

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет комп'ютерних систем і автоматики
(повне найменування інституту)
Кафедра метрології та промислової автоматики
(повна назва кафедри)

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи

магістр

(освітній ступень)

на тему Індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора
детерміновано-хаотичних коливань

Виконав: студент 2 курсу, групи ІЯП-18м
спеціальності 152 – Метрологія та
інформаційно-вимірювальна техніка
(освітня програма: інженерія якості
продукції)

(шифр і назва спеціальності)

Данілов О.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник Маньковська В.С.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Тарновський М.Г.

(прізвище та ініціали)

Вінниця - 2019 року

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет комп'ютерних систем і автоматики

Кафедра метрології та промислової автоматики

Освітній ступень магістр

Спеціальність 152 – Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка
(освітня програма: інженерія якості продукції)

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри МПА

_____ д.т.н., проф. Кучерук В.Ю.

“ _____ ” _____ 20__ року

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

Данілову Олександрю Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

керівник роботи Маньковська Вікторія Сергіївна, к.т.н., доцент,

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ _____ ” _____ 20__ року № _____

2. Строк подання студентом роботи _____

3. Вихідні дані до роботи: RL-діодний генератор детерміновано-хаотичного сигналу.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Огляд методів та засобів вимірювання індуктивності; дослідження генераторів детерміновано-хаотичних коливань; розробка індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) лістинг програми для системи Чуа; структурна схема індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань; схема електрична принципова індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Маньковська В.С., доцент кафедри МПА		
2	Маньковська В.С., доцент кафедри МПА		
3	Маньковська В.С., доцент кафедри МПА		
4	Ратушняк О.Г., доцент кафедри ЕПВМ		

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд методів та засобів вимірювання індуктивності		
2	Дослідження генераторів детерміновано-хаотичних коливань		
3	Розробка індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань		
4	Розробка економічної частини		

Студент

_____ (підпис)

Данілов О.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

_____ (підпис)

Маньковська В.С.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена розробці індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань. Приведено аналіз основних методів та засобів вимірювання індуктивності. Описано метод вимірювання фізичних величин з використанням властивостей динамічного хаосу. Проведено дослідження особливостей роботи генераторів детерміновано-хаотичних коливань, а також розроблено індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань. Виконавши експериментальні дослідження було встановлено, що максимальна чутливість даного вимірювального перетворювача спостерігається в діапазоні від 2,5 до 12,5 мГн.

ABSTRACT

The master's qualification work is devoted to the development of an inductive measuring converter based on a generator of deterministic-chaotic oscillations. An analysis of the basic methods and means of measuring inductance is given. The method of measuring physical quantities using the properties of dynamic chaos is described. The peculiarities of the operation of the determinant-chaotic oscillators are investigated, as well as the inductive measuring converter based on the generator of determinatively chaotic oscillations. After performing experimental studies, it was found that the maximum sensitivity of this measuring transducer is observed in the range from 2,5 to 12,5 mH.

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ.....	5
ABSTRACT.....	6
ВСТУП.....	7
1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ІНДУКТИВНОСТІ.....	11
1.1 Поняття індуктивності.....	11
1.2 Вимірювальні мости	14
1.3 Мости постійного струму.....	15
1.4 Мости змінного струму.....	18
1.5 Мости для вимірювання параметрів котушок індуктивності.....	22
1.6 Індуктивні перетворювачі.....	24
Висновки до розділу.....	26
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....	27
2.1 Генератор Чуа.....	27
2.2 Генератор Анищенко-Астахова	31
2.3 Генератор Колпитца.....	36
2.4 Неавтономний імпульсний ГХК на основі схеми Чуа.....	40
2.5 Генератор з атрактором типу “подвійний завиток”.....	42
2.6 Дослідження особливостей роботи генераторів детерміновано-хаотичних коливань.....	44
Висновки до розділу.....	48
3 РОЗРОБКА ІНДУКТИВНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....	49
3.1 Розробка методу вимірювання фізичних величин з використанням властивостей динамічного хаосу.....	49

	4
3.2 Індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	59
3.3 Реалізація індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	61
Висновки до розділу.....	63
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	64
4.1 Оцінювання економічного потенціалу розробки.....	64
4.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи (НДР)...	67
4.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки.....	74
4.4 Розрахунок терміну окупності витрат.....	75
Висновки до економічного розділу.....	77
ВИСНОВКИ.....	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	80
ДОДАТКИ.....	83
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.....	84
Додаток Б (обов'язковий) Лістинг програми для системи Чуа.....	87
Додаток В (обов'язковий) Структурна схема індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	90
Додаток Г (обов'язковий) Схема електрична принципова індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	91

ВСТУП

Актуальність теми.

В багатьох областях науки та промисловості постає проблема вимірювання фізичних величин з високою точністю. Існуючі методи та засоби практично вичерпали потенціал підвищення своєї чутливості до змінення вимірюваної фізичної величини [1]. Таким чином, постає задача створення методів та засобів вимірювання фізичних величин з підвищеною точністю.

Одним із самих значних наукових відкриттів останніх десятиліть є відкриття детермінованого хаосу в динамічних системах. Суть цього відкриття полягає в тому, що повністю визначена (детермінована) динамічна система, при відсутності будь-яких випадкових впливів на неї, починає вести себе непередбаченим (хаотичним) чином. Проте у цієї непередбачуваності (хаотичності) при більш ретельному розгляді вдається виявити ряд закономірностей у поведінці системи, що відрізняє дане явище від класичних випадкових процесів. Більше того, на відміну від класичних випадкових процесів, явище детермінованого хаосу може бути багаторазово відтворене в натурних і лабораторних експериментах. Найбільш істотним є те, що детермінований хаос не є якимось винятковим режимом поведінки динамічних систем, навпаки, такі режими спостерігаються в дуже багатьох динамічних системах, які розглядаються в математиці, фізиці, хімії, біології, медицині та економіці. Такі детерміновані хаотичні режими інколи є більш типовими режимами, ніж повністю передбачувані (регулярні) режими. Можна сказати, що оточуючий нас матеріальний світ “повністю занурений у хаос”. Тому дослідження з хаотичної динаміки є одним з магістральних шляхів розвитку сучасного природознавства. Такі дослідження широко проводяться в усіх промислово розвинених країнах світу.

Явища детермінованого хаосу можливі тільки в нелінійних системах. Тому, з відкриттям детермінованого хаосу, повністю розвіялися раніше

існуючі ілюзії про можливість будь-якого адекватного опису реальних процесів за допомогою лінійних математичних моделей. Погляд на нелінійні системи як на деяке “косметичне” удосконалення лінійних моделей беззастережно іде в минуле.

Математичним образом детермінованого хаосу найчастіше виступають так звані дивні атрактори - складним чином утворені граничні множини у фазових просторах динамічних систем. На практиці перший дивний атрактор було побудовано американським дослідником Е.Н. Лоренцем в 1963 році при вивченні процесів теплообміну в рідині. Проте, передумови існування хаотичної динаміки в детермінованих нелінійних системах можна виявити ще в роботах великого А. Пуанкаре, який зіштовхнувся зі складною динамікою в знаменитій задачі трьох тіл у небесній механіці. Зокрема, він описав так звану гомоклінічну траєкторію такими словами: “Дивуєшся складності цієї фігури, що я навіть не намагаюся зобразити. Нічого немає більш придатного, щоб дати нам уявлення про складність задачі трьох тіл, у яких немає однозначного інтеграла й ряди розбігаються.” Слід зазначити, що аналіз гомоклінічних траєкторій став доступний фахівцям лише через шістьдесят років після Пуанкаре. Зараз встановлено, що такі гомоклінічні траєкторії є одним з основних механізмів при утворенні дивного атрактора.

В дослідженнях 70-х років минулого століття переконливо показано, що основною причиною утворення дивних атракторів є експонентна нестійкість приналежних їм траєкторій. Тому особливого значення набули введені О.М. Ляпуновим в 1892 році характеристичні показники, які тепер називаються показниками Ляпунова. Зараз встановлено, що наявність у динамічної системи хоча б одного додатного показника Ляпунова є практичним критерієм хаосу.

Не зважаючи на хаотичний характер, коли на практиці передбачити стан системи в заданий момент часу можна лише статистично, процес в таких системах суттєво відрізняється від звичайного статистичного шуму. Останній характеризується тим, що точки траєкторії рівномірно заповнюють певний

об'єм фазового простору, а суцільний спектр шуму не має чітко виражених ліній. Фазові портрети систем із детермінованим хаосом володіють складною нерівномірною просторовою структурою та деякими загальними властивостями, причому в неперервному спектрі присутні явно виражені гармоніки. До фундаментальних властивостей таких систем відноситься надзвичайно висока чутливість хаотичного процесу до зміни параметрів генератора хаотичних коливань (ГХК) [2].

Дослідження складної динаміки детермінованих динамічних систем проводилося в роботах Д. Біркгофа, О.О. Андропова, Е. Хопфа, Л.Д. Ландау, М.М. Боголюбова, Ю.О. Митропольського, Дж. Хейла, В.І. Арнольда, Ю. Мозера, А.М. Самойленка та багатьох інших авторів.

Після опублікування роботи Е.Н. Лоренца, що стала в наш час класичною, число публікацій з хаотичної динаміки починає наростати, як лавина. Цей напрямок стає одним з провідних у сучасній теорії динамічних систем. Тут варто виділити дослідження В.С. Анищенка, Г.М. Заславського, А.П. Кузнєцова, С.П. Кузнєцова, Ф. Такенса, М. Фейгенбаума, Л. Чуа, М. Ено, О.М. Шарковського, Л.П. Шильнікова та багатьох інших. Незважаючи на збільшення з кожним роком числа публікацій з детермінованого хаосу, багато аспектів цієї теорії залишаються нез'ясованими й вимагають подальшого інтенсивного вивчення.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Теоретичні та експериментальні дослідження, результати яких отримані у магістерській кваліфікаційній роботі, виконувалися на кафедрі “Метрологія та промислова автоматика” Вінницького національного технічного університету.

Мета і задачі. Метою магістерської кваліфікаційної роботи є розробка індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі задачі:

- проаналізувати існуючі методи та засоби вимірювання індуктивності;

- проаналізувати існуючі методи та засоби технічної реалізації генераторів детерміновано-хаотичних коливань;
- обґрунтувати доцільність використання генераторів детерміновано-хаотичних коливань в засобах вимірювання;
- дослідити генератори детерміновано-хаотичних коливань;
- розробити схемну реалізацію індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Методи дослідження. Для досягнення мети і вирішення поставлених завдань використано теоретичні та експериментальні методи досліджень, що ґрунтуються на загальній теорії вимірювання, теорії вимірювальних сигналів, теорії аналізу динамічних процесів, методах імітаційного моделювання.

Об'єктом дослідження є процеси, що протікають у індуктивному вимірювальному перетворювачі на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Предмет дослідження – чутливість індуктивного вимірювального перетворювача.

Наукова новизна отриманих результатів. В магістерській кваліфікаційній роботі розроблено індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Практичне значення одержаних результатів полягає, насамперед, у створенні індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань. Розроблено структурну та принципову схему індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Особистий внесок здобувача. Основні наукові результати, які були отримані під час написання магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором одноосібно. Результати виконаних у магістерській кваліфікаційній роботі досліджень доповідалися та обговорювалися на 5-й міжнародній науковій конференції “Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах” (ВКДТС – 2019).

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ІНДУКТИВНОСТІ

1.1 Поняття індуктивності

Індуктивність – це фізична величина, яка визначає властивість електротехнічних пристроїв (котушок, обмоток, дроселів, соленоїдів тощо) нагромаджувати енергію в магнітному полі під час проходження по них електричного струму.

Найбільш близьким до ідеалізованого елемента індуктивності є реальний елемент електричного кола – котушка індуктивності.

Котушка індуктивності – це звернутий у спіраль ізольований дріт, що має значну індуктивність при відносно великій електричній провідності та малому активному опорі. Така система здатна запасати енергію при протіканні електричного струму. Для збільшення індуктивності котушка здебільшого намотується на феромагнітне осердя.

Індуктивність котушки залежить від числа витків, довжини та діаметра котушки, наявності та типу осердя і наявності екрану. Осердя із феромагнітних матеріалів підвищує величину індуктивності і дають можливість в певних межах регулювати її величину введенням та виведенням осердя. Іноді для осердя застосовують латунь. Введення металевго осердя залежності від матеріалу змінює величину індуктивності. Також індуктивність котушок залежить не тільки від значення струму в них, а й від частоти.

Вимірювання параметрів таких котушок індуктивності бажано проводити в тих самих умовах і режимах, в яких вони використовуються. На відміну від індуктивності в індуктивній котушці мають місце також запасання енергії електричного поля і перетворення електричної енергії в інші види енергії, зокрема в теплову. Кількісно здатність реального і ідеалізованого елементів електричного кола запасати енергію магнітного

поля характеризується параметром, званим індуктивністю.

Процеси, що проходять в колах змінного струму, характеризуються тим, що при кожному вимірюванні струму (напруги) змінюються електричні і магнітні поля, зв'язані з цими колами. В котушках індуктивності виникають ЕРС самоіндукції і взаємоіндукції. Котушки індуктивності в колах змінного струму називають резистивними елементами. Для змінного струму вони є реактивними опорами. Зміна струму в колі з індуктивністю (L) або взаємоіндукцією (M) викликає виникнення ЕРС самоіндукції (e_L) або взаємоіндукції (e_M), яка за законом Ленца протидіє зміні струму. Для струму, що змінюється по гармонічному закону $i = I_m \sin \omega t$ миттєве значення напруги (U) на зажимах котушки індуктивності в кожен момент часу рівне по модулю значенню ЕРС самоіндукції і протилежне їй за знаком:

$$U = -e_L = L \frac{di}{dt} = \omega \cdot L \cdot I_m \cdot \cos \omega t = U_{Lm} \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right), \quad (1.1)$$

де U_{Lm} і I_m – амплітуди напруги і струму в котушці.

Для діючих значень струму і напруги $U_L = \omega \cdot L \cdot I$, $\omega \cdot L$ має розмірність опору і називається індуктивним опором X_L .

$$X_L = \omega L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L. \quad (1.2)$$

При вимірюванні індуктивності слід пам'ятати, що котушки індуктивності часто мають магнітопровід із феромагнітного матеріалу, тому їх індуктивність залежить не тільки від значення струму в них, а й від частоти.

Вимірювання параметрів таких котушок індуктивності бажано проводити в тих самих умовах і режимах, в яких вони використовуються.

Кожна котушка, крім індуктивності L , характеризується також власною

(міжвитковою) ємністю C_L і активним опором втрат R_L , розподіленими по її довжині (рис. 1.1).

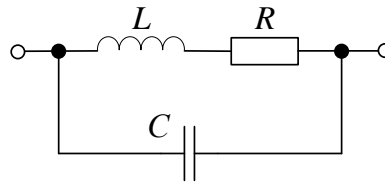


Рисунок 1.1 – Еквівалентна схема котушки індуктивності

Внаслідок впливу ємності C_L при вимірювання на високій частоті f визначається не істина індуктивність L , а дійсне або динамічне значення індуктивності:

$$L_d = \frac{L}{1 - (2\pi f)^2 \cdot L C_L} = \frac{L}{1 - \frac{f^2}{f_L^2}} \quad (1.4)$$

Це значення може відрізнятись від індуктивності L , що виміряна на низьких частотах. З підвищенням частоти збільшуються втрати в котушках індуктивності, що обумовлені поверхневим ефектом, випромінюванням енергії, струмами зміщення в ізоляції обмотки та каркасі, вихровими струмами в сердечнику.

Тому дійсний активний опір R_d котушки може помітно перевищувати її опір R_L , що виміряний омметром або мостом постійного струму. Від частоти f залежить і добротність котушки:

$$Q_L = \frac{2\pi f L_d}{R_d} \quad (1.5)$$

На рисунку 1.2 представлена еквівалентна схема котушки індуктивності з урахуванням її діючих параметрів. Так як значення всіх параметрів залежать від частоти, то випробування котушок, особливо високочастотних, бажано проводити при частоті коливань джерела

живлення, що відповідає їх робочому режиму. При визначенні результатів випробування індекс «д» зазвичай опускають.



Рисунок 1.2 – Еквівалентна схема котушки індуктивності

1.2 Вимірювальні мости

Вимірювання індуктивності здійснюється, як правило, методом порівняння, при якому вимірюваний параметр індуктивність порівнюється зі зразковою мірою (котушкою індуктивності), чи резонансним методом. При вимірюванні на низьких частотах найбільше поширення одержав мостовий метод вимірювання. Прилади, що використовують мостовий метод, називаються мостами постійного і змінного струму – у залежності від характеру напруги живлення.

Мостові схеми широко застосовуються для вимірювання параметрів електричних кіл, а також для вимірювання неелектричних величин.

У загальному разі мостовим колом, або мостом називається таке електричне коло, в якому можна виділити два розгалуження опором, що дорівнюють нескінченності при відповідному співвідношенні параметрів елементів кола, і скінченному значенню, якщо це співвідношення не виконується.

Засіб вимірювання, в основу якого покладено мостове коло, називається вимірювальним мостом.

Вимірювальні мостові схеми відносяться до найбільш точних і простих методів електричних вимірювань.

