vaidyanathan, Analysis and adaptive synchronization of two novel chaotic systems with hyperbolic sinusoidal and cosinusoidal nonlinearity and unknown parameters, *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 6, pp. 53-65 (2013).
27. S. Vaidyanathan, A new eight-term 3-D polynomial chaotic system with three quadratic nonlinearities, *Far East Journal of Mathematical Sciences*, vol. 84, pp. 219-226 (2014).
28. S. Vaidyanathan, Analysis, control and synchronization of a sixterm novel chaotic system with three quadratic nonlinearities, *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 22, pp. 41-53 (2014).
29. S. Vaidyanathan, Analysis and adaptive synchronization of eight-term 3-D polynomial chaotic systems with three quadratic nonlinearities, *European Physical Journal: Special Topics*, vol. 223, pp. 1519-1529 (2014).
30. S. Vaidyanathan, C. Volos, V.T. Pham, K. Madhavan and B.A. Idowu, Adaptive backstepping control, synchronization and circuit simulation of a 3-D novel jerk chaotic system with two hyperbolic sinusoidal nonlinearities, *Archives of Control Sciences*, vol. 24(3), pp. 257-285 (2014).
31. S. Vaidyanathan, Generalized projective synchronisation of novel 3-D chaotic systems with an exponential nonlinearity via active and adaptive control, *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 22 (3), pp. 207-217, 2014.
32. S. Vaidyanathan and K. Madhavan, Analysis, adaptive control and synchronization of a seven-term novel 3-D chaotic system, *International Journal of Control Theory and Applications*, vol. 6, pp. 121-137 (2013).
33. I. Pehlivan, I.M. Moroz, and S. Vaidyanathan, Analysis, synchronization and circuit design of a novel butterfly attractor, *Journal of Sound and Vibration*, vol. 333, pp. 5077-5096 (2014).
34. S. Jafari and J.C. Sprott, Simple chaotic flows with a line equilibrium, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 57, pp. 79-84, 2013.

35. V.T. Pham, C. Volos, S. Jafari, Z. Wei and X. Wang, Constructing a novel non-equilibrium chaotic system, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 24, 1450073 (2014).
36. G.H. Li, S.P. Zhou and K. Yang, Controlling chaos in Colpitts oscillator, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 33, pp. 582-587 (2007).
37. J. Kengne, J.C. Chedjou, G. Kenne, and K. Kyamakya, Dynamical properties and chaos synchronization of improved Colpitts oscillators, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 17, pp. 2914-2923 (2012).
38. A. Sharma, V. Patidar, G. Purohit, and K.K. Sud, Effects on the bifurcation and chaos in forced Duffing oscillator due to nonlinear damping, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 17, pp. 2254-2269 (2012).
39. S. Donati and S.K. Hwang, Chaos and high-level dynamics in coupled lasers and their applications, *Progress in Quantum Electronics*, vol. 36, pp. 293-341 (2012).
40. N. Li, W. Pan, L. Yan, B. Luo, and X. Zou, Enhanced chaos synchronization and communication in cascade-coupled semiconductor ring lasers, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 19, pp. 1874-1883 (2014).
41. U. Nehmzow and K. Walker, Quantitative description of robot-environment interaction using chaos theory, *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 53, pp. 177-193 (2005).
42. Ch.K. Volos, I.M. Kyprianidis, and I.N. Stouboulos, A chaotic path planning generator for autonomous mobile robots, *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 60, pp. 651-656, (2012).
43. Ch.K. Volos, I.M. Kyprianidis, and I.N. Stouboulos, Experimental investigation on coverage performance of a chaotic autonomous mobile robot, *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 61(12), pp. 1314-1322(2013).
44. J.C. Roux, *Chaos in experimental chemical systems: two examples*, North-Holland Mathematics Studies, vol. 103, pp. 345-352 (1985).
45. Y.N. Li, L. Chen, Z.S. Cai, and X.Z. Zhao, Study on chaos synchronization in the Belousov-Zhabotinsky chemical system, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 17, pp. 699-707 (2003).

46. M. Kyriazis, Applications of chaos theory to the molecular biology of aging, *Experimental Gerontology*, vol. 26, pp. 569-572 (1991).
47. G. Böhm, Protein folding and deterministic chaos: Limits of protein folding simulations and calculations, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 1, pp. 375-382 (1991).
48. J.C. Sprott, J.A. Vano, J.C. Wildenberg, M.B. Anderson, and J.K. Noel, Co-existence and chaos in complex ecologies, *Physics Letters A*, vol. 335, pp. 207-212 (2005).
49. B. Sahoo and S. Poria, The chaos and control of a food chain model supplying additional food to top-predator, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 58, pp. 52-64 (2014).
50. G. He, Z. Cao, P. Zhu, and H. Ogura, Controlling chaos in a chaotic neural network, *Neural Networks*, vol. 16, pp. 1195-1200 (2003).
51. E. Kaslik and S. Sivasundaram, Nonlinear dynamics and chaos in fractional-order neural networks, *Neural Networks*, vol. 32, pp. 245-256 (2012).
52. I.M. Kyprianidis and A.T. Makri, Complex dynamics of FitzHugh-Nagumo type neurons coupled with gap junction under external voltage stimulation, *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 6(4), pp. 104-114(2013).
53. K. Suzuki and Y. Imai, Decryption characteristics in message modulation type chaos secure communication system using optical fiber ring resonators, *Optics Communications*, vol. 259, pp. 88-93 (2006).
54. X.Y. Wang and Y.F. Gao, A switch-modulated method for chaos digital secure communication based on user-defined protocol, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 15, pp. 99-104 (2010).
55. O.I. Moskalenko, A.A. Koronovskii, and A.E. Hramov, Generalized synchronization of chaos for secure communication: Remarkable stability to noise, *Physics Letters A*, vol. 374, pp. 2925-2931 (2010).
56. A. Abdullah, Synchronization and secure communication of uncertain chaotic systems based on full-order and reduced-order output-affine observers, *Applied Mathematics and Computation*, vol. 219, pp. 10000-10011 (2013).

57. N. Smaoui and A. Kanso, Cryptography with chaos and shadowing, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 42, pp. 2312-2321 (2009).
58. V. Sundarapandian and I. Pehlivan, Analysis, control, synchronization and circuit design of a novel chaotic system. *Mathematical and Computer Modelling*, 55 (2012), 1904-1915.
59. I. Pehlivan, I.M. Moroz and S. Vaidyanathan, Analysis, Synchronization and Circuit Design of a Novel Butterfly Attractor. *J. Of Sound And Vibration*, 333 (2014) 5077-5096.
60. Ch K. Volos, I.M. Kyprianidis, and I.N. Stouboulos, Text encryption scheme realized with a chaotic pseudo-random bit generator, *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 6(4), pp. 9-14 (2013).
61. Ch.K. Volos, I.M. Kyprianidis, and I.N. Stouboulos, Image encryption process based on chaotic synchronization phenomena, *Signal Processing*, vol. 93(5), pp. 1328-1340 (2013).
62. D. Guégan, Chaos in economics and finance, *Annual Reviews in Control*, vol. 33, pp. 89-93 (2009).
63. Ch.K. Volos, I.M. Kyprianidis, and I.N. Stouboulos, Synchronization phenomena in coupled nonlinear systems applied in economic cycles, *WSEAS Trans. Systems*, vol. 11(12), pp. 681-690(2012).
64. P. Caraiani, Testing for nonlinearity and chaos in economic time series with noise titration, *Economics Letters*, vol. 120, pp. 192-194 (2013).
65. A. Wu and Z. Zeng, Anti-synchronization of a class of memristive recurrent neural networks, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 18, pp. 373-385 (2013).
66. V. Sundarapandian, Output regulation of the Lorenz attractor, *Far East Journal of Mathematical Sciences*, vol. 42, pp. 289-299 (2010).
67. S. Vaidyanathan, Output regulation of Arneodo-Couillet chaotic system, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 131, pp. 585-593 (2011).

