

В.С. Маньковська, В.Ю. Кучерук

**РЕЗИСТИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ФІЗИЧНИХ
ВЕЛИЧИН НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРІВ
ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНОГО СИГНАЛУ**

Монографія

Дніпро
«Середняк Т.К.»
2021

УДК 621.317.73(02.064)

М 24

В.С. Маньковська, В.Ю. Кучерук

М 24 Резистивні перетворювачі фізичних величин на основі генераторів детерміновано-хаотичного сигналу: [Монографія.] – Дніпро: Середняк Т. К., 2021, – 124 с.

ISBN 978-617-8010-24-9

© ***В.С. Маньковська***

© ***В.Ю. Кучерук***

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ РЕЗИСТИВНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....	9
1.1 Методи вимірювання опору.....	9
1.2 Засоби вимірювання опору.....	16
1.2.1 Перетворювачі опору в напругу.....	16
1.2.2 Резистивні перетворювачі.....	27
1.3 Аналіз існуючих методів та засобів реалізації генераторів детерміновано-хаотичних коливань.....	40
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНО- ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....	47
2.1 Прецизійні генератори детерміновано-хаотичних коливань.....	47
2.2 Дослідження генератора Чуа.....	54
2.3 Дослідження чутливості RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	56
2.4 Дослідження явища «детермінованого хаосу» в RL-діодному електричному колі синусоїдального струму.....	61
2.5 Ознаки хаотичності RL-діодного генератора детерміновано- хаотичних коливань.....	68
3 РОЗРОБКА МЕТОДУ ТА ЗАСОБУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ RL-ДІОДНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....	71
3.1 Розробка методу вимірювання фізичних величин з використанням властивостей динамічного хаосу.....	71
3.2 Перетворювач опору в напругу з використанням RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	82
3.3 Реалізація резистивного перетворювача на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	91
3.4 Синхронний детектор.....	94
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЗИСТИВНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ RL- ДІОДНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ.....	101

4.1 Дослідження метрологічних характеристик резистивного перетворювача на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	101
4.1.1 Оцінка статичних метрологічних характеристик.....	101
4.1.2 Похибка аналого-цифрового перетворення.....	108
4.2 Експериментальні дослідження, порівняння з існуючими.....	109
4.2.1 Перетворювач опору в напругу на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	109
4.2.2 Терморезистивний перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	112
4.2.3 Тензорезистивний перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.....	114
ПІСЛЯМОВА.....	115
СПИСОК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	116

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

АЦП	Аналого-цифровий перетворювач
АВД	Автоматичний вимірник деформації
ВДЦ	Вимірник деформації цифровий
ВП	Вимірювальний прилад
ГСК	Генератор синусоїдальних коливань
ГДХК	Генератор детерміновано-хаотичних коливань
ДП	Диференційний підсилювач
ЕОМ	Електронно-обчислювальна машина
ТО	Термометри опору
ТОП	Термоопори платинові
ТОМ	Термоопори мідні
ТС	Тензорезисторний сенсор
НСХП	Номінальна статична характеристика перетворювача
ПОН	Перетворювач опору в напругу
ОП	Операційний підсилювач
СД	Синхронний детектор
ФНЧ	Фільтр низьких частот
ЦТМ	Цифровий тензометричний міст

ВСТУП

З ускладненням технологічних процесів зростає потреба визначення великої кількості параметрів і фізичних величин, зростає роль вимірювань. Автоматизація складних виробничих процесів пов'язана із застосуванням різноманітних вимірювальних перетворювачів, що забезпечують одержання оперативної вимірювальної інформації в належному обсязі й ефективно керування технологічним процесом.

Під час вимірювання параметрів технологічних процесів, таких як температура, тиск, механічні переміщення широко використовуються первинні резистивні перетворювачі (реостатні, контактного опору, фоторезистивні, електрохімічні резистивні, терморезистивні, тензорезистивні).

У багатьох з них для забезпечення необхідних для практики метрологічних характеристик (розрізнявальної здатності зокрема) необхідно перетворювати досить малі зміни вихідного опору, наприклад, при тензометричних вимірюваннях. Це в свою чергу призводить до підсилення випадкових завад на корисний сигнал, внаслідок чого збільшується випадкова похибка вимірювань. Таким чином, постає задача підвищення чутливості резистивних вимірювальних перетворювачів із одночасним забезпеченням низького рівня випадкових шумів.

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.

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. 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.

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 детерміновано-хаотичних коливань (ГДХК).

Дослідження складної динаміки детермінованих динамічних систем проводилося в роботах Д. Біркгофа, О.О. Андронova, 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, В.І. Арнольда, Г. Бенеттіна, Г.М. Заславського, Д. Йорка, Д. Каплана, А.П. Кузнецова, С.П. Кузнецова, П. Манневілля, В.В. Мелешка, В.К. Мельнікова, Ю.В. Міхліна, Ю.І. Неймарка, І. Помо, Д. Рюеля, Я.Г. Сіная, С. Смейла, Ф. Такенса, М. Фейгенбаума, Л. Чуа [5-7, 13-16], М. Ено, О.М. Шарковського, Л.П. Шильнікова. Над створенням перетворювачів на основі ГДХК працюють Т.В. Патрушева, Є.М. Патрушев. Незважаючи на досягнення, невирішеною залишається задача створення резистивних вимірювальних перетворювачів з підвищеною чутливістю.