Мостові схеми постійного струму призначені для вимірювання активних опорів та неелектричних величин з відповідними первинними

резистивними вимірювальними перетворювачами.

Мостові схеми змінного струму призначені для вимірювання індуктивностей, взаєміндуктивностей, ємностей, кута діелектричних втрат, добротності, частоти і неелектричних величин при наявності відповідних первинних вимірювальних перетворювачів.

1.3 Мости постійного струму

Принципова схема моста наведена на рис. 1.3. В наведеній мостовій схемі резистори R_1 , R_2 , R_3 і R_4 – плечі моста; ab – діагональ моста, в яку подають живлення від джерела постійної напруги U ; cd – індикаторна діагональ, в яку ввімкнено індикатор рівноваги (IP) моста.

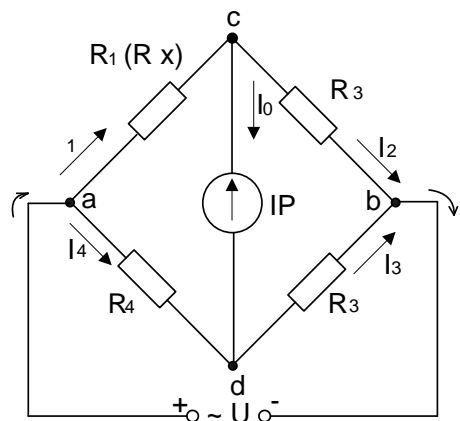


Рисунок 1.3 – Одинарний міст постійного струму

Нульові показання IP будуть при умові, коли струм $I_0 = 0$.

Тоді

$$I_1 = I_2, I_4 = I_3. \quad (1.6)$$

В такому випадку, напруга між точками c і d також буде дорівнювати нулю $U_{cd} = 0$, а це означає, що напруга на резисторі R_1 дорівнює напрузі на резисторі R_4 , напруга на резисторі R_2 буде

дорівнювати напрузі на резисторі R_3

$$U_{ac} = U_{ad}, U_{bc} = U_{bd}, \quad (1.7)$$

або

$$I_1 R_1 = I_4 R_4, \quad (1.8)$$

$$I_2 R_2 = I_3 R_3. \quad (1.9)$$

Поділивши рівняння (1.8) на (1.9) отримаємо

$$I_1 R_1 / I_2 R_2 = I_4 R_4 / I_3 R_3 \quad (1.10)$$

Оскільки струми за умови рівноваги моста рівні, то можна записати

$$R_1 / R_2 = R_4 / R_3 \quad (1.11)$$

або

$$R_1 R_3 = R_2 R_4, \quad (1.12)$$

що є умовою рівноваги моста.

При вимірюванні резистор R_x , опір якого невідомий, включають в одне із плеч моста, наприклад, замість резистора R_1 .

Тоді з (1.12) отримаємо

$$R_x = R_4 \cdot R_2 / R_3. \quad (1.13)$$

В такому випадку, як правило опір резистора R_4 виконують змінним і за допомогою нього добиваються рівноваги моста.

Одинарний міст застосовують для вимірювання великих опорів, тому що під час вимірювання малих опорів виникають похибки, які зумовлені впливом опорів з'єднувальних провідників та перехідних контактів. Даний недолік відсутній в подвійному мості.

Подвійний міст постійного струму (рис.1.4) використовують для

вимірювання малих опорів від 100 до 10^{-8} Ом.

Якщо міст зрівноважений, то напруга $U_{ab} = 0$ і відповідно $I_{IP} = 0$.

Тоді можна скласти систему струмів

$$\begin{cases} I_1 = I_2 \\ I_4 = I_3 \\ I_x = I_N \end{cases} \quad (1.14)$$

і систему напруг

$$\begin{cases} U_{ca} = U_{cb} \\ U_{da} = U_{db} \end{cases} \quad (1.15)$$

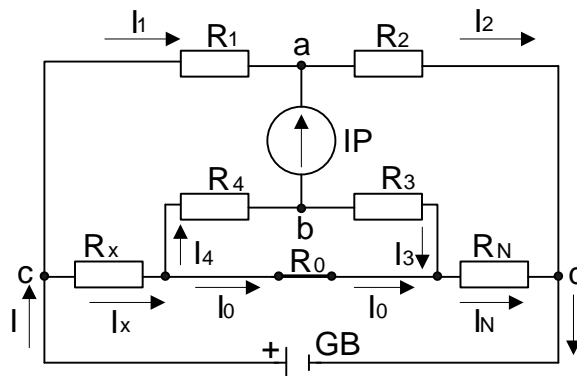


Рисунок 1.4 – Подвійний міст постійного струму

Перепишемо систему напруг через добуток струмів і опорів з урахуванням системи струмів

$$\begin{cases} I_1 R_1 = I_x R_x + I_4 R_4 \\ I_1 R_2 = I_x R_N + I_4 R_3 \end{cases} \quad (1.16)$$

Визначимо з 1-го рівняння системи (1.16)

$$R_x = I_1 R_1 - I_4 R_4 / I_x,$$

з 2-го рівняння

$$R_x = I_1 R_2 - I_4 R_3 / R_N.$$

Підставимо значення I_x в перше рівняння

$$R_x = R_N (I_1 R_1 - I_4 R_4) / I_1 R_2 - I_4 R_3.$$

Якщо подвійний міст постійного струму виготовити так, щоб $R_1 = R_4$ і $R_2 = R_3$, то останнє рівняння можна записати так

$$R_x = R_N R_1 (I_1 - I_4) / R_2 (I_1 I_4) = R_N \quad (1.17)$$

1.4 Мости змінного струму

Найбільш розповсюджені вимірювальні мости змінного струму розраховані на вимірювання або на мережній частоті 50-60 Гц, або на звукових частотах (звичайно близько 1000 Гц); спеціалізовані вимірювальні мости працюють на частотах до 100 МГц. Як правило, у вимірювальних мостах змінного струму замість двох пліч, що точно задають відношення напруг, використовується трансформатор. До винятків з цього правила відноситься вимірювальний міст Максвела-Віна.

Такий вимірювальний міст дозволяє порівнювати еталони індуктивності (L) з еталонами ємності на невідомій точно робочій частоті. Еталони ємності застосовуються при вимірюваннях високої точності, оскільки вони конструктивно простіші прецизійних еталонів індуктивності, більш компактні, їх легше екранувати, і вони практично не створюють зовнішніх електромагнітних полів. Міст врівноважується навіть у випадку «нечистого» джерела живлення (тобто джерела сигналу, що містить гармоніки основної частоти), якщо величина L_x не залежить від частоти.

Мостові методи вимірювання використовуються для вимірювання опорів, індуктивності і ємності, добротності пасивних компонентів

електричних кіл. Схема одинарного чотири плечевого моста зображена на рис. 1.3. Такий міст є чотириполюсником, до входу якого підключається джерело живлення, а до виходу - гальванометр Г (індикатор рівноваги моста). Умовою рівноваги моста є відсутність струму в гальванометрі і, отже, рівність добутків опорів протилежних плечей:

Рівняння рівноваги моста змінного струму має вигляд

$$\dot{Z}_x \dot{Z}_2 = \dot{Z}_0 \dot{Z}_1, \quad (1.18)$$

де $\dot{Z}_x, \dot{Z}_0, \dot{Z}_1, \dot{Z}_2$ – комплексні значення опорів плеч моста.

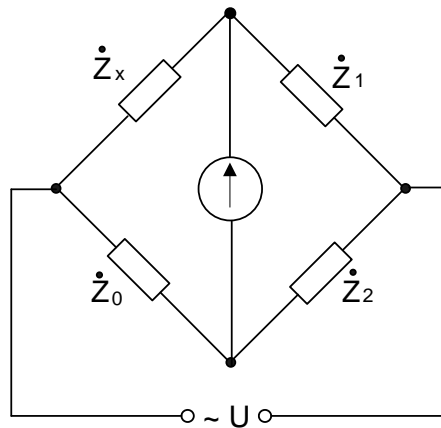


Рисунок 1.5 – Міст змінного струму

Оскільки $Z = \dot{Z}e^{j\varphi}$, то тоді рівняння рівноваги (1.18) можна переписати так

$$Z_x Z_2 e^{j(\varphi_x + \varphi_2)} = Z_0 Z_1 e^{j(\varphi_0 + \varphi_1)} \quad (1.19)$$

Ця рівність виконається при рівності добутків модулів

$$Z_x Z_2 = Z_0 Z_1 \quad (1.20)$$

і рівності сум фазових кутів

$$\varphi_x + \varphi_2 = \varphi_0 + \varphi_1. \quad (1.21)$$

Тобто, для рівноваги мостових схем змінного струму необхідно виконати дві умови рівноваги.

З наведеної умови рівноваги сум фазових кутів випливає, що якщо в двох суміжних плечах моста ввімкнені активні опори, наприклад,

$$Z_1 = R_1 \text{ і } Z_2 = R_2 \text{ (кут } \varphi_1 = \varphi_2 = 0),$$

то в двох інших його суміжних плечах повинні бути ввімкнені однорідні елементи, наприклад, дві індуктивності (кути φ_x і φ_0 додатні) або дві ємності (кути φ_x і φ_0 від'ємні) або два резистора (кут $\varphi_x = \varphi_0 = 0$). До того ж з'єднання елементів у схемах заміщення в обох випадках повинні бути або тільки послідовні (рис. 1.6), або тільки паралельні (рис 1.7).

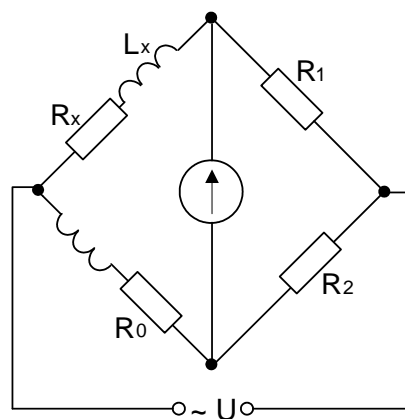


Рисунок 1.6 – Мостова схема для вимірювання індуктивності при послідовному заміщенні

Навпаки, якщо активні опори ввімкнені в два протилежні плеча,

наприклад,

$$Z_1 = R_1 \text{ і } Z_2 = R_2 \text{ (кут } \varphi_1 = \varphi_2 = 0),$$

то в двох інших його протилежних плечах повинні бути ввімкнені опори різної природи: в одному ємність, а в протилежному індуктивність (рис 1.6).

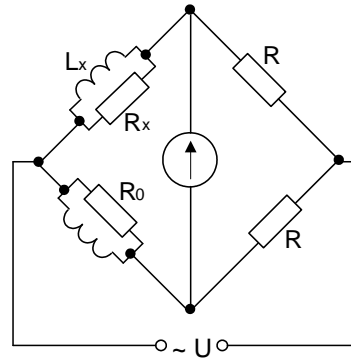


Рисунок 1.7 – Мостова схема для вимірювання індуктивності при паралельному заміщенні

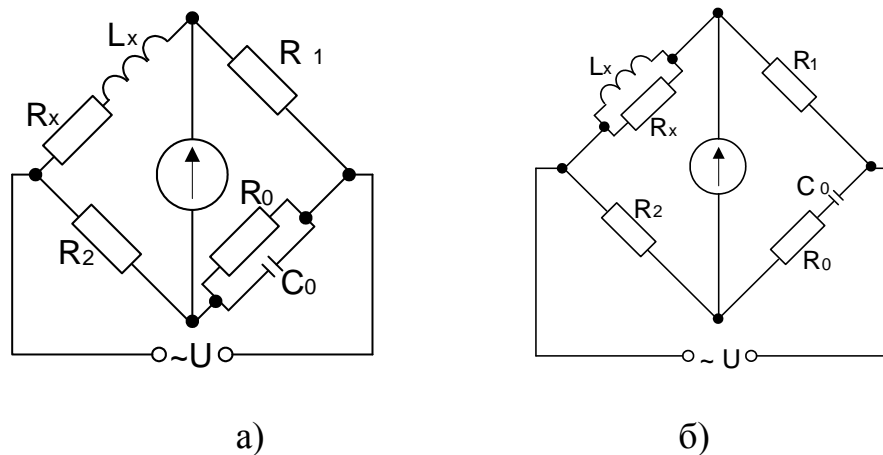


Рисунок 1.8 – Мостові схеми для вимірювання індуктивності: а) при послідовному заміщенні; б) при паралельному заміщенні

До того ж з'єднання елементів у схемах заміщення в протилежних плечах в обох випадках повинні бути також різними: послідовна – паралельна або, навпаки, паралельна – послідовна.

Розглянемо схему моста змінного струму для вимірювання параметрів котушок індуктивностей (див. рис.1.8, а). Вважаємо, що індуктивність має деякий активний опір (опір втрат). Зрівноважування моста виконують зміною опорів зразкових резисторів R_1 , R_2 , R_0 і ємності зразкового конденсатора C_0 . Рівняння рівноваги моста має вигляд

$$(R_x + j\omega L_x)(R_0/1 + j\omega C_0 R_0) = R_1 R_2, \quad (1.22)$$

звідки випливає, що

$$R_x = R_1 R_2 / R_0,$$

$$L_x = C_0 R_1 R_2.$$

1.5 Мости для вимірювання параметрів котушок індуктивності

Для котушки індуктивності застосовується переважно послідовна схема заміщення (1.9). За допомогою моста визначаються параметри R , L та добротність $Q = \omega L/R$. Слід відмітити, що $\text{tg}\delta$ та Q характеризують властивості конденсатора та котушки на певній частоті. Звичайно в мостах змінного струму вимірювання проводяться на фіксованих частотах.

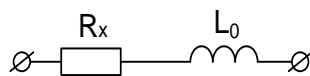


Рисунок 1.9 – Послідовна схема заміщення

Котушка індуктивності, параметри якої вимірюються, вмикається в одне з плечей моста. Щоб міст можна було зрівноважити, хоча б одне з пліч, що залишились, повинно містити або змінну індуктивність, або змінну ємність. Найчастіше застосовують змінну ємність, оскільки конденсатор змінної ємності можна виготовити з більшою точністю та з меншими

затратами, ніж котушку зі змінною індуктивністю.

Схема моста приведена на рисунку 1.10, а. Умова рівноваги для даного випадку запишеться у вигляді:

$$R_x + j\omega L_x = (R_2) \quad (1.23)$$

або після перемноження та ділення правої частини на

$$j\omega C_4/R_x + j\omega L_x = R_2 \cdot R_3/R_4 \cdot (j\omega R_4 C_4), \quad (1.24)$$

звідки

$$R_x = R_2/R_4 \cdot R_3, \quad (1.25)$$

$$L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4. \quad (1.26)$$

Добротність котушки $Q = j\omega L_x/R_x = \omega R_4 C_4$. Зрівноважується такий міст регулюванням R_3 та R_4 . Але, як видно з виразів для R_x та L_x , при виконанні однієї рівності регулюванням (наприклад, рівності $L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4$) порушується інша (яка досягається регулюванням R_4).

Недоліком цієї схеми моста є погана збіжність, особливо при низьких добротностях котушки. Якщо $Q = 1$, процес зрівноважування вже викликає труднощі, а при $Q < 0,5$ зрівноважування моста практично неможливе.

Вимірювання параметрів котушок індуктивності з низькою добротністю відбувається за допомогою шестиплечого моста (рис. 1.10, б). Для одержання умови рівноваги цього моста потрібно трикутник, створений елементами R_4 , R_5 та C , перетворити в зірку. Після такого перетворення виходить чотириплечий міст, умова рівноваги якого відома. З неї впливає вираз для знаходження параметрів котушки.

Міст зрівноважується регулюванням R_4 та R_5 . Спочатку регулюванням R_4 добиваються виконання першої умови рівноваги, потім регулюванням R_5 міст наближається до умови рівноваги. R_5 не впливає на першу умову, тому

міст має хорошу збіжність.

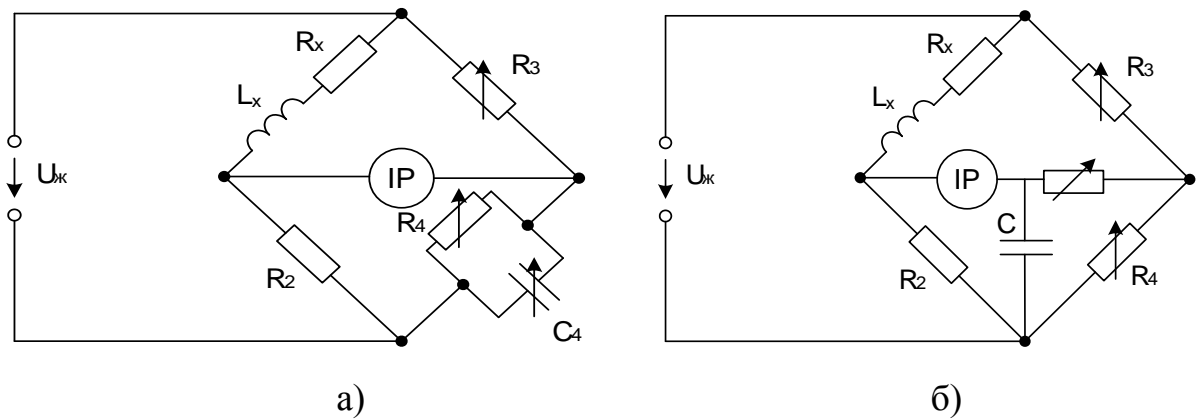


Рисунок 1.10 – Мости для вимірювання параметрів котушок індуктивності

1.6 Індуктивні перетворювачі

В індуктивних перетворювачах із змінною довжиною повітряного зазору (схема 1 у табл.1.1) використовується залежність індуктивності L від довжини повітряного зазору δ .