68. S. Vaidyanathan, Output regulation of the unified chaotic system, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 198, pp. 1-9 (2011).
69. S. Vaidyanathan, Output regulation of the Liu chaotic system, *Applied Mechanics and Materials*, vols. 110-116, pp. 3982-3989 (2012).
70. G. Chen, A simple adaptive feedback control method for chaos and hyperchaos control, *Applied Mathematics and Computation*, vol. 217, pp. 7258-7264 (2011).
71. J. Zheng, A simple universal adaptive feedback controller for chaos and hyperchaos control, *Computers & Mathematics with Applications*, vol. 61, pp. 2000-2004 (2011).
72. S. Vaidyanathan, Adaptive controller and synchronizer design for the Qi-Chen chaotic system, *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering*, vol. 85, pp. 124-133 (2012).
73. V. Sundarapandian, Adaptive control and synchronization design for the Lu-Xiao chaotic system, *Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol. 131, pp. 319-327 (2013).
74. S. Vaidyanathan, A ten-term novel 4-D hyperchaotic system with three quadratic nonlinearities and its control, *International Journal of Control Theory and Applications*, vol. 6, pp. 97-109 (2013).
75. S. Vaidyanathan, Analysis, control and synchronization of hyperchaotic Zhou system via adaptive control, *Advances in Intelligent Systems and Computing*, vol. 177, pp. 1-10 (2013).
76. D. Yang and J. Zhou, Connections among several chaos feedback control approaches and chaotic vibration control of mechanical systems, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 19, pp. 3954-3968 (2014).
77. M.T. Yassen, Chaos control of chaotic dynamical systems using backstepping design, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 27, pp. 537-548 (2006).
78. J.A. Laoye, U.E. Vincent, and S.O. Kareem, Chaos control of 4D chaotic systems using recursive backstepping nonlinear controller, *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 39, pp. 356-362 (2009).

79. D. Lin, X. Wang, F. Nian, and Y. Zhang, Dynamic fuzzy neural networks modeling and adaptive backstepping tracking control of uncertain chaotic systems, *Neurocomputing*, vol. 73, pp. 2873-2881 (2010).
80. S. Vaidyanathan, Sliding mode control based global chaos control of Liu-Liu-Liu-Su chaotic system, *International Journal of Control Theory and Applications*, vol. 5, pp. 15-20 (2012).
81. S. Vaidyanathan, Global chaos control of hyperchaotic Liu system via sliding mode control, vol. 5, pp. 117-123 (2012).
82. L.M. Pecora and T.L. Carroll, Synchronization in chaotic systems, vol. 64, pp. 821-825 (1990).
83. S. Vaidyanathan and S. Rasappan, New results on the global chaos synchronization for Liu-Chen-Liu and Lü chaotic systems, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 102, pp. 20-27 (2010).
84. S. Vaidyanathan and S. Rasappan, Hybrid synchronization of hyperchaotic Qi and Lü systems by nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 131, pp. 585-593 (2011).
85. S. Vaidyanathan and K. Rajagopal, Anti-synchronization of Li and T chaotic systems by active nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 198, pp. 175-184 (2011).
86. S. Vaidyanathan and S. Rasappan, Global chaos synchronization of hyperchaotic Bao and Xu systems by active nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 198, pp. 10-17 (2011).
87. S. Vaidyanathan and K. Rajagopal, Global chaos synchronization of hyperchaotic Pang and Wang systems by active nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 204, pp. 84-93 (2011).
88. S. Vaidyanathan, Hybrid chaos synchronization of Liu and Lü systems by active nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 204, pp. 1-10 (2011).

89. P. Sarasu and V. Sundarapandian, Active controller design for generalized projective synchronization of four-scroll chaotic systems, *International Journal of Systems Signal Control and Engineering Application*, vol. 4, pp. 26-33 (2011).
90. S. Vaidyanathan and K. Rajagopal, Hybrid synchronization of hyperchaotic Wang-Chen and hyperchaotic Lorenz systems by active non-linear control, *International Journal of Systems Signal Control and Engineering Application*, vol. 4, pp. 55-61 (2011).
91. S. Pakiriswamy and S. Vaidyanathan, Generalized projective synchronization of three-scroll chaotic systems via active control, *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering*, vol. 85, pp. 146-155 (2012).
92. V. Sundarapandian and R. Karthikeyan, Hybrid synchronization of hyperchaotic Lorenz and hyperchaotic Chen systems via active control, *Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 7, pp. 254-264 (2012).
93. R. Karthikeyan and V. Sundarapandian, Hybrid chaos synchronization of four-scroll systems via active control, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 65, pp. 97-103 (2014).
94. E.M. Shahverdiev and K.A. Shore, Impact of modulated multiple optical feedback time delays on laser diode chaos synchronization, *Optics Communications*, vol. 282, pp. 3568-3572 (2009).
95. T. Botmart, P. Niamsup, and X. Liu, Synchronization of nonautonomous chaotic systems with time-varying delay via delayed feedback control, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 17, pp. 1894-1907 (2012).
96. S. Bowong, Adaptive synchronization between two different chaotic dynamical systems, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 12, pp. 976-985 (2007).
97. W. Lin, Adaptive chaos control and synchronization in only locally Lipschitz systems, *Physics Letters A*, vol. 372, pp. 3195-3200 (2008).

98. H. Salarieh and A. Alasty, Adaptive chaos synchronization in Chua's systems with noisy parameters, *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 79, pp. 233-241 (2008).
99. H. Salarieh and A. Alasty, Adaptive synchronization of two chaotic systems with stochastic unknown parameters, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 14, pp. 508-519 (2009).
100. S. Vaidyanathan and K. Rajagopal, Global chaos synchronization of Lü and Pan systems by adaptive nonlinear control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 205, pp. 193-202 (2011).
101. V. Sundarapandian and R. Karthikeyan, Anti-synchronization of Lü and Pan chaotic systems by adaptive nonlinear control, *European Journal of Scientific Research*, vol. 64, pp. 94-106 (2011).
102. V. Sundarapandian and R. Karthikeyan, Anti-synchronization of hyperchaotic Lorenz and hyperchaotic Chen systems by adaptive control, *International Journal of Systems Signal Control and Engineering Application*, vol. 4, pp. 18-25 (2011).
103. V. Sundarapandian and R. Karthikeyan, Adaptive antisynchronization of uncertain Tigan and Li systems, *Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 7, pp. 45-52 (2012).
104. P. Sarasu and V. Sundarapandian, Generalized projective synchronization of three-scroll chaotic systems via adaptive control, *European Journal of Scientific Research*, vol. 72, pp. 504-522 (2012).
105. P. Sarasu and V. Sundarapandian, Generalized projective synchronization of two-scroll systems via adaptive control, *International Journal of Soft Computing*, vol. 7, pp. 146-156 (2012).
106. P. Sarasu and V. Sundarapandian, Adaptive controller design for the generalized projective synchronization of 4-scroll systems, *International Journal of Systems Signal Control and Engineering Application*, vol. 5, pp. 21-30 (2012).
107. S. Vaidyanathan and K. Rajagopal, Global chaos synchronization of hyperchaotic Pang and hyperchaotic Wang systems via adaptive control, *International Journal of Soft Computing*, vol. 7, pp. 28-37 (2012).



108. S.H. Lee, V. Kapila, M. Porfiri, and A. Panda, Master-slave synchronization of continuously and intermittently coupled sampled-data chaotic oscillators, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 15, pp. 4100-4113 (2010).
109. X.Z. Jin and J.H. Park, Adaptive synchronization for a class of faulty and sampling coupled networks with its circuit implement, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, pp. 4317-4333 (2014).
110. C.K. Zhang, L. Jiang, Y. He, Q.H. Wu and M. Wu, Asymptotical synchronization for chaotic Lur'e systems using sampled-data control, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 18, pp. 2743-2751 (2013).
111. X. Xiao, L. Zhou, and Z. Zhang, Synchronization of chaotic Lur'e systems with quantized sampled-data controller, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 19, pp. 2039-2047 (2014).
112. S. Rasappan and S. Vaidyanathan, Global chaos synchronization of WINDMI and Couillet chaotic systems by backstepping control, *Far East Journal of Mathematical Sciences*, vol. 67, pp. 265-287 (2012).
113. S. Rasappan and S. Vaidyanathan, Synchronization of hyperchaotic Liu system via backstepping control with recursive feedback, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 305, pp. 212-221 (2012).
114. S. Rasappan and S. Vaidyanathan, Hybrid synchronization of nscroll Chua and Lur'e chaotic systems via backstepping control with novel feedback, *Archives of Control Sciences*, vol. 22, pp. 343-365 (2012).
115. R. Suresh and V. Sundarapandian, Global chaos synchronization of a family of n-scroll hyperchaotic Chua circuits using backstepping control with recursive feedback, *Far East Journal of Mathematical Sciences*, vol. 73, pp. 73-95 (2013).
116. S. Rasappan and S. Vaidyanathan, Hybrid synchronization of n-scroll chaotic Chua circuits using adaptive backstepping control design with recursive feedback, *Malaysian Journal of Mathematical Sciences*, vol. 7, pp. 219-246 (2013).

117. S. Vaidyanathan and S. Rasappan, Global chaos synchronization of n-scroll Chua circuit and Lur'e system using backstepping control design with recursive feedback, *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 39, pp. 3351-3364 (2014).

118. S. Rasappan and S. Vaidyanathan, Global chaos synchronization of WINDMI and Couillet chaotic systems using adaptive backstepping control design, *Kyungpook Mathematical Journal*, vol. 54, pp. 293-320 (2014).

119. H.T. Yau, Chaos synchronization of two uncertain chaotic nonlinear gyros using fuzzy sliding mode control, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 22, pp. 408-418 (2008).

120. H. Li, X. Liao, C. Li, and C. Li, Chaos control and synchronization via a novel chatter free sliding mode control strategy, *Neurocomputing*, vol. 74, pp. 3212-3222 (2012).

121. S. Vaidyanathan and S. Sampath, Global chaos synchronization of hyperchaotic Lorenz systems by sliding mode control, *Communications in Computer and Information Science*, vol. 205, pp. 156-164 (2011).

122. V. Sundarapandian and S. Sivaperumal, Sliding controller design of hybrid synchronization of four-wing chaotic systems, *International Journal of Soft Computing*, vol. 6, pp. 224-231 (2011).

123. S. Vaidyanathan and S. Sampath, Anti-synchronization of fourwing chaotic systems via sliding mode control, *International Journal of Automation and Computing*, vol. 9, pp. 274-279 (2012).

124. S. Vaidyanathan, Global chaos synchronisation of identical Li- Wu chaotic systems via sliding mode control, *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 22, no. 2, pp. 170-177 (2014).

125. H.K. Khalil, *Nonlinear System, 3rd ed.*, Prentice Hall, New Jersey, USA (2002).

126. Семенов А. О. Простий неавтономний генератор детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса / Семенов А.О., Філевський Д.О., Квітчук Я.В. // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування

(СПРТП-2017): матеріали VI міжнародної науково-технічної конференції, м. Вінниця, 28-30 вересня 2017 р. – Вінниця, ВНТУ, 2017. – С. 79-80.

127. Семенов А. О., Квітчук Я. В., Савчук П. П. Узагальнена математична модель мікрохвильового генератора на основі резонансно тунельного діоду. Матеріали XLIX науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2020) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2020.

128. Семенов А. О., Квітчук Я. В., Савчук П. П. Дослідження хаотичної динаміки мікрохвильових радіотехнічних пристроїв на основі одиничного переходу Джозефсона. Тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)», м. Житомир, 09 - 11 квітня 2020 р. – Житомир: Житомирська політехніка, 2020. – С. 165–166.

129. Семенов А.О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Копитця. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2017. №1. С. 223–232.

130. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу для засобів прихованої передачі інформації. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2016. №2 (55). С. 62–67.

131. Сидоренко В. В., Семенов А. О. Керування динамікою хаотичних коливань у генераторі за схемою Колпітца . Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1892-1893. ISBN 978-966-641-742-1. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

132. Лещук А. І., Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца керований напругою. Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1894-1895. ISBN 978-966-641-742-1. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

133. Сауленко Д. В., Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца зі струмовим дзеркалом. Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1896-1897. ISBN 978-966-641-742-1 Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

134. Німчук В. В., Семенов А. О. Балансний генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца . Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1898-1899. ISBN 978-966-641-742-1 Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

135. Семенов А. О. Дослідження хаотичної динаміки коливань напруги генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца. Матеріали XLVIII науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2019) : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2019. ISBN 987-966-641-766-7. С. 1884-1886.

136. Семенов А. О., Куляс Р. О., Хоменко Є. О. Двокаскадний генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца . Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. ISBN 978-966-641-742-1. С. 1908-1909. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

137. Генераторы хаотических колебаний : Учебное пособие. 2-е издание / [Б.И. Шахтарин, П.И. Кобылкина, Ю.А. Сидоркина, А.В. Кондратьев, С.В. Митин]. – М.: Гелиос АРВ, 2014. – 248 с.

138. Kennedy M.P. Chaos in the Colpitts Oscillator / Michael Peter Kennedy // IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS – I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS. – 1994. – Vol. 41. № 11, Nov. – pp. 771-774.

139. Kennedy M.P. On the Relationship between the chaotic Colpitts Oscillator and Chua's Oscillator / Michael Peter Kennedy // IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS – I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS. – 1995. – Vol. 42. № 6, June. – pp. 376-379.

140. Hyperchaos in coupled Colpitts oscillators / [Antanas Cenys, Arunas Tamasevicius, Antanas Baziliauskas, Romanas Krivickas, Erik Lindberg] // Chaos, Solitons and Fractals. – 2003. – Vol. 17. – pp. 349-353.