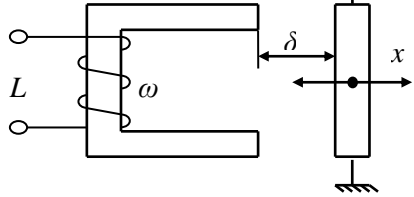
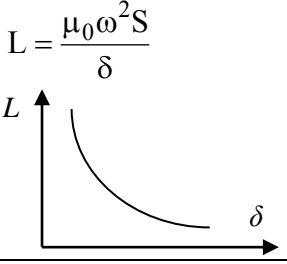
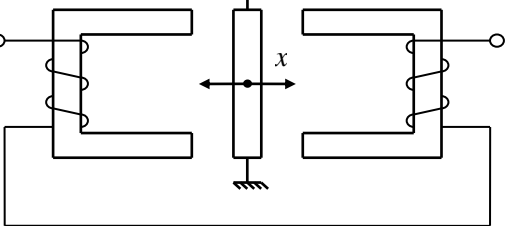
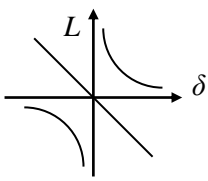
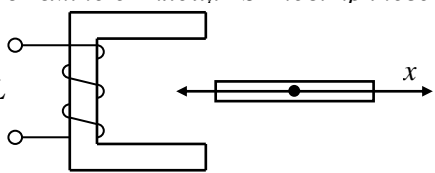
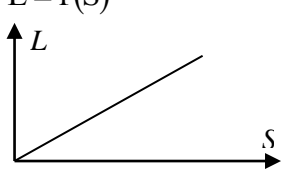
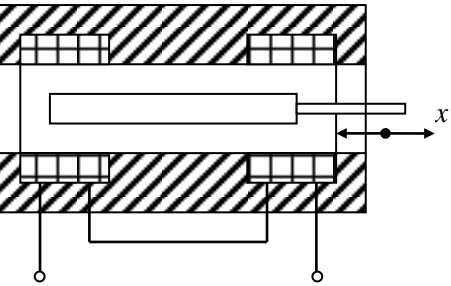
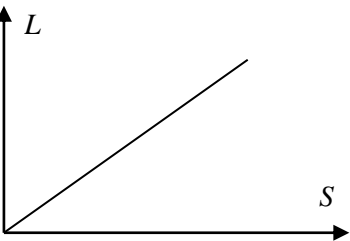
Якщо знехтувати опором магнітопроводу, незначним порівняно з магнітним опором зазору, а також втратою потужності в магнітопроводі, то одержимо

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta}, \quad (1.27)$$

де μ_0 – магнітна постійна, ω – число витків котушки, S – ефективна площа повітряного зазору.

Як наслідок, індуктивний перетворювач із змінною довжиною повітряного зазору є нелінійним перетворювачем, залежність L від довжини зазору δ близька до гіперболічної. З достатнім для практики рівнем наближення можна вважати його лінійним лише при малих відносних змінах довжини повітряного зазору $\Delta\delta/\delta$.

Таблиця 1.1 – Основні різновиди індуктивних перетворювачів

Схема	Функціональні схеми перетворювачів	Рівняння перетворення
1	<p><i>Із зміною розміру повітряного</i></p> 	$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta}$ 
2	<p><i>Диференціальна</i></p> 	$L = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \cdot \frac{1}{1 - (\Delta\delta/\delta)}$ 
3	<p><i>Із зміною площі S повітряного</i></p> 	$L = f(S)$ 
4	<p><i>Плунжерного типу</i></p> 	$L = f(S)$ 

У реальних конструкціях перетворювачів відносна зміна зазору $\Delta\delta/\delta=0,1\dots0,15$ при нелінійності характеристики 1-3%. Тому такі перетворювачі застосовуються для перетворень невеликих переміщень (0,01...10 мм).

Значне покращення лінійності при одночасному збільшенні чутливості досягається в диференціальних перетворювачах із двома перетворювальними елементами, що мають загальну рухому частину (схема 2 у табл.1.1). У них рухомий ярів розміщений симетрично відносно обох осердь із початковим

зазором δ , і магнітні опори для потоків, що створюються двома котушками, однакові. Зміни магнітних опорів, що відбуваються при переміщенні $\Delta\delta$ якоря, мають протилежні знаки. При зустрічно-послідовному вмиканні обмоток їх сумарна індуктивність

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta - \Delta\delta} - \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta + \Delta\delta} = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \frac{1}{1 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta}\right)^2}. \quad (1.28)$$

Внаслідок того, що в знаменнику останнього виразу відношення $\Delta\delta/\delta$ знаходиться у квадраті, в диференціальному перетворювачі лінійність характеристики забезпечується в більш широких межах. Через це практично всі індуктивні перетворювачі виконуються диференціальними. Індуктивні перетворювачі із змінною площею повітряного зазору (схема 3 у табл.1.1) застосовуються для перетворення переміщень рухомого феромагнітного осердя в діапазоні 5...20 мм. Функція перетворення таких перетворювачів практично лінійна. Найбільш поширені індуктивні перетворювачі плунжерного типу. В основу принципу дії цих перетворювачів покладено зміну магнітного опору ділянок розсіювання магнітного потоку, а отже, й індуктивності котушки при переміщенні феромагнітного рухомого елемента (плунжера) всередині котушки. Найчастіше застосовуються диференціальні плунжерні перетворювачі з магнітопроводом (схема 4 у табл.1.1). Плунжерні перетворювачі мають, як правило, лінійні характеристики і забезпечують перетворення переміщень від кількох міліметрів до кількох десятків сантиметрів.

Висновки до розділу

В першому розділі магістерської кваліфікаційної роботи зроблено аналіз наукової літератури за темою роботи. Проведено огляд методів та засобів вимірювання індуктивності.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНО- ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

2.1 Генератор Чуа

Схема Чуа широко використовується в якості навчального прикладу хаосу по наступним причинам: вона є найпростішою автономною схемою, поведінка якої може стати хаотичною; хаотична поведінка схеми Чуа спостерігається при моделюванні на електронно-обчислювальній машині (ЕОМ) і підтверджується лабораторними експериментами; схема Чуа допускає глибокий математичний огляд і її хаотична поведінка отримала строге математичне доведення. Схема Чуа являє собою єдиний відомий приклад фізичної системи, хаотична поведінка якої підтверджується з використанням трьох різних підходів: моделюванням на ЕОМ, лабораторними експериментами і математичним оглядом; схемі Чуа притаманна велика кількість нелінійних динамічних явищ, які включають різні типи біфуркацій і “шляхів до хаосу”, які спостерігаються в інших системах. Отже, її можна розглядати, як деякий прототип хаосу [3].

Придумана Леоном Чуа в 1983 р. схема (рис. 2.1) для демонстрації хаотичних коливань, в даний час стала класичним зразком хаотичного автогенератора. Схема Чуа являє собою звичайну автоколивну систему з 1,5 степенями вільності. Вона містить коливальний контур rLC з втратами, інерційний контур RC_1 і активний нелінійний елемент у вигляді нелінійної провідності [4].

Чуа ввів активний елемент з кусково-лінійною характеристикою і дав його працездатну схемну реалізацію. На рис. 2.2 приведено два варіанти вольт-амперних характеристик. Якщо в паралельному RLC -контурі просто замінити лінійний опір на нелінійний, то хаосу в системі спостерігатися не буде. Наявність нелінійності не є гарантом виникнення хаосу. Щоб отримати шукану схему, потрібно використати теорему Шильнікова, виконання умов

якої є доведенням хаотичної поведінки.

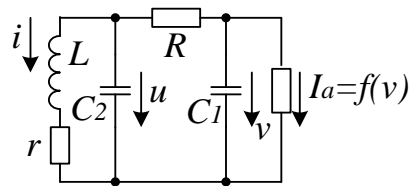


Рисунок 2.1 – Схема генератора Чуа

Паралельне з'єднання C_2 і L (коливальний контур) утворює один основний осцилюючий механізм, тоді як опір R забезпечує взаємодію між осцилюючим елементом і активним нелінійним резистором, з'єднаним з конденсатором C_1 . Дія цього активного резистора і пояснює поведінку схеми. Як би цей резистор був лінійним, то всі розв'язки асимптотично прямували б до стану стійкої рівноваги. Так як для нелінійної функції (рис. 2.2), яка описує резистор, вірне співвідношення $U_R I_R < 0$ для всіх точок, окрім початку координат, то в зовнішнє коло постійно подається енергія.

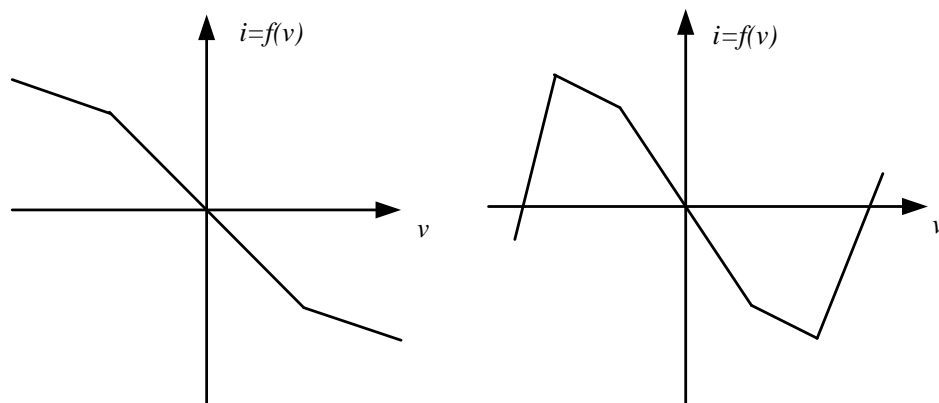


Рисунок 2.2 – Два варіанти кусково-лінійної характеристики активного елемента

Атрактивний характер хаотичних траєкторій обумовлений розсіюванням енергії в пасивному елементі R , що стримує її наростання.

Однак баланс енергії виявляється досить “тонким”, і він неперервно змінюється в часі, ніколи не повторюючись як періодичне явище [5].

Використовуючи перший і другий закон Кірхгофа, запишемо систему трьох диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = -ri - u; \\ C \frac{du}{dt} = i + \frac{v-u}{R}; \\ C_1 \frac{dv}{dt} = \frac{u-v}{R} - f(v). \end{cases} \quad (2.1)$$

В безрозмірних змінних система рівнянь (2.1) прийме наступний вигляд:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \alpha[y-x-f(x)]; \\ \frac{dy}{dt} = x-y+z; \\ \frac{dz}{dt} = -\beta y, \end{cases} \quad (2.2)$$

де $\alpha = 9$, $\beta = 14,87$, а $f(x) = bx + 0,5(a-b)(|x+1| - |x-1|)$ – безрозмірна характеристика активного елемента ($a = -8/7$, $b = -5/7$).

Схема Чуа легко моделюється в Multisim. Головна задача при моделюванні – правильно моделювати нелінійний резистор. На рис. 2.3 представлена схема генератора Чуа [6, 7-10].

На рис. 2.3 – 2.4 показано реалізацію хаотичного процесу та фазовий портрет коливань системи Чуа відповідно. Результати моделювання наведено в додатку Б.

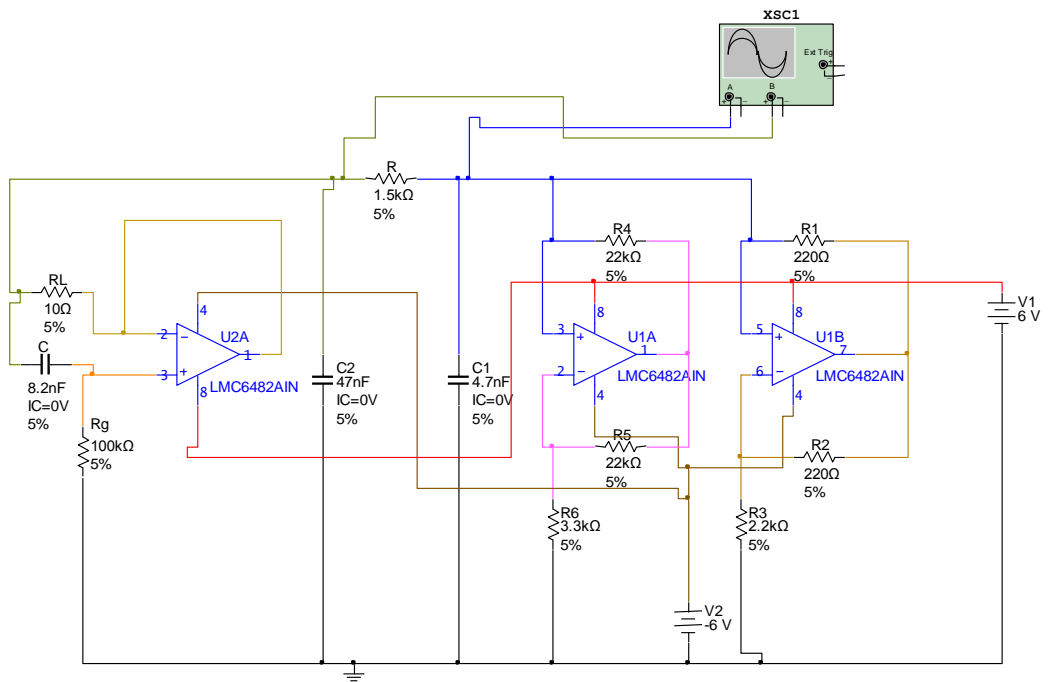


Рисунок 2.3 – Схема електрична принципова генератора Чуа

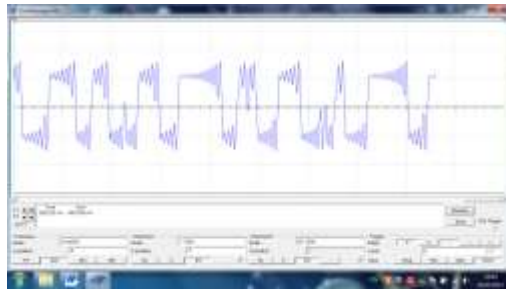


Рисунок 2.4 – Реалізація хаотичного процесу

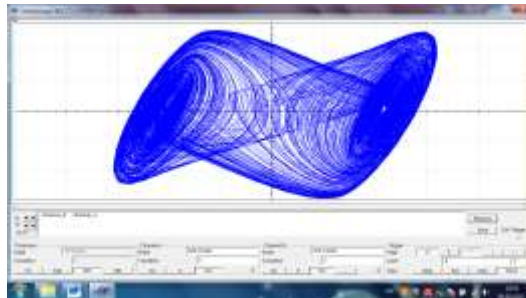


Рисунок 2.5 – Фазовий портрет коливань системи Чуа

На рис. 2.6 зображено другий варіант реалізації схеми Чуа.

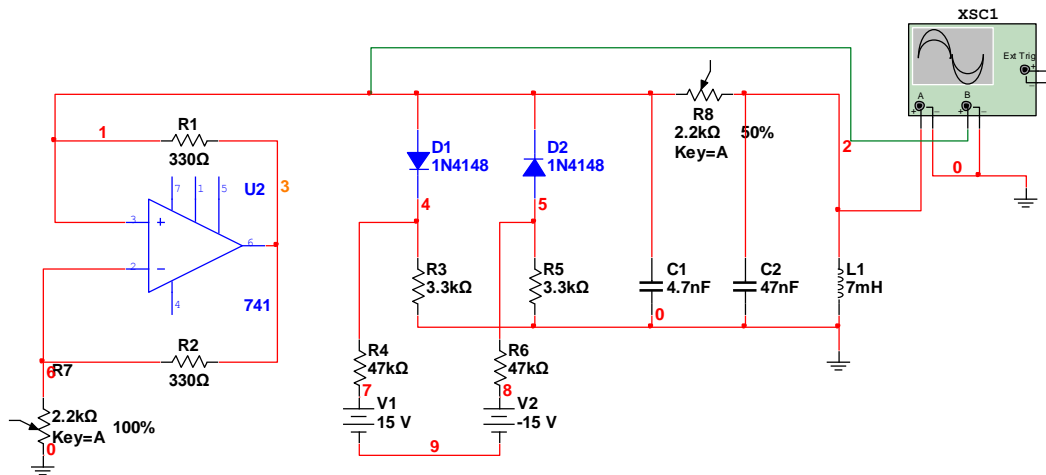


Рисунок 2.6 – Схема електрична принципова генератора Чуа

2.2 Генератор Анищенко-Астахова

Розглянемо схему, зображену на рис. 2.7. Тут коливальний контур на відміну від класичного випадку не містить нелінійний елемент [6]. Підсилювач 1 керується додатковим колом зворотного зв'язку, яке містить лінійний підсилювач 2 і інерційний перетворювач. Диференційні рівняння цього генератора можна записати в явному вигляді, конкретизувавши залежність $S(x, V)$ підсилювача 1 і задавши рівняння інерційного перетворювача $V(x)$.