141. Guo Hui Li. Controlling chaos in Colpitts oscillator / Guo Hui Li, Shi Ping Zhou, Kui Yang // Chaos, Solitons and Fractals. – 2007. – Vol. 33. – pp. 582-587.

142. Дмитриев А.С. Транзисторные генераторы хаоса малой мощности / А.С. Дмитриев, Е.Е. Ефремова, А.Ю. Никишов, А.И. Панас // Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика». – 2008. – Т. 16. - №3. – с. 56-70.

143. Анищенко В.С. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем / Анищенко В.С. Вадивасова Т.Е., Астахов В.В. / Под ред. В.С. Анищенко. -Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1999. – 368 с.

144. Пономаренко В.П. Моделирование динамических процессов в автогенераторных системах с частотным управлением: Учебное пособие / Пономаренко В.П., Матросов В.В. - Н. Новгород: ННГУ, 1997. – 114 с.

145. Баутин Н.Н. Поведение динамических систем вблизи границы области устойчивости / Н.Н. Баутин. - М.: Наука, 1984. – 176 с.

146. Неймарк Ю.И., Ланда П.С. Стохастические и хаотические колебания / Неймарк Ю.И., Ланда П.С. - М.: Наука, 1987. – 423 с.

147. Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение / Г. Шустер. Пер. с англ. - М.: Мир, 1988. – 240 с.

148. Анищенко В.С. Сложные колебания в простых системах / В. С. Анищенко. - М.: Наука, 1990. – 312 с.

149. Мун Ф. Хаотические колебания: Вводный курс для научных работников и инженеров / Ф. Мун. Пер. с англ. - М.: Мир, 1990. – 312 с.

150. Кузнецов С.П. Простые электронные генераторы хаоса и их схемотехническое моделирование // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26, № 3. С. 35–61. DOI: 10.18500/0869-6632-2018-26-3-35-61.

151. M. Brucoli, D. Cafagna, L. Carnimeo, G. Grassi, Synchronization of hyperchaotic circuits via continuous feedback control with application to secure communications, *Int. J. Bifurcat. Chaos* 8 (10) (1998) 2031–2040.

152. G. Grassi, S. Mascolo, A system theory approach for designing cryptosystems based on hyperchaos, *IEEE Transact. Circ. Syst.* 46 (9) (1999) 1135–1138.

153. C. Li, Y. Liu, T. Xie, M.Z. Chen, Breaking a novel image encryption scheme based on improved hyperchaotic sequences, *Nonlinear Dynam.* 73 (3) (2013) 2083–2089.

154. Z. Hua, S. Yi, Y. Zhou, C. Li, Y. Wu, Designing hyperchaotic cat maps with any desired number of positive Lyapunov exponents, *IEEE Transact. Cybern.* 48 (2) (2018) 463–473.

155. K. Thamilmaran, M. Lakshmanan, A. Venkatesan, Hyperchaos in a modified canonical Chua's circuit, *Int. J. Bifurcat. Chaos* 14 (1) (2004) 221–243.

156. S. Nikolov, S. Clodong, Hyperchaos–chaos–hyperchaos transition in modified Rossler systems, *Chaos, Solit. Fractals* 28 (1) (2006) 252–263.

157. Y. Chen, Q. Yang, A new Lorenz-type hyperchaotic system with a curve of equilibria, *Mathematics and Computers in Simulation* 112 (2015) 40–55.

158. K. Murali, A. Tamasevicius, G. Mykolaitis, A. Namajunas, E. Lindberg, Hyperchaotic system with unstable oscillators, *Nonlinear Phenom. Complex Syst. Minsk* 3 (1) (2000) 7–10. <http://orbit.dtu.dk/files/2419460/oersteddtu1788.pdf>. Accessed on 03/05/2019, 13:47.

159. A. Cenys, A. Tamasevicius, A. Baziliauskas, R. Krivickas, E. Lindberg, Hyperchaos in coupled Colpitts oscillators, *Chaos, Solit. Fractals* 17 (2-3) (2003) 349–353. R.Z. Nanfa'a et al. *Heliyon* 6 (2020) e03482

160. B. Cannas, S. Cincotti, Hyperchaotic behaviour of two bi-directionally coupled Chua's circuits, *Int. J. Circ. Theor. Appl.* 30 (6) (2002) 625–637.

161. M. Ahmad, Al.E. Solami, X.Y. Wang, M. Doja, M. Beg, A. Alzaidi, Cryptanalysis of an image encryption algorithm based on combined chaos for a BAN system, and improved scheme using SHA-512 and hyperchaos, *Symmetry* 10 (7) (2018) 266.

162. A. Balamurugan, V. Sengodan, Period doubling routes to hyper chaos in a new nonsource free nonlinear circuit with diodes, *Int. J. Electron. Eng.* 3 (2) (2011) 173–175. [http://csjournals.com/IJEE/PFD3-2/4-\\_A.\\_Balamurugan.pdf](http://csjournals.com/IJEE/PFD3-2/4-_A._Balamurugan.pdf). Accessed on 03/05/2019, 13:56.

163. U.E. Vincent, B.N. Nbandjo, A.A. Ajayi, A.N. Njah, P.V. McClintock, Hyperchaos and bifurcations in a driven Van derPol–Duffing oscillator circuit, *Int. J. Dynam. Contr.* 3 (4) (2015) 363–370.

164. Z. Wei, I. Moroz, J.C. Sprott, A. Akgul, W. Zhang, Hidden hyperchaos and electronic circuit application in a 5D self-exciting homopolar disc dynamo, *Chaos* 27 (3) (2017) 1–10.

165. R. Tchitnga, B.A. Mezatio, T. Fozin, R. Kengne, P.H.F. Louodop, A. Fomethe, A novel hyperchaotic three-component oscillator operating at high frequency, *Chaos, Solit. Fractals* 118 (2019) 166–180.

166. L.O. Chua, *The Genesis of Chua's Circuit* 46, Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1992, pp. 250–257 (4), <https://www.inst.cs.berkeley.edu/~ee129/sp10/handouts/GenesisChuasCircuit.pdf>. Accessed on 03/05/2019, 14:03.

167. R. Tchitnga, H.B. Fotsin, B. Nana, P.H.L. Fotso, P. Woafu, Hartley's oscillator: the simplest chaotic two-component circuit, *Chaos, Solit. Fractals* 45 (3) (2012) 306–313.

168. C. Aissi, Introducing chaotic circuits in an undergraduate electronic course, in: *Proceedings of the 2002 ASEE Gulf-Southwest Annual Conference*, the University of Louisiana at Lafayette, 2002 March 20, pp. 1–8.

169. M.A. Perc, Introducing nonlinear time series analysis in undergraduate courses, *FIZIKA A-ZAGREB* 15 (2) (2006) 91–112. [http://fizika.hfd.hr/fizika\\_a/av06/a15p091.pdf](http://fizika.hfd.hr/fizika_a/av06/a15p091.pdf). Accessed on 18/06/2019; 11:41.

170. F.C. Talla, R. Tchitnga, R. Kengne, B. Nana, A. Fomethe, Didactic model of a simple driven microwave resonant T-L circuit for chaos, multistability and antimonotonicity, *Heliyon* 5 (2019), 02715.

171. R. Kengne, R. Tchitnga, A. Mezatio, A. Fomethe, G. Litak, Finite-time synchronization of fractional-order simplest two-component chaotic oscillators, *Eu. Phys. J. B* 90 (5) (2017) 88.