Апроксимуємо поліномом функцію $S^1(x)$, тобто крутизну підсилювача 1, без врахування додаткового зворотного зв'язку

$$S^1(x) = S_0 - S_1 x^2, \quad (2.3)$$

де x – напруга на вході підсилювача 1; S_0 і S_1 – постійні, позитивні коефіцієнти. Припустимо, що механізм дії кола інерційного зворотного

зв'язку відчиняється закономірності

$$S = S^1(x) - bV = S_0 - S_1x^2 - bV, \quad (2.4)$$

де b – параметр; $V = V(x)$ – напруга на виході інерційного перетворювача.

Нехай інерційне перетворення здійснюється у відповідності з рівнянням

$$\dot{V} = -\gamma V + \varphi(x). \quad (2.5)$$

Рівняння для струму в контурі генератора (рис. 1.21)

$$L \frac{di}{dt} + Ri + C^{-1} \int (i - MS \frac{di}{dt}) dt = 0 \quad (2.6)$$

разом з рівняннями (2.4) і (2.5) дають замкнуту систему, яка зводиться в безрозмірних змінних до вигляду:

$$\begin{cases} \dot{x} = mx + y - xz - dx^3; \\ \dot{y} = -x; \\ \dot{z} = -gz + g\Phi(x), \end{cases} \quad (2.7)$$

де $d = d(S_1)$ – параметр, який відповідає ступеню впливу не лінійності крутизни характеристики;

$\Phi(x)$ – функція, яка описує властивості інерційного перетворювача.

В генераторі діє два механізми нелінійної обмеженості амплітуди коливань. Перший – безінерційний і зв'язаний з нелінійною характеристикою підсилювача, другий – інерційний, обумовлений залежністю крутизни від напруги [20].

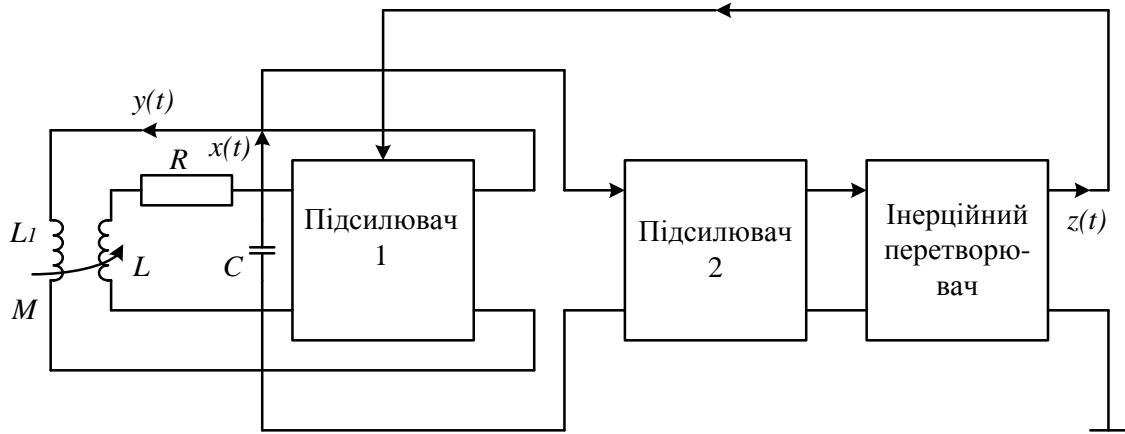


Рисунок 2.7 – Модифікована схема генератора з інерційною нелінійністю

Нехай підсилювач працює на лінійній ділянці характеристики ($S_1 = 0$), а інерційний перетворювач зібраний по схемі двохнапівперіодного квадратичного детектора з RC -фільтром і описується рівнянням

$$\dot{z} = -gz + gx^2. \quad (2.8)$$

Параметр інерційності g рівний відношенню періоду коливач конура T_0 до постійної часу фільтра $\tau_f = R_f C_f$. При зроблених припущеннях, рівняння (2.7) переходять в рівняння класичного генератора Теодорчика. Отже, якщо підсилювач 1 лінійний, а інерційний перетворювач задовольняє рівняння (2.8), то математичні моделі генераторів, схеми яких наведені на рис. 2.6, 2.7 однакові. Схема з детектором в експериментальному відношенні більш зручна, так як дозволяє варіювати інерційними властивостями генератора регулюванням постійної часу фільтра, що практично не здійснено при використанні термістора.

Вигляд рівнянь (2.7) не зміниться, якщо в якості селективного елементу використовувати RC -ланцюг в вигляді мосту Віна. Для забезпечення умов генерації в цьому випадку потрібно застосувати два каскади підсилення. Для

симетричного моста Віна керуючі параметри m і g в рівняннях (2.7) просто і з точки зору експерименту зручним чином виражаються через параметри схеми

$$m = K_0 - 3; \quad g = R_0 C_0 / \tau_f, \quad (2.9)$$

де K_0 – коефіцієнт підсилення двохкаскадного підсилювача; $R_0 C_0$ і τ_f – постійні часу моста Віна і фільтра детектора. В фізичному експерименті параметри m і g легко змінювати і вимірювати, варіюючи коефіцієнт підсилення і постійну часу фільтра.

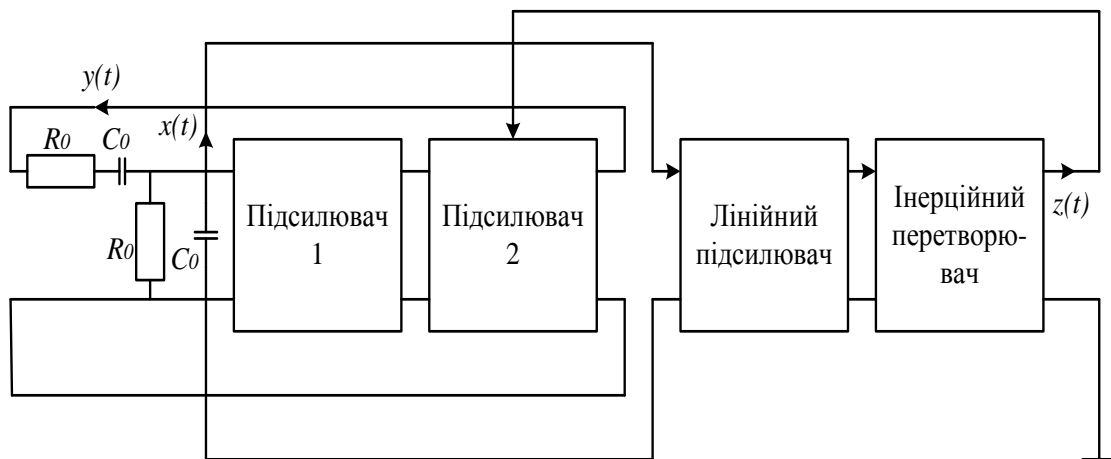


Рисунок 2.8 – Схема RC - генератора з інерційною нелінійністю

Як показали дослідження, динаміка генератора, яка моделюється рівняннями (2.7), принциповим чином залежить від вигляду функції $\Phi(x)$, тобто від властивостей інерційного перетворювача. Якщо $\Phi(x)$ являє собою симетричну функцію, то рівняння (2.7) мають в якості рішення тільки граничний цикл. Однак, якщо $\Phi(x)$ не є симетричною (наприклад, $\Phi(x) = \exp(x) - 1$), то модель (2.7) може мати як періодичні, так і хаотичні рішення.

Більш детальні дослідження показали, що асиметрія $\Phi(x)$ є

необхідною умовою для реалізації в моделі (2.7) особливої траєкторії типу петля сепаратриси сідло-фокус. Саме наявність особливої траєкторії є фундаментальною причиною народження режимів детермінованого хаосу. В якості прикладу функції $\Phi(x)$, при якій модель (2.7) прийме властивості генератора хаосу, виберемо

$$\Phi(x) = I(x)x^2, \quad I(x) = \begin{cases} 1, & x > 0; \\ 0, & x \leq 0. \end{cases} \quad (2.10)$$

З фізичної точки зору це відповідає використанню однопівперіодного детектора в схемі інерційного перетворювача.

Визначивши функцію $\Phi(x)$ у відповідності з (2.10), з (2.7) отримуємо рівняння модифікованого генератора з інерційною нелінійністю, які являють собою трьохмірну трьохпараметричну нелінійну дисипативну систему:

$$\begin{cases} \dot{x} = mx + y - xz - dx^3; \\ \dot{y} = -x; \\ \dot{z} = -gz + gI(x)x^2. \end{cases} \quad (2.11)$$

Числові дослідження системи виконано для значень параметрів генератора $d = 0$, $g = 0,3$, $m = 1,5$.

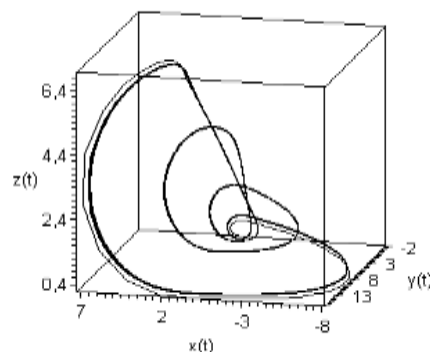


Рисунок 2.9 – Атрактор генератора Анищенко-Астахова

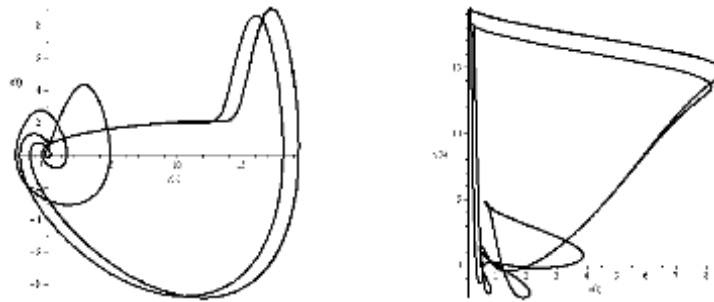


Рисунок 2.10 – Проекція атрактора Анищенко-Астахова на площини (x, y) , (y, z)

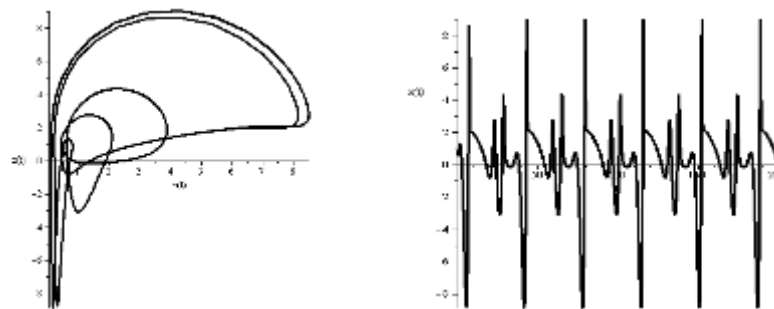


Рисунок 2.11 – Проекція атрактора Анищенко-Астахова на площину (x, z) та реалізація процесу $x(t)$

2.3 Генератор Колпитца

Більшість розроблених ГХК відносяться до області відносно невисоких частот – до 10...100 МГц в силу специфіки елементів, які в них застосовуються. До числа генераторів, які дозволяють створювати хаотичні коливання в частотному діапазоні до декількох ГГц, відносяться трьохточкові схеми генераторів на біполярних транзисторах [12-16].

Прикладом трьохточкової схеми – генератор Колпитца, принципова схема якого зображена на рис. Генератор містить один нелінійних активний елемент – біполярний транзистор. Зворотній зв'язок генератора створений індуктивністю L з опором R_L і подільником напруги з ємностей C_1 і C_2 , а

робоча точка транзистора встановлюється за допомогою напруг V_K , V_E і опору R . Інколи між колектором і базою транзистора встановлюють додаткову ємність для розширення можливостей управління коливальними режимами генератора.

Реактивні елементи, які входять в склад генератора, визначають основну частоту сигналу, що генерується

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} . \quad (2.12)$$

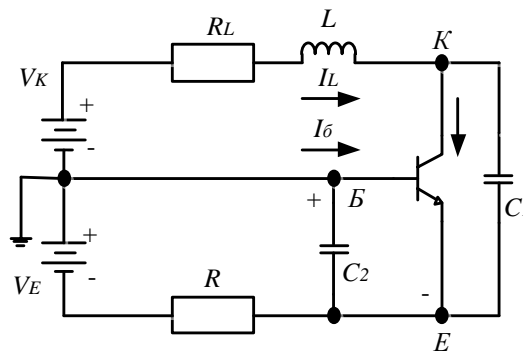


Рисунок 2.12 – Принципова схема генератора Колпитца

Математична модель генератора Колпитца має вигляд:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{ke}}{dt} = I_L - I_K; \\ C_2 \frac{dV_{\delta e}}{dt} = -\left(\frac{V_e + V_{\delta e}}{R} + I_L + I_\delta\right); \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_K - V_{ke} + V_{\delta e} - I_L R_L, \end{cases} \quad (2.13)$$

де V_{ke} і $V_{\delta e}$ – напруга на колектор-емітер і база-емітер, I_L , I_K , I_δ – точки індуктивності, колектора і бази відповідно.

На низьких частотах (до декількох десятків МГц) поведінку

транзистора можна описати за допомогою статичної вольт-амперної характеристики. Найбільш простою моделлю транзистора є розгляд його як двухсегментного кусково-лінійного резистора, який управляється напругою, і лінійного джерела струму, яке управляється струмом. У відповідності з цією моделлю:

$$I_{\bar{o}} = \begin{cases} 0, V_{\bar{o}e} \leq V_{\text{нор}}; \\ \frac{(V_{\bar{o}e} - V_{\text{нор}})}{R_1}, V_{\bar{o}e} > V_{\text{нор}}; \end{cases} \quad (2.14)$$

$$I_K = \beta I_{\bar{o}},$$

де $V_{\text{нор}}$ – порогова напруга р-п переходу ($\sim 0,75$ В); R_1 – опір емітерного р-п переходу по малому сигналу; β – коефіцієнт підсилення транзистора по струму (величина, близька до одиниці для більшості транзисторів).

Позначивши $V_{\text{ке}} = x_1$, $V_{\bar{o}e} = x_2$, $I_L = x_3$, запишемо рівняння, які описують генератор Колпитца в вигляді зручному для чисельного інтегрування:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_1} x_3 - \frac{\beta}{C_1} h(x_2); \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_2 R} x_2 - \frac{V_E}{RC_2} - \frac{1}{C_2} x_3 - \frac{1}{C_2} h(x_2); \\ \frac{dx_3}{dt} = \frac{V_K}{L} - \frac{1}{L} x_1 + \frac{1}{L} x_2 - \frac{R_L}{L} x_3. \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = y - F(z); \\ \frac{dy}{dt} = c - x - by - z; \\ \frac{dz}{dt} = \frac{y - d}{\varepsilon}, \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\text{де } \varepsilon = 1, a = 30, b = 0.8, c = 20, d = 0.6, F(z) = \begin{cases} -a(z + 1), & z < -1, \\ 0, & z > -1. \end{cases} [7].$$

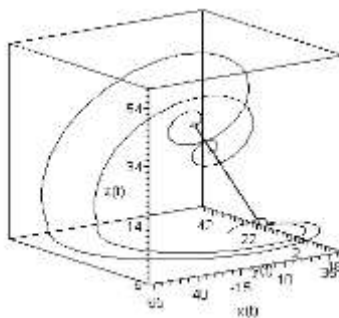


Рисунок 2.13 – Атрактор генератора Колпитца

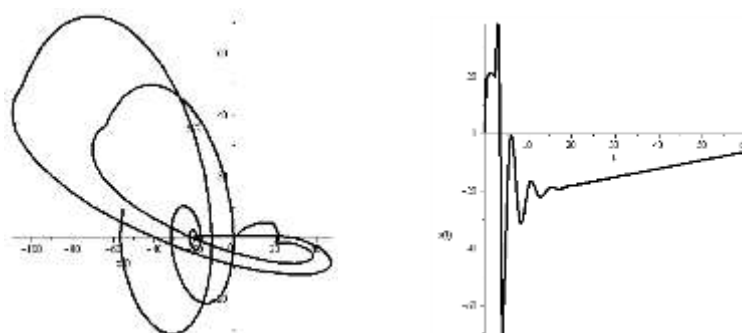


Рисунок 2.14 – Проекція атрактора Колпитца на площину (x, y) та реалізація процесу $x(t)$