172. S.T. Kingni, G.F. Kuate, V.K. Tamba, V. Pham, D.V. Hoang, Self-excited and hidden attractors in an autonomous josephson jerk oscillator: analysis and its application to text encryption, *ASME, J. Comput. Nonlinear Dynam.* 14 (7) (2019), 071004.

173. R.M. Nguimdo, R. Tchitnga, P. Wofo, Dynamics of coupled simplest chaotic twocomponent electronic circuits and its potential application to random bit generation, *Chaos: An Interdiscipl. J. Nonlinear Sci.* 23 (4) (2013), 043122.

174. M.E. Yalcin, J.A. Suykens, J. Vandewalle, True random bit generation from a double-scroll attractor, *IEEE Transact. Circ. Syst. I: Regul. Pap.* 51 (7) (2004) 1395–1404.

175. J.G. Freire, J.A. Gallas, Cyclic organization of stable periodic and chaotic pulsations in Hartley's oscillator, *Chaos, Solit. Fractals* 59 (2014) 129–134.

176. M. Kountchou, V.F. Signing, R.T. Mogue, J. Kengne, P. Louodop, Saïdou, Complex dynamic behaviors in a new Colpitts oscillator topology based on a voltage comparator, *AEU-Int. J. Electron. Commun.* (2020) 153072.

177. P. Louodop, S. Saha, R. Tchitnga, P. Muruganandam, S.K. Dana, H.A. Cerdeira, Coherent motion of chaotic attractors, *Phys. Rev.* 96 (4) (2017) 42210.

178. W. San-Um, B. Suksiri, P. Ketthong, A simple RLCC-diode-opamp chaotic oscillator, *Int. J. Bifurcat. Chaos* 24 (12) (2014) 1–8.

179. J.C. Sprott, A proposed standard for the publication of new chaotic systems, *Int. J. Bifurcat. Chaos* 21 (9) (2011) 2391–2394.

180. Colpitts E.H., Wireless telegraphy and telephony, U.S. Patent 1 (1918) 256-983. <https://patents.google.com/patent/US1624537A/en> (Accessed on 03/05/2019, 14:11).



181. E. Lindberg, K. Murali, A. Tamasevicius, The Colpitts oscillator family, NPW 2008 (2008) 47–48. <https://pdfs.semanticscholar.org/bf23/0626d03410242751148f500354b785ea085f.pdf>. Accessed on 03/05/2019, 14:13.
182. N. Swarupa, Design and simulation of chaotic colpitt's oscillator, in: ICECA, IEEE, 2018, pp. 1505–1508. ID:8474857.
183. V.T. Kamdoun, H.B. Fotsin, J. Kengne, et al., Complex dynamical behavior of a twostage Colpitts oscillator with magnetically coupled inductors, J. Chaos 2014 (2014) 1–11. ID:945658.
184. C. Su, S. Thoka, K.C. Tiew, R.L. Geiger, A 40 GHz modified-Colpitts voltage controlled oscillator with increased tuning range, in: Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'03), 1, IEEE, 2003, 1-1.
185. M.M. Jakas, F. Llopis, LC sine-wave oscillators using general-purpose voltage operational-amplifiers, Int. J. Electr. Eng. Educ. 44 (3) (2007) 244–248.
186. A. Leven, Telecommunication Circuits and Technology, Book, Elsevier, 2000.
187. R.L. Boylestad, L. Nashelsky, Electronic Devices and Circuit Theory, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey Columbus, Ohio, 2012. <https://lib.hpu.edu.vn/handle/123456789/21368>. Accessed on 03/05/2019, 15:06.
188. A.S. Elwakil, M.P. Kennedy, A family of colpitts-like of chaotic oscillators, J. Franklin Inst. 336 (4) (1999) 687–700.
189. T. Banerjee, B. Karmakar, B.C. Sarkar, Chaotic electronic oscillator from single amplifier biquad, Int. J. Electron. Commun. 66 (7) (2012) 593–597.
190. R. Samanbakhsh, A. Taheri, Reduction of power electronic components in multilevel converters using new switched capacitor-diode structure, IEEE Trans. Ind. Electron. 63 (11) (2016) 7204–7214.
191. T. Ramakrishnan, R. Sornalatha, High speed and efficient power reduction in pulse triggered flipflop based on signal feed through scheme, Int. J. Res. Appl. Sci. Eng. Technol. 3 (1) (2015) 1–5. <https://www.ijraset.com/files/serve.php?FID¼2522>.

192. R. Tchitnga, R.N. Zebaze, F.B. Pelap, P. Louodop, P. Woafu, A novel high-frequency interpretation of a general purpose Op-Amp-based negative resistance for chaotic vibrations in a simple a priori non chaotic circuit, *J. Vib. Contr.* 23 (5) (2017) 744–751.

193. G.-S. Yim, J.-W. Ryu, Y.-J. Park, S. Rim, S.-Y. Lee, W.-H. Kye, C.-M. Kim, Chaotic behaviors of operational amplifiers, *Phys. Rev. E.* 69 (4) (2004), 045201.

194. G. Breed, Fundamentals of passive component behavior at high frequencies, *High Freq. Electron.* (2006) 16–22. [http://www.highfrequencyelectronics.com/Jun06/HFE0606\\_Tutorial.pdf](http://www.highfrequencyelectronics.com/Jun06/HFE0606_Tutorial.pdf). Accessed on 03/05/2019, 15:39.

195. R.C. Toonen, S.P. Benz, Nonlinear behavior of electronic components characterized with precision multitones from a Josephson arbitrary waveform synthesizer, *IEEE Trans.* 19 (3) (2009) 715–718.

196. J. Karki, Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits- Mixed Signal Products(Application Report, White Paper: SLOA013A), Texas Instruments, Dallas, Texas, 2000. Available at: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/sloa013a/sloa013a.pdf>. Accessed 03/05/2019, 15:40.

197. C. Wolff, J.G. Kenney, L.R. Carley, CAD for the analysis and design of  $\Delta\Sigma$  converters, in: *Delta-sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation*, IEEE Press, 1997, pp. 447–467.

198. A. Rana, P. Gaikwad, Colpitts oscillator: design and performance optimization, *Int. J. Appl. Sci. Eng. Res.* 3 (5) (2014) 913–919.

199. W. Jung, *Op Amp Applications Handbook*, Elsevier, Burlington, 2005.

200. L.A. Aguirre, A.V. Souza, An algorithm for estimating fixed points of dynamical systems from time series, *Int. J. Bifurcat. Chaos* 8 (11) (1998) 2203–2213.

201. C.G. Boehmer, T. Harko, S.V. Sabau, Jacobi stability analysis of dynamical systems applications in gravitation and cosmology, *Adv. Theor. Math. Phys.* 16 (4) (2012) 1145–1196.

[https://projecteuclid.org/download/pdf\\_1/euclid.atmp/1408559162](https://projecteuclid.org/download/pdf_1/euclid.atmp/1408559162). Accessed 03/05/2019, 15:51.

202. J.C. Sprott, C. Li, Asymmetric bistability in the rössler-system, *acta, Phys. Pol. B* 48(1) (2017). <http://sprott.physics.wisc.edu/pubs/paper447.pdf>. Accessed 03/05/2019, 15:58.