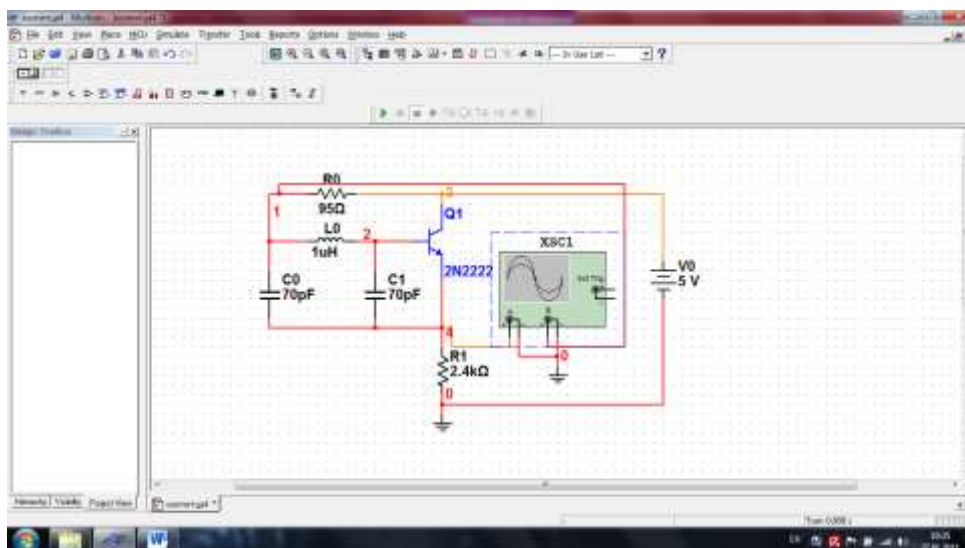


Рисунок 2.15 – Принципова схема генератора Колпитца

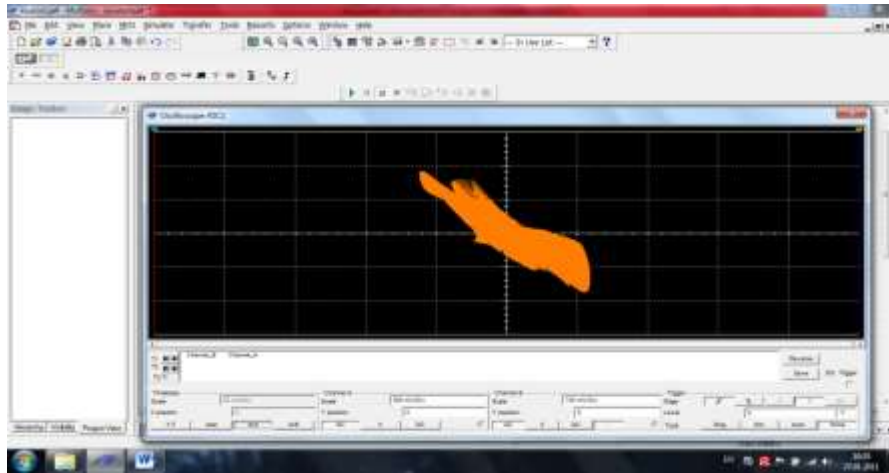


Рисунок 2.16 – Фазовий портрет генератора Колпитца

2.4 Неавтономний імпульсний ГХК на основі схеми Чуа

В [8] пропонується новий неавтономний хаотичний генератор на основі схеми Чуа. Запропонована схема керується періодичною біполярною послідовністю імпульсів, на відміну від багатьох відомих хаотичних генераторів цього класу, коливання в яких збуджуються синусоїдальною зовнішньою дією [13]. Схема генератора, в якій легко розпізнати пасивну структуру схеми Чуа, яка складається з LC_2 коливального контуру резонатора і RC_1 частини фільтра нижніх частот, приведена на рис. Ця схема описується системою рівнянь

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = U_{C2}; \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{U_{C1}}{R} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_F} \right) U_{C2} - I_L + \frac{U_P}{R_S} + \frac{U_N}{R_F}; \\ C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{U_{C2} - U_{C1}}{R}, \end{cases} \quad (2.17)$$

де U_N і U_P – вихідні напруги компаратора і збуджуючого імпульсного ланцюга, які описуються відповідно виразами

$$U_N = U_{CC} \text{sign}(U_{C1}) = \begin{cases} U_{CC}, U_{C1} \geq 0; \\ -U_{CC}, U_{C1} < 0; \end{cases} \quad (2.18)$$

$$U_P = U_{CC} \text{sign}(\sin(\omega p t)),$$

де ωp – частота коливань імпульсного ланцюга.

Математична модель, яка описує поведінку схеми, являє неавтономну систему нелінійних диференціальних рівнянь третього порядку. Введемо наступні безрозмірні змінні і параметри: $x = U_{C1}/U_{CC}$, $y = U_{C2}/U_{CC}$, $z = RI_L/U_{CC}$, $\tau = \omega p t$, $\varepsilon_C = C_1/C_2$, $\alpha_1 = L\omega p/R$, $\alpha_2 = RC_2\omega p$, $\beta_F = R/R_F$ і $\beta_S = R/R_S$ [3].

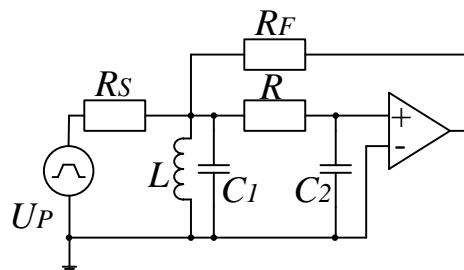


Рисунок 2.17 – Неавтономний імпульсний генератор на основі схеми

Чуа

Тоді система перетвориться до виду

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = -\frac{1}{\varepsilon\alpha_2}x + \frac{1}{\varepsilon\alpha_2}y; \\ \frac{dy}{dt} = \frac{1}{\alpha_2}x - \frac{1+\beta_F+\beta_S}{\alpha_2}y - \frac{1}{\alpha_2}z + \frac{\alpha(t,x)}{\alpha_2}; \\ \frac{dz}{dt} = \frac{1}{\alpha_1}y, \end{cases} \quad (2.19)$$

де параметри α_1 , α_2 , β_F , β_S – постійні величини, які не залежать від виходу компаратора або керуючого впливу, а параметр $\alpha(t,x)$ визначається виразом

$$\alpha(t, x) = \beta_F \text{sign}(x) + \beta_S \text{sign}(\sin t). \quad (2.20)$$

Цей параметр не впливає на динаміку системи в точках рівноваги, але впливає на розташування точок рівноваги системи в просторі.

На рис. 2.18 зображено атрактор неавтономного імпульсного генератора хаотичних коливань на основі схеми Чуа. На рис. 2.19 представлена реалізація процесу $y(t)$.

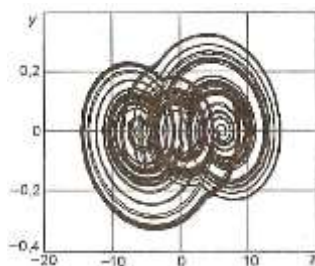


Рисунок 2.18 – Атрактор неавтономного імпульсного генератора хаотичних коливань на основі схеми Чуа

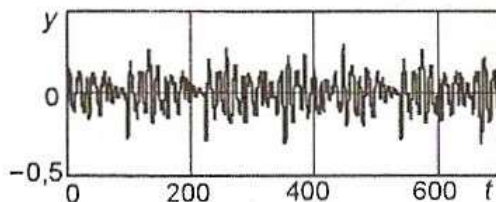


Рисунок 2.19 – Реалізація процесу $y(t)$

2.5 Генератор з атрактором типу “подвійний завиток”

Розглянемо математичну модель простої схеми третього порядку

$$\frac{d^3 x}{d\tau^3} = \alpha \left[\frac{d^2 x}{d\tau^2} + \frac{dx}{d\tau} + x - h(x) \right], \quad (2.21)$$

або

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = y; \\ \frac{dy}{d\tau} = z; \\ \frac{dz}{d\tau} = \alpha[z + y + x - h(x)] \end{cases} \quad (2.22)$$

з нелінійністю, яка має вигляд

$$h(x) = \text{sign}(x). \quad (2.23)$$

Чисельне дослідження цієї системи показує, що хаотичні коливання з атрактором типу “подвійний завиток” виникають при $-0,98 < \alpha < -0,48$ (рис. 2.20-2.22).

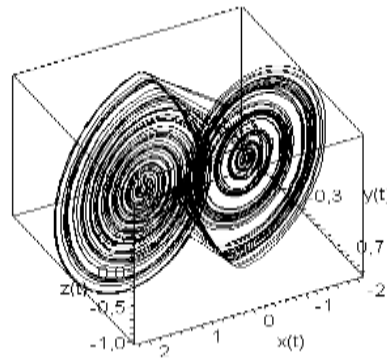


Рисунок 2.20 – Атрактор типу “подвійний завиток”

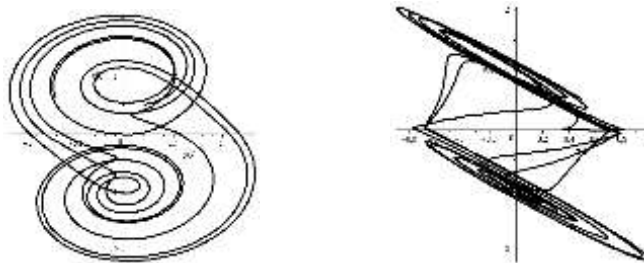
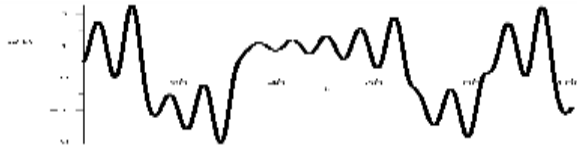


Рисунок 2.21 – Проекція атрактора на площини (x, y) , (x, z)

Рисунок 2.22 – Реалізація процесу $x(t)$

В математичній системі змінні стану системи x, y, z безрозмірні, но при схемній реалізації цих рівнянь необхідно використовувати величини, які мають розмірність [3]. Сигнал x , наприклад, можна перетворити в напругу U_x у відповідності з виразом $x = U_x / U_R$, де U_R – деяка масштабна напруга, а безрозмірний час τ можна перетворити в t з розмірністю секунди у відповідності з виразом $d/d\tau = (C/g)(d/dt)$, де g – провідність (крутизна характеристики), C – ємність. Підставляючи ці співвідношення у вихідні рівняння, отримаємо диференціальне рівняння третього порядку відносно напруги

$$\frac{d^3 U_x}{dt^3} = -\alpha \frac{g}{C} \frac{d^2 U_x}{dt^2} - \alpha \left(\frac{g}{C} \right)^2 \frac{d U_x}{dt} - \alpha \left(\frac{g}{C} \right)^3 U_x + \alpha U_R \left(\frac{g}{C} \right)^3 h(U_x), \quad (2.24)$$

$$\text{де } h(x) = \begin{cases} 1, & U_x \geq 0, \\ -1, & U_x < 0. \end{cases}$$

2.6 Дослідження особливостей роботи генераторів детерміновано-хаотичних коливань

Про виникненні хаотичних коливань в нелінійних динамічних системах (НДС) можна судити по декільком характеристикам [3]. До числа основних з них відноситься спектр показників Ляпунова, який може бути обчислений для кожної точки фазового простору. Зазвичай він визначається в нерухомих точках НДС як спектр власних значень матриці Якоби лінеаризованої вектор-функції, яка складена з правих частин системи диференціальних

рівнянь в нормальній формі, яка описує аналізовану НДС. Оскільки динамічний хаос виникає в НДС, розмірність фазового простору яких більше двох, то нижче розглядаються трьохмірні системи. Трьохмірні системи, як відомо, характеризуються трьома показниками Ляпунова λ_1 , λ_2 і λ_3 . В залежності від знаків їх дійсних частин можливі наступні типи атракторів:

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (-, -, -)$ – стійкий фокус або вузол;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (-, -, 0)$ – стійкий граничний цикл;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (-, 0, 0)$ – стійкий тор;

$(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (-, 0, +)$ – дивний атрактор.

Наявність в спектрі показників Ляпунова хоча б одного позитивного значення їх дійсних частин однозначно вказує на наявність в нелінійній динамічній системі хаотичних коливань. Показники Ляпунова визначаються наступним чином. Нехай задана динамічна система $\frac{dx_j}{dt} = f_j(x_1, x_2, \dots, x_N)$ або в векторній формі $\frac{dx}{dt} = F(x)$. Розглянемо дві близькі траєкторії $x(t)$ і $x_1(t)$, вихідні з точок x_0 і x_{10} , і нехай

$$\begin{aligned} y(t) &= x_1(t) - x(t), \\ y(0) &= x_{10} - x_0. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Якщо траєкторії близькі, то еволюцію вектора $y(t)$ можна описати лінеаризованим рівнянням

$$\frac{dy}{dt} = \frac{dF}{dx} \Big|_{x=x(t)} y, \quad (2.26)$$

де dF/dx – матриця з елементами dF_i/dx_i . Відомо, що система рівнянь (2.26) має n фундаментальних часткових рішень $y_i(t) = e_i(t)$ таких, що для кожного з них величина

$$\lambda_i(x_0) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \frac{|e_i(t)|}{|e_i(0)|} \quad (2.27)$$

існує і має цілком певне, в загальному випадку відмінне від інших, значення. Ці значення $\lambda_i(x_0)$ називаються показниками Ляпунова. Легко переконатись, що для будь-якого початкового вектора загального положення $y(0)$ величина

$$\lambda(x_0) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \frac{|y(t)|}{|y(0)|} \quad (2.28)$$

дорівнює $\lambda_1(x_0)$ - максимальному показнику Ляпунова.

Безпосередній розрахунок показників Ляпунова по формулі (2.27) для систем з експоненціальною нестійкістю траєкторій практично неможливий в силу того, що навіть при дуже малому $|y(0)|$ величина $|y(t)|$ з ростом t необмежено зростає, що приведе до переповнення регістрів ЕОМ і суттєвим помилкам. Щоб уникнути цих труднощів Беннетиним і іншими був запропонований інший алгоритм обчислення показників Ляпунова.

Перш за все зупинимось на розрахунку максимального показника Ляпунова λ_1 . Для цього виберемо деяку траєкторію $x(t)$ на інтервалі $0 \leq t \leq T$, яка є рішенням рівняння ($\dot{x} = f(x)$) і яка щільно покриває весь атрактор. Будемо розв'язувати рівняння (2.27) разом із системою рівнянь $\frac{dx_j}{dt} = f_j(x_1, x_2, \dots, x_N)$, яка описує НДС в околиці цієї траєкторії при деякій початковій умові y_0 такому, що $|y_0| = 1$. Через деякий заданий час τ вектор $y(t)$ прийме значення $y_1 = y(\tau)$. Довжину вектора y_1 позначимо d_1 . Далі рішення рівняння (2.27) продовжимо з другої початкової умови $y_{10} = y_1/d_1$. Значення $y(t)$ в момент часу $t = 2\tau$ позначимо y_2 , а довжину вектора y_2 - d_2 .

В результаті багаторазового застосування описаної процедури отримаємо послідовність чисел d_i , де $i = 1, 2, \dots, m = T/\tau$. Максимальний показник Ляпунова

$$\lambda_1 = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m\tau} \sum_{i=1}^m \ln d_i. \quad (2.29)$$

Відзначимо, що для траєкторій, що лежать на атракторі, величини λ_i не залежать не тільки від початкової точки x_0 на вибраній траєкторії (що слідує з довільності вибору початку відліку часу), але й від самої траєкторії.

Щоб знайти інші показники Ляпунова, пропонується використовувати аналогічну процедуру, але обов'язково з ортогоналізацією по методу Грама-Шміда. Пояснимо це на прикладі знаходження наступного по величині показника Ляпунова $\lambda_2 \leq \lambda_1$. Позначимо вектор y_i і y_i/d_i , при знаходженні λ_1 , через $\omega_i^{(1)}$ і $v_i^{(1)}$ відповідно ($v_i^{(1)} = \omega_i^{(1)}/d_i$). В якості початкового рівняння (2.26) задамо вектор $v_0^{(2)}$, ортогональний вектору $v_0^{(1)}$, тобто який задовольняє умову $(v_0^{(2)}, v_0^{(1)}) = 0$. Через час τ вектор $v_0^{(2)}$ перейде в вектор $\omega_1^{(2)}$. Складемо лінійну комбінацію векторів $\omega_1^{(2)}$ і $v_1^{(1)}$ так, щоб вона була ортогональна вектору $v_1^{(1)}$. Для цього положимо $u_1^{(2)} = \omega_1^{(2)} + \beta v_1^{(1)}$, де β - невизначений множник, який вимагає, щоб $(u_1^{(2)}, v_1^{(1)}) = 0$. Звідси знаходимо $\beta = -(\omega_1^{(2)}, v_1^{(1)})$. В якості початкового вектору для другого кроку візьмемо вектор $v_1^{(2)} = u_1^{(2)}/d_1^{(2)}$, де $d_1^{(2)} = |u_1^{(2)}|$. Діючи аналогічним чином на кожному i -му кроці, знайдемо всі $d_i^{(2)}$. Показник Ляпунова λ_2 визначається виразом

$$\lambda_2 = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m\tau} \sum_{i=1}^m \ln d_i^{(2)}. \quad (2.30)$$

Щоб знайти j -й показник Ляпунова, потрібно на кожному i -му кроці проводити операцію ортогоналізації по відношенню до векторів $v_i^{(1)}, v_i^{(2)}, \dots, v_i^{(j-1)}$. Для цього створимо вектор $u_i^{(j)} = \omega_i^{(j)} + \beta_1 v_i^{(1)} + \beta_2 v_i^{(2)} + \dots + \beta_{j-1} v_i^{(j-1)}$ і вимагатимемо, щоб $(u_i^{(j)}, v_i^{(1)}) = 0$, $(u_i^{(j)}, v_i^{(2)}) = 0$, ..., $(u_i^{(j)}, v_i^{(j-1)}) = 0$. Звідси знаходимо $\beta_k = -(\omega_i^{(j)}, v_i^{(k)})$. Звідки слідує, $u_i^{(j)} = \omega_i^{(j)} - \sum_{k=1}^{j-1} (\omega_i^{(j)}, v_i^{(k)}) v_i^{(k)}$. Показник Ляпунова визначається по формулі

$$\lambda_j = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m\tau} \sum_{i=1}^m \ln d_i^{(j)}, \quad (2.31)$$

де $d_i^{(j)} = |u_i^{(j)}|$.

Таким чином можна визначити всі n показники Ляпунова.

Крім показників Ляпунова наявність в системі хаосу може вказувати автокореляційна функція коливального процесу. Автокореляційною функцією називається середнє по деякому часовому інтервалу T (при $T \rightarrow \infty$) похідних x , взятих в два різних моменти часу t і $t + \tau$

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau)dt. \quad (2.32)$$

При періодичній чи квазіперіодичній динаміці автокореляційна функція може бути відповідно періодичною чи квазіперіодичною. Однак якщо з часом автокореляційна функція прямує до нуля і система не має стійких стаціонарних точок, то слід очікувати, що буде спостерігатися хаотичний режим коливань. Прямування до нуля автокореляційної функції і використовується в якості критерію динамічного хаосу. Автокореляційна функція тісно пов'язана з спектральною щільністю.

Якщо динаміка системи є хаотичною, то функція $x(t)$ є аперіодична функція від часу, а спектр $x(t)$ буде суцільний (або неперервним).

Висновки до розділу

У другому розділі було проведено дослідження особливостей роботи генераторів детерміновано-хаотичних коливань, а саме: генератора Чуа, Анищенко-Астахова, Колпитца, неавтономного імпульсного генератора на основі схеми Чуа, генератор з атрактором типу “подвійний завиток”. Досліджено їхні математичні моделі, показано реалізацію хаотичного процесу та фазові портрети коливань.

3 РОЗРОБКА ІНДУКТИВНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

3.1 Розробка методу вимірювання фізичних величин з використанням властивостей динамічного хаосу

Застосування генератора детерміновано-хаотичних коливань для отримання вимірювальної інформації дозволяє суттєво підвищити чутливість метода вимірювання, так як в нелінійній динамічній системі найбільш сильна залежність процесу від параметрів системи виникає саме в режимі хаотичних коливань [4].

Суть запропонованого нижче метода вимірювань полягає в отриманні оцінки стійкої характеристики хаотичного процесу, який поступає з генератора детерміновано-хаотичних коливань, один з параметрів якого визначається вимірювальною фізичною величиною (вихідним сигналом сенсора). Використовуючи це, можна реалізувати засіб вимірювання, функцією перетворення якого є залежність характеристики генератора від вимірювальної фізичної величини. Для стислості будемо називати запропонований метод методом генератора детерміновано-хаотичних коливань.

В літературі описаний лише один метод вимірювання, також оснований на використанні нелінійного вимірювального кола, який працює в хаотичному режимі – це метод визначення параметра сенсора, названий автором синергетичним [19–20].

Розглянемо особливості метода генератора детерміновано-хаотичних коливань і синергетичного метода.

Принциповою різницею цих методів є спосіб оцінки параметра нелінійної хаотичної системи за вимірювальною реалізацією хаотичного процесу.

В синергетичному методі параметр процесу, що досліджується визначається по початковій частині траєкторії хаотичного процесу, крім цього особливостями метода є задання фіксованих початкових умов і наявність блоку моделей – набору модельних реалізацій процесу, який визначає потрібні значення точності і діапазону вимірювання.

В методі генератора детерміновано-хаотичних коливань для визначення параметра процесу використовують стійку характеристику фазового портрета нелінійної хаотичної системи, тому отримують з генератора детерміновано-хаотичних коливань “довгу” вимірювальну реалізацію, яка дозволяє з потрібною точністю численно оцінити характеристику системи.

Метод генератора детерміновано-хаотичних коливань не використовує фіксовані початкові умови і алгоритм діагностування параметра не передбачає наявності банку інформації в вигляді блоку моделей.

Створення електронної схеми генератора детерміновано-хаотичних коливань, в якому реалізована можливість в потрібні моменти часу “зіштовхувати” процес на фіксовані значення (реалізація заданих початкових умов), є нетривіальною практичною задачею, способи вирішення якої авторами синергетичного метода в публікаціях, що є на даний момент не розглядались, оскільки вони не торкались задачі про вплив точності задання початкових умов на точність метода. А з головної властивості нелінійних хаотичних систем випливає (це підтверджують і результати чисельного експерименту), що точність синергетичного метода буде обмежуватись досягнутою в схемі точністю встановлення початкових умов. В методиці генератора детерміновано-хаотичних коливань такої проблеми не існує.

Основною перевагою синергетичного метода у порівнянні з традиційними методами вважають значне збільшення швидкодії за рахунок використання в якості вимірювальної інформації короткої початкової ділянки траєкторії.

Однак використання процедури, в якій вимірювальна реалізація

порівнюється з реалізацією з блока моделей до моменту досягнення максимальної схожості двох реалізацій (мінімальне значення коефіцієнта парної кореляції), не дозволяє реалізувати процес обробки вимірювальної інформації в реальному масштабі часу, отже, час вимірювання для синергетичного пристрою, що розуміється, як час отримання на виході пристрою результату вимірювання, буде на декілька порядків більше, ніж можливий час отримання вимірювальної інформації в хаотичній вимірювальній схемі.

Отже, динамічні властивості синергетичного пристрою в цілому, що регламентуються алгоритмом діагностики, ймовірно, будуть обмежені реальним часом обробки вимірювального сигналу в використаних ЕОМ. Однак, автори методу не вказують, як вони припускають реалізувати блок моделей. В зв'язку з цим неясно, як будуть вирішені питання адекватності моделі, узгодження об'єму блока моделей, кроку параметра, отже, і похибка вимірювання, що вноситься на цьому етапі.

Крім цього, на наш погляд, модель, яку автори синергетичного методу використовують для його дослідження, не достатньо обґрунтована. Запропоновано використовувати електричне вимірювальне коло, в якому виникають хаотичні коливання, також пропонують модель електричного вимірювального кола: “Питання про принципову реалізації і ефективності способа з'ясовується за допомогою чисельного експерименту. В якості моделі хаотичної системи використано відображення логічного типу $x = 4W(1 - x)x \dots$ ”.

Мінімальна складність генератора детерміновано-хаотичних коливань визначається теоремою Пуанкаре-Бендиксона, в якій доводиться, що розв'язок будь-якої системи з двох автономних диференціальних рівнянь першого порядку збігаються або до деякої точки, або до деякої замкнутої кривої. Отже, для отримання хаотичних коливань необхідно мати схему, яка описується або, як мінімум, двома неавтономними рівняннями першого порядку, або трьома автономними рівняннями першого порядку.

В термінах теорії електричних кіл мінімальна складність означає обов'язкову наявність в схемі, або, як мінімум двох реактивних елементів (C, L) і незалежного від часу джерела, або трьох реактивних елементів. Тому використання в якості моделі хаотичного електричного вимірювального кола одновимірного дискретного відображення є не достатньо коректним. Тим більше, що структура діапазону параметра W , в якому логічне відображення описує хаотичний процес, характеризується наявністю так званих “вікон стійкості” і ділянок “поперемінного хаосу”, при попаданні на які, як показав чисельний експеримент, алгоритм діагностування параметра синергетичного метода не може бути реалізований.

Для дослідження особливостей метода генератора детерміновано-хаотичних коливань нами використана конкретна електрична схема генератора детерміновано-хаотичних коливань – добре вивчена схема Чуа [19, 20]. Разом з експериментальними дослідженнями макету генератора детерміновано-хаотичних коливань проведенні теоретичні дослідження на математичній моделі цієї схеми, що представляє автономну нелінійну динамічну систему з трьох звичайних диференціальних рівнянь. Це дозволило здійснити численне моделювання схеми Чуа і в цілому реалізувати метод вимірювання.

В теорії динамічних систем фазовий портрет нелінійної системи, працюючої в хаотичному режимі має назву “дивного атрактора”. Цій множині в просторі фазових змінних системи, що описує нерегулярний хаотичний процес в системі, можна поставити в відповідність деякий набір стійких характеристик його просторових і фазових структур, які однозначно задають набір параметрів даної динамічної системи. В методі генератора детерміновано-хаотичних коливань для оцінки параметра, що змінюється під дією вимірювальної фізичної величини параметра схеми застосовано числове оцінювання однієї з стійких характеристик “дивного атрактора” по вимірювальній реалізації хаотичного процесу. Звичайно, що для доброї числової оцінки характеристики атрактора необхідно отримувати з

генератора детерміновано-хаотичних коливань достатньо довгі реалізації процесу, але в відмінності від синергетичного метода, відсутня потреба в апріорній інформації (початкових умовах), похибка завдання, якої додатково обмежує точність метода вимірювання.

Після того, як було доказано, що поведінка детермінованих нелінійних динамічних систем може мати нерегулярний хаотичний характер, почався етап вивчення динамічного хаосу – хаотичних режимів в детермінованих системах і широкого застосування отриманих результатів в різних прикладних областях (матеріалознавства, радіоелектроніка).

Не дивлячись на хаотичний характер, коли на практиці стан системи в заданий момент часу можна тільки статистично, процес в таких системах значно відрізняється від звичайного стохастичного шуму.

Останній характеризується тим, що точки траєкторії рівномірно заповнюють деякий об'єм фазового простору, а суцільний спектр шуму не має ярко виражених ліній. Фазові ж портрети систем з детермінованим хаосом (“дивні атрактори”) мають важку нерівномірну просторову структуру, і не дивлячись на їх різноманіття, деякими загальними для будь-яких динамічних хаотичних систем властивостями, причому в неперервному спектрі хаотичного процесу присутні окремо яскраво виражені гармоніки.

Ідея використання нелінійних систем в режимі хаотичних коливань для вимірювання основана на двох фундаментальних властивостях “дивних атракторів” [4, 19 – 20]:

1) чутливості до початкових умов – відстань між початковими скільки завгодно близькими крапками на атракторі через деякий час стає кінцевим;

2) структурної стійкості атракторів – малі зміни параметра системи міняють структуру атрактора безперервно, причому чутливість хаотичного процесу до параметра здійснюючої його системи надзвичайно висока. Швидкість зміни хаотичного процесу при малій зміні параметра системи оцінюється як експоненціальна.

Визначений ряд кількісних показників, що характеризують динамічну

структуру атрактора (властивість 1) і його просторову статичну структуру (властивість 2).

У принципі кожна з двох властивостей може бути застосована для створення методу вимірювання, в основі якого лежить вимірювальний ланцюг нелінійної схеми в режимі хаотичних коливань. Оскільки будь-якому “дивному атрактору” властиві обидві ці властивості, в синергетичному методі невдало вибрана комбінація величини і алгоритму діагностики, що діагностується. При вимірюванні змінюється параметр системи i , отже, структура атрактора, його ж діагностика здійснюється лише по початковій ділянці траєкторії, що привносить в кінцеву оцінку погрішність від невизначеності завдання початкових умов.

Враховуючи обидві фундаментальні властивості “дивних атракторів”, можна запропонувати два раціональні варіанти використання у вимірюваннях нелінійної схеми в режимі хаотичних коливань.

Перший спосіб заснований на використанні властивості чутливості атракторів до початкових умов, коли вимірювана фізична величина змінює їх значення. Оцінка цієї зміни відбувається по початковій ділянці хаотичної траєкторії наприклад, шляхом чисельної оцінки показника Ляпунова по двох реалізаціях хаотичного процесу – базової з відомими початковими умовами і інформаційної з початковими умовами, зміненими в процесі вимірювання.

Другий спосіб базується на властивості структурної стійкості атрактора до малої зміни параметра системи, коли вимірювана фізична величина змінює один з параметрів хаотичної системи. Оцінка цієї зміни здійснюється по “довгій” реалізації хаотичного процесу, що дозволяє одержати достатньо точну числову оцінку будь-якої стійкої характеристики атрактора.

Теоретично обидва способи дають чутливість одного порядку, оскільки залежність процесу хаотичної системи як від початкових умов на початковій ділянці траєкторії, так і в цілому від параметрів системи мають експоненціальний характер. Для лінійних динамічних систем і нехаотичних режимів роботи нелінійних систем залежності зміни параметрів

коливального процесу від параметрів системи завжди слабші за експоненту.

Не дивлячись на потенційно більш високі динамічні характеристики вимірювального пристрою, що використовує перший спосіб, його практична реалізація представляє вельми складну задачу. Тому надалі ми зупинимося на аналізі методу вимірювань, в основу якого встановлений другий спосіб вживання хаотичної системи.

Метод призначений для вимірювання різних фізичних величин з підвищеною в порівнянні з традиційними методами точністю і, як правило, більш високою швидкістю вимірювальних процедур.

В його основі лежить використання в якості вимірювального кола нелінійної електричної схеми в режимі хаотичних коливань, тобто генератора детерміновано-хаотичних коливань. Сенсор вимірювальної фізичної величини (чи безпосередній сигнал цієї величини) підключається до схеми генератора детерміновано-хаотичних коливань таким чином, що його вихідне значення змінює значення одного з параметрів генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Вимірювальною інформацією в методі генератора детерміновано-хаотичних коливань є дискретна реалізація хаотичного процесу, яка знімається з генератора детерміновано-хаотичних коливань, яка далі поступає на опрацювання в обчислювальний блок.

Для отримання оцінки параметра генератора детерміновано-хаотичних коливань можна використовувати будь-яку стійку характеристику структури “дивного атрактора” (амплітуду коливань по всім змінним фазового простору, розмірність Хаусдорфа, інформаційну і кореляційну розмірності, ентропію Колмагорова, показники Ляпунова, середній час передбачуваності хаотичної системи). Алгоритм діагностування параметра в методі генератора детерміновано-хаотичних коливань полягає в отриманні по знятій хаотичній реалізації числової оцінки вибраної характеристики.

Засіб вимірювання, створений на базі метода генератора детерміновано-хаотичних коливань буде мати функцію перетворення в

вигляді сильної (експоненціальної) залежності характеристики атрактора генератора детерміновано-хаотичних коливань від вимірювальної фізичної величини (так як вона однозначно визначається діагностуючим параметром генератора детерміновано-хаотичних коливань).

Основною перевагою метода генератора детерміновано-хаотичних коливань є можливість побудови на його основі більш чутливих та точних порівняно з існуючими засобів вимірювання.

Методична похибка метода залежить від точності числової оцінки характеристики генератора детерміновано-хаотичних коливань, яка визначається заданням потрібних довжини і кроку дискретної реалізації хаотичного процесу. Як показали теоретичні та експериментальні дослідження, при використанні хаотичної реалізації процесу довжиною більше 10 періодів нижньої гармоніки генератора детерміновано-хаотичних коливань методична похибка буде меншою, ніж похибка від нестабільності параметрів, яку можна реально забезпечити на сучасному рівні розвитку електроніки.

Перевагою метода є його універсальність. Метод придатний для вимірювання будь-якої фізичної величини, якщо існує датчик цієї величини з вихідним сигналом в вигляді електричної напруги чи струму, а також параметричні датчики, в яких вимірювальна фізична величина перетвориться в відповідну зміну його опору, ємності чи індуктивності.

Експериментальні дослідження показують, що і по динамічним характеристикам метод генератора детерміновано-хаотичних коливань не поступається лінійному методу реактивних кіл, який всюди використовується.

Розробка вимірювальних пристроїв на основі методу генератора детерміновано-хаотичних коливань

Використання динамічних хаотичних систем дає можливість створити вимірювальні пристрої, які мають унікальні властивості детермінованого хаосу [21].

Однією з головних властивостей хаотичної системи є структурна стійкість атрактора такої системи при високій чутливості хаотичного процесу до параметрів системи. Швидкість зміни хаотичного процесу при зміні параметра системи оцінюється, як експоненціальна.

Ця властивість дозволяє значно збільшити чутливість метода вимірювання при використанні в якості вимірювальних схем нелінійних генераторів детерміновано-хаотичних коливань.

Друга фундаментальна властивість хаотичних систем – висока чутливість до варіацій початкових умов – дозволяє прогнозувати стає значення параметра нелінійних хаотичних систем на початковій ділянці траєкторії хаотичного процесу (при наявності двох траєкторій: з “збуреними” і “не збуреними” початковими умовами). Таким чином, чутливість такого вимірювального пристрою практично не буде залежати від розрядності АЦП, а його динамічні характеристики – від частоти дискретизації.

Додатковими областями використання хаотичних систем є вимірювання з використанням сильно інерційних датчиків, а також вимірювання параметрів швидкозмінних процесів.

Найпростіша структурна схема вимірювального пристрою на базі генератора детерміновано-хаотичних коливань (рис. 3.1), складається з двох частин: нелінійної вимірювальної схеми, до якої підключений датчик вимірювальної фізичної величини, і обробляючого обчислювального пристрою. Так схема вимірювального пристрою дозволяє здійснити варіант метода генератора детерміновано-хаотичних коливань, оснований на властивості структурної стійкості атрактора хаотичної системи.