203. E.M. Ngouonkadi, H.B. Fotsin, P.L. Fotso, V.K. Tamba, H.A. Cerdeira, Bifurcations and multistability in the extended Hindmarsh–Rose neuronal oscillator, *Chaos, Solit. Fractals* 85 (2016) 151–163.

204. A. Taher Azar, N.M. Adele, T. Alain, R. Kengne, F.H. Bertrand, Multistability analysis and function projective synchronization in relay coupled oscillators, *Hindawi Complex*. 2018 (2018) 1–12.

205. P. Louodop, R. Tchitnga, F.F. Fagundes, M. Kountchou, V.K. Tamba, H.A. Cerdeira, Extreme multistability in a Josephson-junction-based circuit, *Phys. Rev.* 99 (4) (2019), 042208.

206. Z. Zeng, T. Huang, W.X. Zheng, Multistability of recurrent neural networks with time-varying delays and the piecewise linear activation function, *IEEE Transact.* 21 (8) (2010) 1371–1377.

207. Z.T. Njitacke, J. Kengne, Antimonotonicity, chaos and multiple coexisting attractors in a simple hybrid diode-based jerk circuit, *Chaos, Solit. Fractals* 105 (2017) 77–91.

208. A.S. Elwakil, M.P. Kennedy, High frequency Wien-type chaotic oscillator, *Electron. Lett.* 34 (12) (1998) 1161–1162.

209. A. Kordonis, Y. Nakakohara, H. Otake, Chaotic triangle Wave Generator Implementing Chua Circuit towards DC/DC Converter Control, *Enoc*, Budapest, Hungary, 2017. <https://congressline.hu/enoc2017/abstracts/31.pdf>. Accessed 03/05/2019, 16:06.

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

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

212. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
213. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.
214. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
215. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
216. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
217. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
218. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
219. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
220. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
221. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
222. 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.
223. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.
224. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
225. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
226. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

227. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

228. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А  
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
д.т.н., професор  
\_\_\_\_\_ О.В. Осадчук  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

**«Топологічні та динамічні особливості сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів а»**

08-36.МКР.001.00.000 ТЗ

Керівник роботи:  
\_\_\_\_\_ к. т. н., доц. Гаврілов Д.В.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

Розробив студент гр. ТКР-18м з/в  
\_\_\_\_\_ Квітчук Я.В.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 76 від 06.03.2020 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 02.01.2020 р.

Дата закінчення: 15.06.2020 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

*Метою роботи є* теоретичне та модельне дослідження топологічних і динамічних особливостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца на основі операційних підсилювачів.

*Об'єктом дослідження є* процеси перетворення енергії періодичних коливань у хаотичні коливання в електричних колах генераторів Колпітца на операційних підсилювачах.

*Предметом дослідження є* часові та статистичні параметри і характеристики сигналів в електричних колах генераторах Колпітца на операційних підсилювачах у режимі детермінованого хаосу.

*Основними завданнями магістерської кваліфікаційної роботи є:*

- аналіз елементів теорії сучасних операційних підсилювачів;
- огляд математичної теорії класичного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца;
- огляд топології схемних варіантів сімейства керованих напругою генераторів Колпітца;
- математичне моделювання динамічних властивостей сімейства керованих напругою генераторів Колпітца;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;

- комп'ютерне схемотехнічне моделювання динамічних процесів режимі хаотичних і гіперхаотичних електричних коливань у генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;
- отримання результатів експериментальних досліджень динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на операційних підсилювачах;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

### 3. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Генераторы хаотических колебаний : Учебное пособие. 2-е издание / [Б.И. Шахтарин, П.И. Кобылкина, Ю.А. Сидоркина, А.В. Кондратьев, С.В. Митин]. – М.: Гелиос АРВ, 2014. – 248 с.
2. Анищенко В.С. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем / Анищенко В.С. Вадивасова Т.Е., Астахов В.В. / Под ред. В.С. Анищенко. -Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1999. – 368 с.
3. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Максимов Н. А., Панас А. И. Генерация хаоса / под общ. ред. А. С. Дмитриева. Москва: Техносфера, 2012. 424 с.
4. Кузнецов С.П. Простые электронные генераторы хаоса и их схемотехническое моделирование // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26, № 3. С. 35–61. DOI: 10.18500/0869-6632-2018-26-3-35-61.
5. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
6. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
7. 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.
8. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.



9. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.

10. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

#### 4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи ТКР-18м з/в Квітчук Я.В.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується реалізувати .

##### 5.1 Електричні параметри:

1. Джерело напруги живлення є мережа побутового електричного струму 50 Гц, 220 В.
- 2) Номінальна напруга живлення +5 В.
- 3) Електроспоживання не більше 3,5 мВт.
- 4) Частота стаціонарних коливань 39 кГц.
- 5) Діапазон частоти хаотичних коливань 44..54 кГц.
- 6) Хаотичний режим - складний атрактор типу "осцилятор Колпітца".

##### 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
		початок	кінець		
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	06.01.2020	20.01.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР на кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	21.01.2020	24.02.2020	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	25.02.2020	06.03.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	07.03.2020	23.03.2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Звіт по переддипломній практиці Вступ Розділ 1-2
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	24.03.2020	07.04.2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	08.04.2020	13.04.2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	14.04.2020	28.04.2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	29.04.2020	11.05.2020	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	12.05.2020	19.05.2020	Частина БЖДПБ	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	20.05.2020	03.06.2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	04.06.2020	08.06.2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	09.06.2020	15.06.2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	16.06.2020	16.06.2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- огляд математичної теорії класичного генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца;
- аналіз елементів теорії сучасних операційних підсилювачів;
- теоретичні дослідження хаотичної динаміки генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- комп'ютерне математичне моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- отримання результатів експериментальних досліджень динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца 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 ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- електричну схему генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- результати теоретичних досліджень хаотичної динаміки генератора детермінованого хаосу за схемою Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- результати комп'ютерного математичного моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца на основі операційних підсилювачів;
- результати експериментальних досліджень динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в генераторах Колпітца 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)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі

### Загальні теоретичні відомості про операційні підсилювачі



Рисунок Б.1 – Структурна схема операційного підсилювача

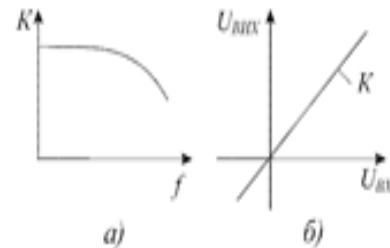


Рисунок Б.2 – Амплітудно-частотна (а) та амплітудна (б) характеристики ОП

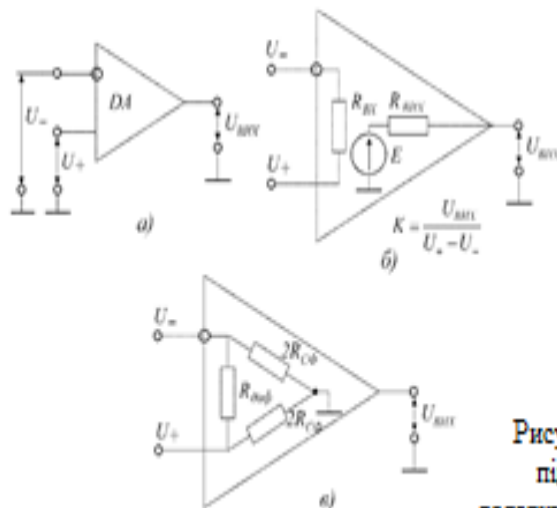


Рисунок Б.3 – Графічне зображення (а) та еквівалентні схеми (б, в) операційного підсилювача

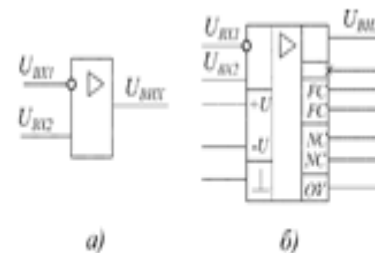


Рисунок Б.4 – Умовне позначення операційного підсилювача: а – без додаткового поля; б – з додатковими полями (NC – виводи балансування; FC – виводи частотної корекції; U – виводи напруги живлення; X – вивід, що не несе логічної інформації; OV – спільний інформаційний вивід; ⊥ – корпус)

Додаток В  
(обов'язковий)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Структурна схема керованого напругою генератора Колпітца на операцій-  
ному підсилювачі

Структурна схема керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі

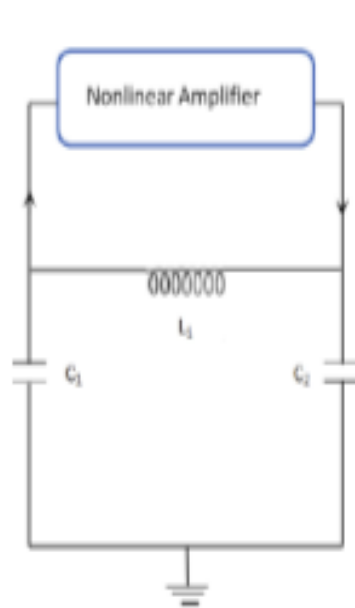


Рисунок В.1 – Спрощена структурна схема генератора Колпітца на операційному підсилювачі

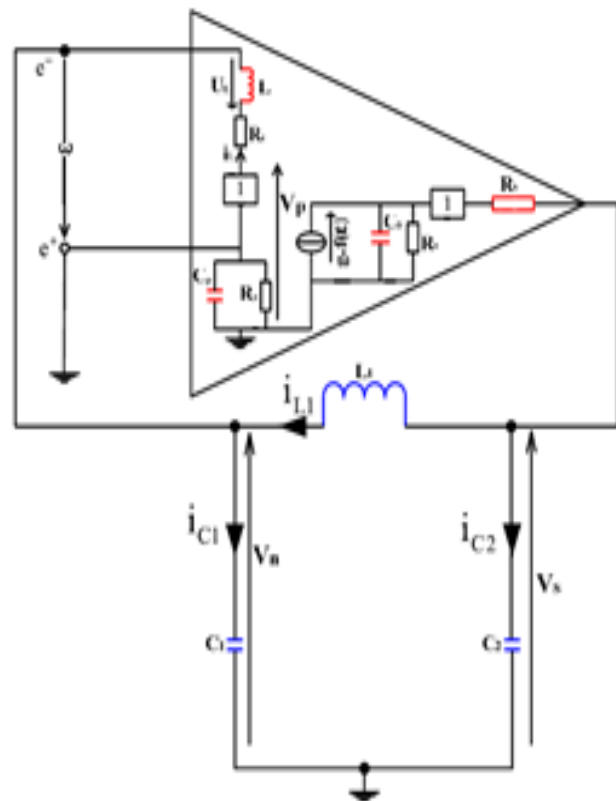


Рисунок В.2 – Загальна структурна схема керованого напругою генератора Колпітца на операційному підсилювачі



Додаток Д  
(обов'язковий)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Математична модель керованого напругою генератора Колпітца на операцій-  
ному підсилювачі

**Математична модель керованого напругою  
генератора Колпітца на операційному підсилювачі**

На підставі законів Кірхгофа

Нелінійність операційного підсилювача

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0 \frac{dV_0}{dt} = g_m f(\varepsilon) - \frac{V_0}{R_0}, \\ C_2 \frac{dV_s}{dt} = \frac{V_0 - V_s}{R_s} - i_{L_1}, \\ C_1 \frac{dV_n}{dt} = i_{L_1} - i_{L_2}, \\ L \frac{di_{L_1}}{dt} = V_n - R_C i_{L_1}, \\ L_1 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_s - V_n. \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_1}{d\tau} = \alpha \tanh(-\alpha_0 x_3) - \beta x_1, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \gamma (x_1 - x_2) - \theta x_3, \\ \frac{dx_3}{d\tau} = \eta (x_5 - x_4), \\ \frac{dx_4}{d\tau} = \xi x_3 - \bar{\eta} x_4, \\ \frac{dx_5}{d\tau} = \bar{\xi} (x_2 - x_3). \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} f(\varepsilon) = V_s(\varepsilon) = V_{sat} \tanh\left(\frac{\alpha_0 \varepsilon}{V_{sat}}\right) \\ \text{Частота генерованих коливань} \\ f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(C_1 \cdot C_2)}{(C_1 + C_2)} L_1}} \\ \text{Рівняння коефіцієнтів системи} \\ g_m = \sqrt{\frac{1}{R_0^2} + (C_0 \omega_0)^2} \end{array}$$

Рівняння нормованих динамічних змінних

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{V_0}{V_{sat}} K_1, \quad x_2 = \frac{V_s}{V_{sat}} K_2, \quad x_3 = \frac{V_n}{V_{sat}} K_3, \\ x_4 &= \frac{R_C i_{L_1}}{V_{sat}} K_4, \quad x_5 = \frac{R_2 i_{L_2}}{V_{sat}} K_5, \quad \frac{1}{\tau} = \frac{1}{f_r} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{g_m}{C_0 f_r}, \quad \beta = \frac{1}{C_0 R_0 f_r}, \quad \gamma = \frac{R_2}{R_s} \theta, \quad \theta = \frac{1}{C_1 R_1 f_r}, \\ \xi &= \frac{R_1}{L f_r}, \quad \bar{\eta} = \frac{R_C}{L f_r}, \quad \bar{\xi} = \frac{R_2}{L f_r}, \\ K_1 &= K_2 = K_3 = K_5 = 1, \quad K_4 = 3 \times 10^4. \end{aligned}$$

Додаток Е  
(обов'язковий)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Результати теоретичних досліджень хаотичної динаміки генератора Колпітца на  
операційному підсилювачі

Результати теоретичних досліджень хаотичної динаміки  
генератора Колпітца на операційному підсилювачі

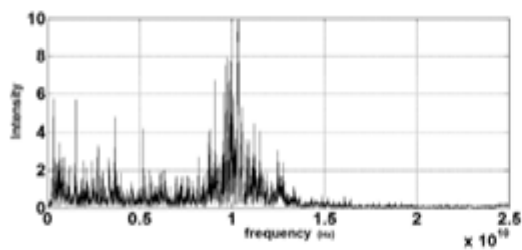


Рисунок Е.1 – Амплітудно-частотний спектр коливань генератора Колпітца на основі ОП