Сенсор вимірювальної фізичної величини під’єднується до вимірювальної схеми генератора детерміновано-хаотичних коливань таким чином, щоб його вихідна величина змінювала свій один з параметрів нелінійної хаотичної схеми. З неї дискретизований і оцифрований хаотичний сигнал поступає на вхід обчислювального пристрою, де визначається відхилення параметра вимірювального генератора і на основі закладеної

градуєваної характеристики обчислюється значення вимірювальної фізичної величини.

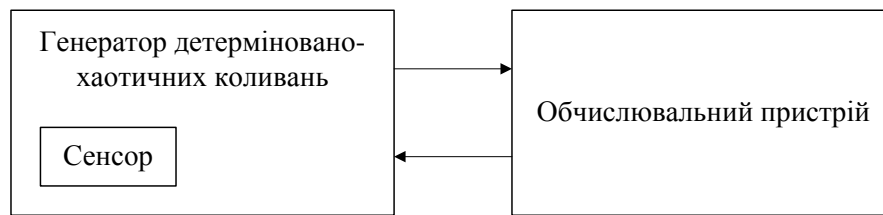


Рисунок 3.1 – Структурна схема вимірювального пристрою на базі метода генератора детерміновано-хаотичних коливань

Таким чином, принципово новою частиною вимірювального пристрою, який реалізує метод генератора детерміновано-хаотичних коливань, є нелінійна вимірювальна схема в режимі хаотичних коливань.

Тому вивчення складних явищ, які виникають в електронних колах, які відповідають умовам виникнення в них хаотичних коливань, являє собою велике поле діяльності, як для практичної метрології, так і її наукових основ.

Не приймаючи до уваги технічні проблеми створення схеми, яка забезпечувала б необхідні допуски на параметри схеми і прийнятну їх стабільність, відзначимо, що існують прості електронні схеми з хаотичними режимами роботи, добре теоретично і експериментально дослідженні.

Властивості хаотичних систем, які мають ці електронні схеми, дозволяють їх використовувати в якості вимірювальних кіл, параметром, який являється значенням параметра сенсора, включеного в це коло.

При виборі практичної реалізації генератора детерміновано-хаотичних коливань враховувався ряд обставин, а саме: простота реалізації, наявність діапазону зміни параметрів, які забезпечують хаотичний режим, наявність математичної моделі, яка дозволяє достатньо просто моделювати хаотичний процес.

3.2 Індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

Недостатньо дослідженою областю є застосування властивостей хаотичних систем у вимірюваннях. Використання генератора детерміновано-хаотичних коливань як вимірювального перетворювача для отримання вимірювальної інформації дозволяє суттєво підвищити чутливість засобів вимірювань, так як в нелінійних хаотичних системах найбільш сильна залежність процесу від параметрів системи виникає саме в режимі хаотичних коливань [25].

Структурна схема індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань наведена на рис. 3.2.

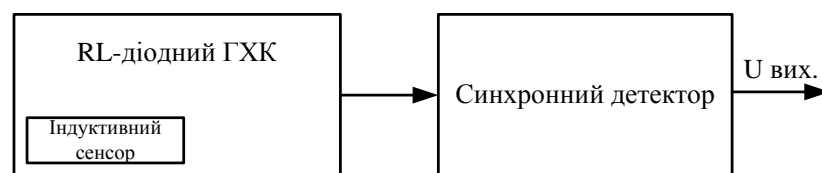


Рисунок 3.2 – Структурна схема індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

Вимірювальний перетворювач, в основі якого лежить генератор детерміновано-хаотичних коливань, є коливальною системою зі складною динамікою. Різноманітні коливальні режими, які демонструє така система, потребують детального розгляду для вибору оптимальних режимів роботи вимірювального перетворювача.

Схема включає в себе всього два лінійні елементи (опір R і індуктивність L) і один нелінійний елемент (діод D). При виборі величин елементів схеми перетворювача на основі RL -діодного генератора хаотичних коливань необхідно враховувати не тільки можливість попадання в зону хаосу, але також сусідство з іншими коливальними режимами.

Для реалізації перетворення індуктивності в постійну напругу на вихід генератора хаотичних коливань підключений синхронний детектор. Як первинний вимірювальний перетворювач використано змінну індуктивність L1.

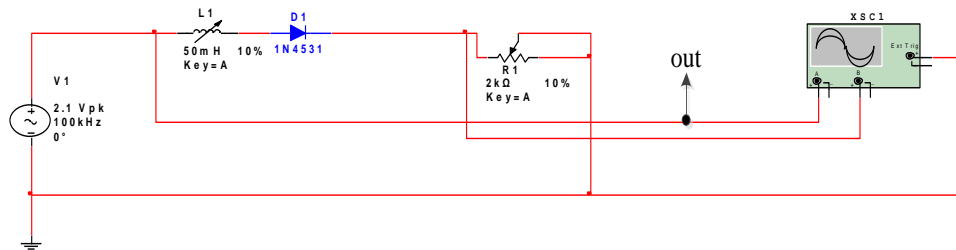


Рисунок 3.3 – Вимірювальна схема RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

На рис. 3.4 наведено залежності вихідної напруги від індуктивності.

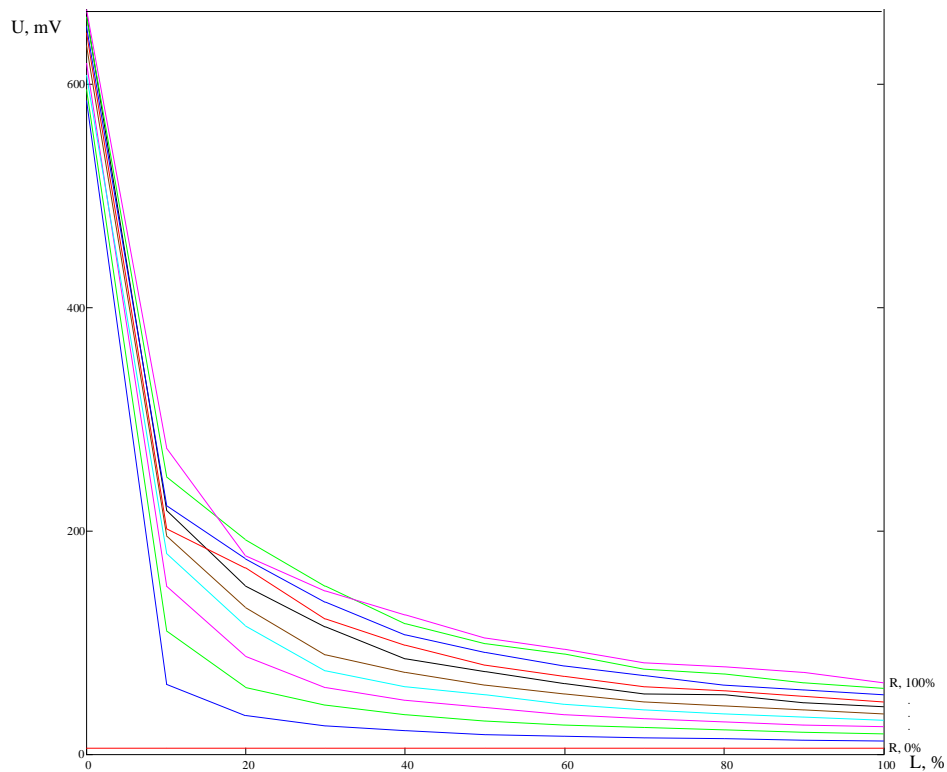


Рисунок 3.4 – Залежності вихідної напруги від індуктивності

Виконавши експериментальні дослідження було встановлено, що максимальна чутливість даного вимірювального перетворювача спостерігається в діапазоні від 2,5 до 12,5 мГн.

3.3 Реалізація індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

На рис. 3.5 структурна схема індуктивного перетворювача, яка складається з послідовно з'єднаних генератора синусоїдальної напруги, опору, діоду, первинного індуктивного вимірювального перетворювача та синхронного детектора (Додаток В).

RL-діодний генератор детерміновано-хаотичних коливань збуджується синусоїдальною напругою, формуючи на своєму виході хаотичні електромагнітні коливання, флуктуації яких залежать від параметрів схеми.

Для реалізації перетворення індуктивності в постійну напругу вихідний сигнал RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань подається на синхронний детектор з виходу якого отримується вихідний вимірювальний сигнал, що є залежним від зміни індуктивності (Додаток Г).

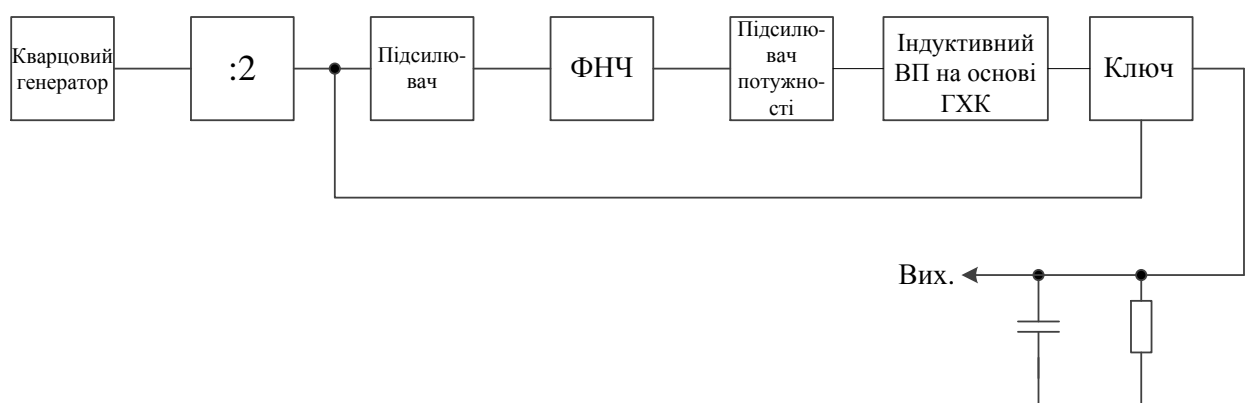


Рисунок 3.5 – Структурна схема індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

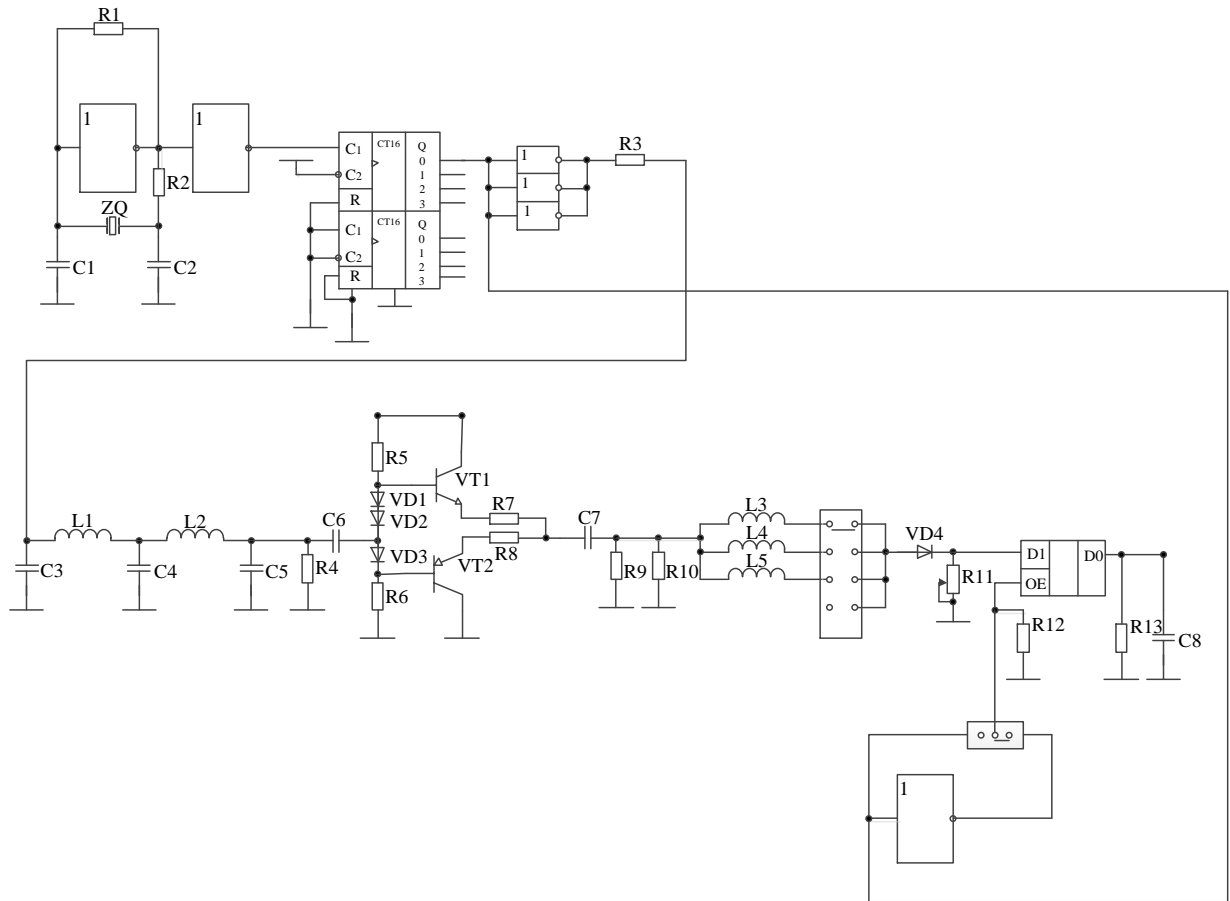


Рисунок 3.6 – Схема електрична принципова індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань

Кварцовий генератор зібраний з кварцового резонатора і практично на одному логічному інверторі (мікросхема 4049). Його частота 208 кГц – це частота самого резонатора, вона дуже стабільна і від часу і від інших дестабілізуючих параметрів. Прямокутні імпульси з кварцового генератора повторюються ще на одному інверторі з більш крутими фронтами. Далі сигнал поступає на лічильник (мікросхема 561IE10, складається з тригерів, що ділять на 2, 4, 8, 16), який включений в режимі D-тригера для того щоб отримати частоту 104 кГц. Як правило, частота таких генераторів завжди стабільна, а шпаруватість позитивного і негативного імпульсу не рівна, для цього ділимо частоту. В цих мікросхемах навантаження не велике. Для того

щоб підсилити частоту використовуємо паралельно три інвертори, вони зібрані по КМОП-технології, тому їх можна з'єднувати паралельно і використовуємо їх як підсилювач потужності. Для того щоб з прямокутних імпульсів отримати синусоїду використовуємо фільтр низьких частот (ФНЧ), який настроєний на 150 кГц, тобто пропускає все до частоти зрізу 150 кГц. В результаті наш прямокутний сигнал якби очищається (залишається одна перша гармоніка) і на виході отримуємо синусоїдальний сигнал. Який далі поступає на підсилювач потужності, який зібраний на комплементарних транзисторах. Даний підсилювач являє собою два емітерні повторювачі. В результаті отримуємо генератор синусоїдальних коливань (ГСК). Сигнал з якого поступає на генератор детерміновано-хаотичних коливань. Генератор детерміновано-хаотичних коливань складається з діода 1N4007, індуктивності (в даній схемі три індуктивності, які перемикаються за допомогою джампера) та змінного резистора. З генератора детерміновано-хаотичних коливань ми отримуємо хаотичний сигнал. Цей сигнал ми повинні випрямити, тобто взяти з цього складного сигналу постійну складову. Для цього використаємо синхронний детектор (СД). Сигнал для керування СД в нас є, так як ці позитивні імпульси співпадають по фазі з хаотичним сигналом.

Висновки до розділу

В даному розділі розроблено метод та засіб вимірювального перетворення на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань. Розроблено структурну та електричну принципову схеми індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Виконавши експериментальні дослідження було встановлено, що максимальна чутливість даного вимірювального перетворювача спостерігається в діапазоні від 2,5 до 12,5 мГц.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

4.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів Вінницького національного технічного університету, кафедри метрології та промислової автоматики: керівник магістерської роботи Маньковська В.С. та завідувач кафедри Кучерук В.Ю., д.т.н., професор кафедри Кулаков П.І. За допомогою таблиці 4.1 за п'ятибальною шкалою використовуючи 12 критеріїв оцінки комерційного потенціалу розробки експерти надали свої оцінки.

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів

Продовження табл. 4.1

4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкуренція немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
12	Необхідна розробка регламентних документів та	Необхідно отримання великої кількості	Процедура отримання дозвільних документів для	Необхідно тільки повідомлення відповідним	Відсутні будь-які регламентні обмеження на

	отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	органам про виробництво та реалізацію продукту	виробництво та реалізацію продукту
--	-----------------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------	------------------------------------

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

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

В таблиці 4.3 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 4.3 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Маньковська В. С.	Кучерук В.Ю.	Кулаков П.І.
	Бали, виставлені експертами:		
1	2	2	3
2	3	2	2
3	2	4	3
4	4	3	2
5	2	2	4
6	3	2	3
7	4	1	2
8	1	3	2
9	3	2	4
10	2	4	2
11	1	3	2
12	4	3	4
Сума балів	СБ ₁ =31	СБ ₂ =31	СБ ₃ =33

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_1^3 СБ_i}{3} = \frac{31 + 31 + 33}{3} = 32$
---------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів склала 32, що згідно таблиці 4.2 вважається, що рівень комерційного потенціалу розробки є вище середнього.

Нова розробка, може використовуватися в промисловості де необхідно використовувати індуктивний вимірювальний перетворювач на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

4.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

1. Основна заробітна плата – винагорода за виконану роботу відповідно до встановлених норм праці. Вона встановлюється у вигляді тарифних ставок (окладів) і відрядних розцінок для робітників та посадових окладів для службовців. Стаття «Основна заробітна плата робітників» містить витрати на виплату основної заробітної плати робітникам, зайнятим виробництвом продукції.

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників) Z розраховується за формулою:

$$Z = \frac{M}{T_p} \cdot t, [\text{грн.}] \quad (4.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника.

T_p – число робочих днів, $T_p = 22$;

t – число днів роботи розробника.

Розрахунки основної заробітної плати зведемо в таблицю 4.7:

Таблиця 4.4 – Розрахунок основної заробітної плати розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	9600	436.4	5	2182
Інженер	6000	272.7	43	11727
Всього				13909

2. Основна заробітна плата робітників Z_p розраховується за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (4.2)$$

де n – число робіт по видах та розрядах;

t_i – норма часу на виконання конкретної операції, годин;

C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує певну роботу, грн./год.:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (4.3)$$

де M_m – мінімальна місячна оплата праці, грн.;

K_i – тарифний коефіцієнт робітника даного розряду;

T_p – число робочих днів в місяці ($T_p = 21 \dots 23$ дні);

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

Мінімальна місячна оплата праці робітника з 01.01.2019 року складає 4173,00 грн.

K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду. Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці 4.5:

Таблиця 4.5 – Тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду

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

Інформацію про основну заробітну плату заносимо до таблиці 4.6

Таблиця 4.6 – Основна заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, нормо-годин	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
1	2	3	4	5
1.Підготовчі	2	1	23,7	47,4
2.Монтажні	3	3	28,0	83,9
3.Складальні	2	5	32,2	64,5
4.Налагоджувальні	6	2	25,8	155,1
5.Випробувальні	3	4	30,1	90,3
Всього				441,2

3. До статті «Додаткова заробітна плата» відносяться витрати на виплату виробничому персоналу підприємства додаткової заробітної плати за працю понад установлені норми, заохочувальні виплати за поточну виробничу діяльність, компенсаційні виплати тощо. Звичайно, ці витрати встановлюються у відсотках до основної заробітної плати на підставі відповідних розрахунків на підприємстві:

$$Z_d = 11\% \cdot Z_z, \quad (4.4)$$

$$Z_d = 11\% \cdot (13909 + 441,2) = 1578,5 (\text{грн}).$$

4. Витати на соціальні заходи виникають внаслідок здійснення обов'язкової сплати єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування. Відрахування на соціальні заходи здійснюється від суми всіх витрат на оплату праці робітників, зайнятих безпосередньо виробництвом продукції:

$$B_{\text{сз}} = (Z_{\Sigma} + Z_{\text{д}}) \cdot \frac{\beta}{100\%}, \quad (4.5)$$

де β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, %.

З 1.01.2016 року ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування встановлена залежно від класу професійного ризику виробництва і для бюджетної сфери $\beta=22,0\%$.

$$B_{\text{сз}} = (13909 + 441,2 + 1578,5) \cdot \frac{22,0\%}{100\%} = 3504,4 \text{ (грн.)}.$$

5. У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування у загальному можуть бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot T}{T_{\text{кор}} \cdot 12} \text{ [грн]}, \quad (4.6)$$

де $Ц$ – балансова вартість даного виду обладнання (приміщень), грн.;

$T_{\text{кор}}$ – час користування;

T – термін використання обладнання (приміщень), цілі місяці.

Згідно пункту 137.3.3 Податкового кодекса амортизація нараховується на основні засоби вартістю понад 2500 грн.

Всі проведені розрахунки амортизаційних відрахувань заносимо в табл. 4.7.

Таблиця 4.7 – Розрахунок амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання, приміщень	Балансова вартість, грн.	$t_{кор}$ (р)	Термін використання міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн.
1.Комп'ютер	12000	2	2	1000.00
2.Осцилограф	2600	4	1	54.17
Всього				1054.17

6. Норма витрат матеріалу – це плановий показник, який визначає максимально допустимі затрати відповідних ресурсів на виробництво одиниці продукції в умовах певного рівня техніки і організації виробництва.

Витрати на матеріали M , що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i - \sum_1^n V_i \cdot C_v \quad \text{грн.}, \quad (4.7)$$

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

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

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

V_i – маса відходів матеріалу i -го найменування, кг;

C_v – ціна відходів матеріалу i -го найменування, грн/кг;

n – кількість видів матеріалів.

Інформацію про використані матеріали подано у вигляді табл. 4.8.

Таблиця 4.8 – Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн
Припой ПОС-61	1000	0,09	90
Всього			90
З врахуванням коефіцієнта транспортування			99

4. Витрати на комплектуючі вироби, які використовують при виготовленні одиниці продукції, розраховуються, згідно їх номенклатури, за формулою:

$$K = \sum_{i=1}^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (4.8)$$

де N_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i – покупна ціна комплектуючих i -го найменування, грн.;

K_i – коефіцієнт транспортних витрат (1,1...1,15);

Таблиця 4.9 – Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування	Ціна, грн.	Витрачено, шт.	Вартість, грн.
Індуктивність	163	5	815
Діод	50	10	500
Резистор	87,5	5	437.5
Всього (з врахуванням транспортних витрат)			1927.75

8. До статті «Паливо та енергія на технологічні цілі» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються у процесі виробництва продукції. У даному випадку будемо враховувати лише витрати на електроенергію. Витрати на енергію визначаються на основі витрат на одиницю продукції та тарифів на енергію за допомогою залежності:

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (4.9)$$

де V – вартість 1 кВт енергії, грн. $V = 8,44$ грн/кВт*год;

P – установлена потужність обладнання, кВт. При паянні використовується паяльник потужність $P = 500$ Вт або $P = 0,5$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, год. $\Phi = 150$ год;

K_n – коефіцієнт використання потужності, $K_n = 0,65$.

$$B_e = 8,44 \cdot 0,5 \cdot 150 \cdot 0,65 = 411,45 (\text{грн}).$$

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

Інші витрати B_{in} можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{in} = (1..3) \cdot (Z + Z_p). \quad (4.10)$$

$$B_{in} = 1 \cdot (13909 + 441,2) = 14350 (\text{грн.})$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, які безпосередньо стосуються даного розділу МКНР

$$B = 13909 + 441,2 + 1578,5 + 3504,4 + 1054,17 + 99 + 1927,75 + 411,45 + 14350 = 37275,9 \text{ грн.}$$

Загальна вартість всієї МКНР визначається за формулою:

$$B_{заг} = \frac{B}{\alpha} \quad (4.11)$$

$$B_{заг} = \frac{37275,9}{0,7} = 53251,33 (\text{грн.})$$

Прогнозування загальних втрат ЗВ на виконання та впровадження результатів виконаної МКНР здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (4.12)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує стадію виконання даної НДР.

Оскільки, робота знаходиться на стадії розробки дослідного зразка, то коефіцієнт $\beta = 0,5$.

Звідси:

$$3B = \frac{53251,33}{0,5} = 106503(\text{грн.}).$$

4.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки

У даному підрозділі кількісно спрогнозуємо, яку вигоду, зиск можна отримати у майбутньому від впровадження результатів виконаної наукової роботи. Розрахуємо збільшення чистого прибутку підприємства $\Delta\Pi_i$, для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, за формулою

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_0 \cdot N + \Pi_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\nu}{100}\right) \quad (4.13)$$

де $\Delta\Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році.

N – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

ΔN – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки:

Π_0 – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки:

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. Ставка

податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $l = 0,8333$.

p – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. $p = 0,25$;

x – ставка податку на прибуток. У 2019 році – 18%.

Припустимо, що при впровадженні результатів наукової розробки покращується якість, що дозволяє підвищити ціну його реалізації на 500 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року на 200 шт., протягом другого року – на 250 шт., протягом третього року на 300 шт. Реалізація продукції до впровадження розробки складала 1 шт, а її ціна 2000 грн. Розрахуємо прибуток, яке отримає підприємство протягом трьох років.

$$\Delta\Pi_1 = [500 \cdot 1 + (2000 + 500) \cdot 200] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) = 85498,7(\text{грн.})$$

$$\Delta\Pi_2 = [500 \cdot 1 + (2000 + 500) \cdot (200 + 250)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) = 192680(\text{грн.})$$

$$\Delta\Pi_3 = [500 \cdot 1 + (2000 + 500) \cdot (200 + 250 + 300)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) = 320800(\text{грн.})$$

4.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Розрахуємо основні показники, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності. Теперішню вартість інвестицій PV , що вкладаються в наукову розробку приймемо рівну загальним витратам $PV = ZB = 106503$ грн.

Розрахуємо абсолютну ефективність вкладених інвестицій E_{abc} згідно наступної формули:

$$E_{abc} = (ПП - PV) \tag{4.14}$$

де $ПП$ – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки, грн;

$$ПП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^i}, \quad (4.15)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДЦКР, грн;

T – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,2;

t – період часу (в роках).

$$ПП = \frac{85498,7}{(1+0,2)^1} + \frac{192680}{(1+0,2)^2} + \frac{320800}{(1+0,2)^3} = 391565,76(\text{грн.}).$$

$$E_{\text{абс}} = (391565,76 - 106503) = 285063,09(\text{грн.}).$$

Оскільки $E_{\text{абс}} > 0$ то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів НДДКР може бути доцільним.

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій $E_{\text{в}}$. Для цього користуються формулою:

$$E_{\text{в}} = \sqrt[T_{\text{жс}}]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (4.20)$$

$T_{\text{жс}}$ – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_e = \sqrt[3]{1 + \frac{285063,09}{106503}} - 1 = 0,54 = 54\%$$

Визначимо мінімальну ставку дисконтування, яка у загальному вигляді визначається за формулою:

$$\tau = d + f, \quad (4.16)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні $d = (0,14 \dots 0,2)$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05 \dots 0,1)$.

$$\tau_{\min} = 0,18 + 0,05 = 0,23$$

Так як $E_e > \tau_{\min}$ то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій за формулою:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_e} \quad (4.17)$$

$$T_{ок} = \frac{1}{0,54} = 1,8 \text{ (роки)}$$

Так як $T_{ок} \leq 3 \dots 5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки в принципі є доцільним.

Висновки до економічного розділу

В даному розділі було оцінено економічний потенціал індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань, який виявився на вище середньому рівні.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по

кожній з статей витрат складе 37275,9 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 106503 грн.

Вкладені інвестиції в даний проект окупляться через 1,8 роки при прогнозованому прибутку 391565,76 грн. за роки.

ВИСНОВКИ

В першому розділі магістерської кваліфікаційної роботи зроблено аналіз наукової літератури за темою роботи. Проведено огляд методів та засобів вимірювання індуктивності.

У другому розділі було проведено дослідження особливостей роботи генераторів детерміновано-хаотичних коливань, а саме: генератора Чуа, Анищенко-Астахова, Колпитца, неавтономного імпульсного генератора на основі схеми Чуа, генератор з атрактором типу “подвійний завиток”. Досліджено їхні математичні моделі, показано реалізацію хаотичного процесу та фазові портрети коливань.

В третьому розділі розроблено метод та засіб вимірювального перетворення на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань. Розроблено структурну та електричну принципову схеми індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань.

Виконавши експериментальні дослідження було встановлено, що максимальна чутливість даного вимірювального перетворювача спостерігається в діапазоні від 2,5 до 12,5 мГн.

В економічному розділі було оцінено економічний потенціал індуктивного вимірювального перетворювача на основі генератора детерміновано-хаотичних коливань, який виявився на вище середньому рівні.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 37275,9 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 106503 грн.

Вкладені інвестиції в даний проект окупляться через 1,8 роки при прогнозованому прибутку 391565,76 грн. за роки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Воронов С.С., Колпакова Л.В., Кузнецов В.А. Метод измерения с использованием свойств нелинейных динамических систем. //Измерительная техника. -1996. -№12.-С.16-18.
2. Браславский Д.А., Петров В.В. Точность измерительных устройств. - М.: Машиностроение, 1976. -312с.
3. Генераторы хаотических колебаний: Учебн. пособие / Б.И. Шахтарин, П.И. Кобылкина, Ю.А. Сидоркина, А.В. Кондратьев, С.В. Митин. – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 248 с.
4. Семейство схемы Чуа [Электронный ресурс] / Сюзань У. // ТИИЭР, 1987. – Т.75, №8. – С. 55. – Режим доступа к журналу: <http://it.fitib.altstu.ru/index.php?action=show&show=140>.
5. K. Gopakumar, V. Premlet, K.G. Gopchandran Inducing Chaos in Wien-bridge Oscillator by Nonlinear Composite Devices // International Journal of Electronic Engineering Research / ISSN 0975-6450 Volume 2 Number 4 (2010) pp. 489-496. – Режим доступа к журналу: <http://www.ripublication.com/ijeer.htm>
6. В.С. Анищенко, В.В. Астахов, Т.Е. Вадивасова / Генератор Анищенко-Астахова как одна из базовых моделей детерминированного хаоса // Известия Саратовского университета. 2005. Т. 5. Сер. Физика, вып.1. – 15 с. – Режим доступа к журналу: http://www.sgu.ru/files/nodes/19471/2005_1_54_Anishchenko.pdf
7. Дмитриев А.С., Кислов В.Я. Стохастические колебания в радиофизике и электронике. – М.: Наука, 1989. – 280 с.
8. Elwakil A.S. Nonautonomous pulse-driven chaotic oscillator based on Chua's circuit // IEEE Transactions/ 2003/ 0-7803-7761-3/03. P. 136-139.
9. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
10. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с

нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.

11. Пат. 2365910 Российская Федерация, МПК G01N27/90. Способ вихретокового контроля и устройство для его осуществления / Кибрик Г.Е., Налдаев Н.Д.; Заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Научно-производственное предприятие “ТИК” (ООО НПП “ТИК”). – 2007103265/28; заявл. 26.01.2007; опубл. 27.08.2009. – 3 с.

12. Карцев Е. Стереодекодер с кварцевым резонатором / Е Карцев, В Чулков // Радио. – 1986. №2. – С.38 – 42.

13. Кучерук В.Ю. / Перетворювач опору в напругу з використанням RL-діодного генератора хаотичних коливань/ Севастьянов В.М., Маньковська В.С.// Електротехнічні та комп’ютерні системи. – 2012. № 6(82). – С. 129-133.

14. Кучерук В.Ю. / Резистивний вимірювальний перетворювач на основі RL-діодного генератора хаотичних коливань/ Маньковська В.С. // Одинадцята Міжнародна науково-технічна конференція “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи” 24 - 25 квітня 2012 р.: тези доповіді. – Київ, 2012. – С.86-87.

15. Кучерук В.Ю. / Тензорезистивний перетворювач на основі RL-діодного генератора хаотичних коливань/ Севастьянов В.М., Маньковська В.С.// Контроль і управління в складних системах: XI Міжнародна конференція КУСС-2012, 9-11 жовтня, 2012 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2012. – С.59.

16. Satoshi Tanaka Bifurcation Analysis of a Driven R-L-Diode Circuit / Satoshi Tanaka, Jun Noguchi, Shinichi Higuchi, Takashi Matsumoto // Математичний аналіз – 1991. - № 760. – С. 111-128.

17. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник: У2 т. / М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник, В. Василюк, Р. Борек, А. Ковальчик; За ред. Б. Стадника. – Львів: Видавництво Національного університету “Львівська політехніка”, 2005. – Т.1. Основи метрології. – 532 с.

18. Основи метрології та електричних вимірювань : підручник / Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю., Володарський Є. Т., Грабко В. В. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 522 с.

19. Метод вимірювання з використання хаотичного генератора [Електронний ресурс] / В.Ю. Кучерук, В.С. Маньковська// Контроль і управління в складних системах: IX Міжнародна конференція КУСС-2008, 21-24 жовтня, 2008 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2008. – С. 45. – Режим доступу: http://www.vstu.vinnica.ua/mccs2008/materials/subsection_2.1.pdf.

20. Ермолаев Ю.Л. Электронная синергетика/ Ермолаев Ю.Л., Санин А.Л. – Л.: Изд-во ЛГУ, Л. – 1989. – 248 с.

21. Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение: пер. с англ./ Шустер Г. – М.: Мир. – 1988. – 240 с.

22. Метрологія та вимірювальна техніка: [навчальний посібник] /В.В. Кухарчук, В.Ю. Кучерук, В.П. Долгополов, Л.В. Грумінська. - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. - 252 с.

23. Мацумото Т. Хаос в электронных схемах. //ГИИЭР. -Т.75. -1987.- №8.-С.76.

24. V. Kucheruk Generator oscylacji chaotycznych o układzie RL- dioda jako przetwornik rezystancja - napięcie / Volodymyr Kucheruk, Zygmunt L. Warsza, Volodymyr Sevastyanow, Wiktoria Mankowska // Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 10/2013

25. Кучерук В.Ю. Про основні принципи створення вимірювальних пристроїв з використанням генераторів хаотичних коливань/ В. Ю. Кучерук, В. М. Севастьянов, В. С. Маньковська // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2011. - № 2. – С. 101-104.

ДОДАТКИ