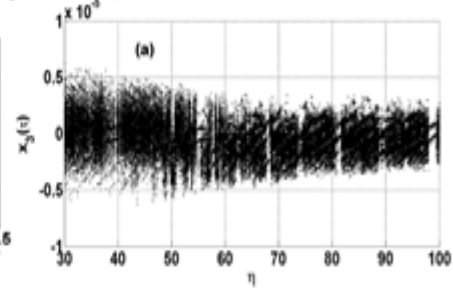


Рисунок Е.2 – Біфуркаційні діаграми генератора Колпітца на основі ОП

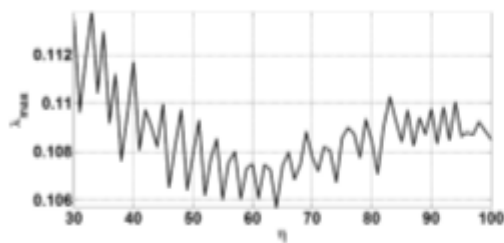


Рисунок Е.3 – Графік максимального показника Ляпунова динамічної системи Колпітца

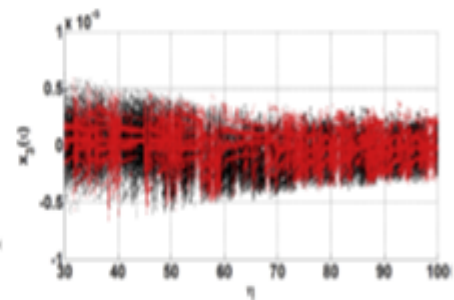


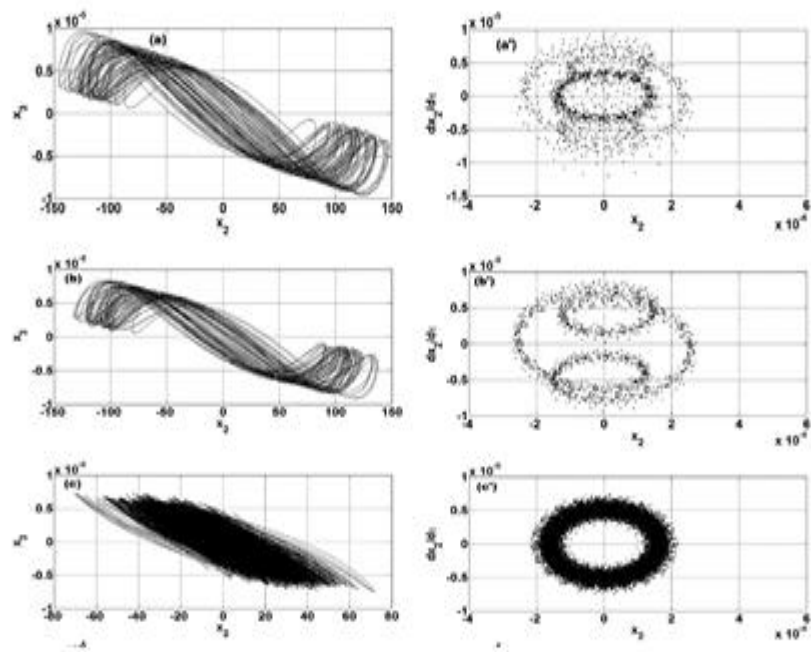
Рисунок Е.3 – Діаграми розподілу значень динамічної змінної  $x_2$

Додаток Ж  
(обов'язковий)

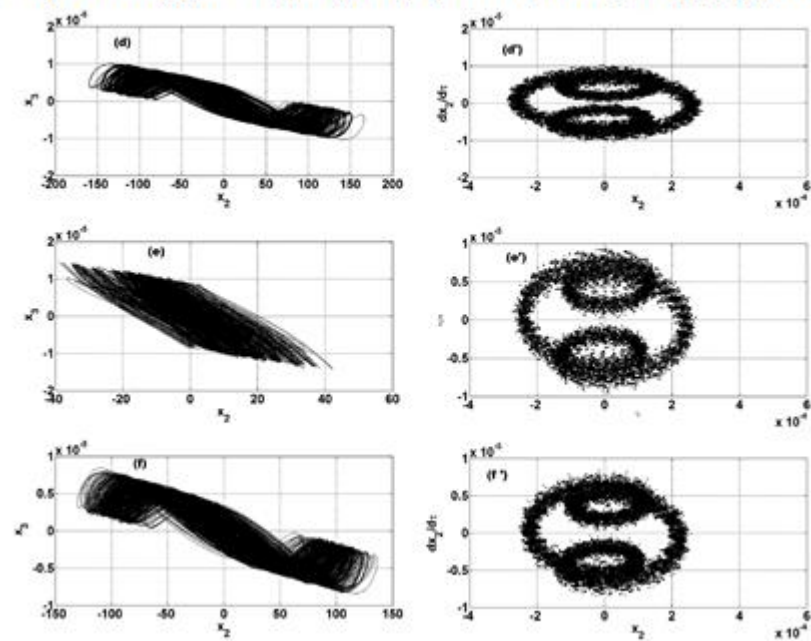
ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Графіки фазових портретів і відповідні перерізи площиною Пуанкаре

## Графіки фазових портретів і відповідні перерізи площиною Пуанкаре



## Графіки фазових портретів і відповідні перерізи площиною Пуанкаре (продовження)



Додаток К  
(обов'язковий)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Комп'ютерна схемотехнічна модель генератора Колпітца на ОП

### Комп'ютерна схемотехнічна модель генератора Колпітта на ОП

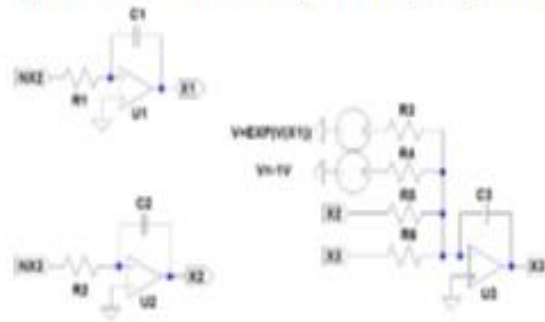


Рисунок 4.1 – LTSpice схема для головної системи

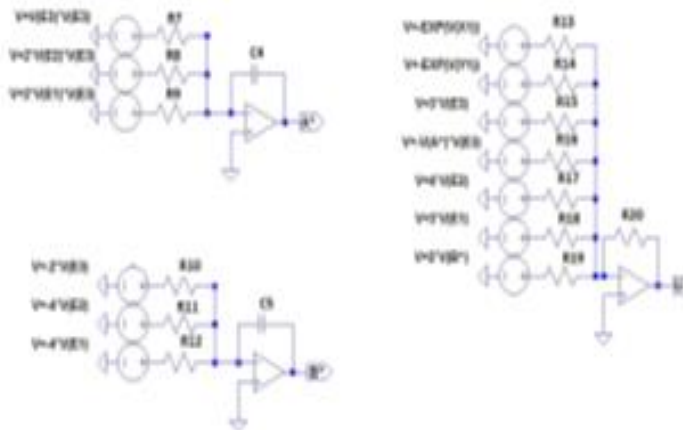


Рисунок 4.2 – Схема LTSpice для схеми управління



Додаток Л  
(обов'язковий)

ТОПОЛОГІЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ СІМЕЙСТВА  
КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА НА ОСНОВІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання

## Результати комп'ютерного схематичного моделювання