Отже, актуальним є розробка резистивного перетворювача на основі RL-діодного ГДХК, що дозволить підвищити чутливість вимірювального перетворення резистивних фізичних величин. Цього можна досягти шляхом використання ГДХК як вимірювального перетворювача для отримання вимірювальної інформації.

1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ РЕЗИСТИВНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

1.1 Методи вимірювання опору

Електричний опір (надалі опір) постійному струмові R є однією найпоширеніших вимірювальних величин, причому не тільки в галузі вимірювань електричних величин, а й в інших галузях вимірювань, зокрема, у вимірюваннях неелектричних величин електричними засобами – вимірювання опорів термперетворювачів опору та термісторів під час вимірювання температури, вимірювання опорів тензорезисторів під час визначення механічних напружень, сили, тиску переміщень тощо.

Діапазон вимірювання опорів дуже широкий – від 10^{-8} до 10^{17} Ом і має тенденцію до подальшого розширення. Відповідно для вимірювання опору в такому широкому діапазоні застосовують різноманітні методи та засоби вимірювань, які дають змогу прямо або опосередковано знаходити значення вимірювальних опорів.

Вибір методу і засобів вимірювальної техніки залежить від ряду факторів – значення вимірювального опору, необхідної точності вимірювання, умов експерименту тощо. Особливості вимірювання опорів у різних діапазонах зумовили істотну різницю у досягненні точності вимірювань, зокрема, якщо у діапазоні середніх значень опорів $1 \dots 10^6$ Ом відносна похибка вимірювання може становити тисячні частки відсотка, то під час вимірювання малих (близьких до 10^{-8} Ом) і великих (близьких до 10^{17} Ом) вона зростає до одиниць і десятків процентів [1].

Методи вимірювань опорів поділяють на дві групи – прямі та опосередковані.

Прямі вимірювання опору здійснюють за допомогою мостів постійного струму (одинарних і подвійних) та аналогових (магнітоелектричних та електронних) і цифрових омметрів, а опосередковані вимірювання – методом амперметра і вольтметра та за допомогою компенсаторів постійного струму і компараторів напруги.

Для вимірювання опорів з невисокою точністю застосовують магнітоелектричні та електронні аналогові омметри, виконані як окремі прилади, наприклад, М4125 чи Е6-17 [2], або у складі

універсальних приладів, наприклад, Щ4811, Щ4313, Щ68003, В7-27, В7-28 [2]. Найточніші з цих приладів мають клас точності 1.0 або 1.5, однак через істотно нерівномірну шкалу в діапазоні показів $0 \dots \infty$ Ом похибка вимірювання опору може досягнути одиниць і більше відсотків.

Найвищу точність прямих вимірювань опорів забезпечують мости постійного струму, особливо при використанні методу заміщення, а також цифрові омметри. Наприклад, універсальний цифровий вольтметр типу Щ31 [2] у режимі вимірювання електричного опору на під діапазонах 1; 10; 100 кОм має границі допустимо основної відносної похибки $\delta_{R,гр} = \pm[0,005 + 0,001(R_k/R)]\%$, де R_k – верхня границя під діапазону вимірювання; R – показ приладу. Крім цього, вони мають спеціальні виходи для під'єднання до комп'ютерів для подальшого автоматичного опрацювання результатів вимірювань.

Високу точність вимірювань можна отримати при опосередкованих вимірюваннях опорів за допомогою компенсаторів постійного струму, компараторів напруги та методом амперметра і вольтметра (у разі застосування цифрових приладів). Правда, опосередковані вимірювання опору мають істотний недолік – необхідність роздільного вимірювання струму і напруги і подальшого визначення результату вимірювання за законом Ома, що дуже ускладнює здійснення експерименту, однак вони є незмінними при вимірюваннях опорів об'єктів із істотною нелінійною вольт-амперною характеристикою, наприклад, напівпровідникових приладів, коли необхідно знати струм чи напругу, за яких вимірювали опір.

Метод вимірювання електричного опору за допомогою амперметра та вольтметра ґрунтується на використанні закону Ома для ділянки кола, згідно з яким опір об'єкта

$$R_x = \frac{U_x}{I_x}, \quad (1.1)$$

де U_x , I_x – значення спаду напруги на об'єкті та струму, що протікає на ньому.

Струм I_x переважно вимірюють амперметром, а спад напруги U_x – вольтметром, що і зумовило назву методу. Цей метод

уможливилює виконання вимірювань у широкому діапазоні струмів і напруги, які перекриваються діапазонами вимірювань амперметрів і вольтметрів. Він є незамінний під час вимірювання опорів резисторів, обмоток електричних машин, кристалів та інших об'єктів, які мають нелінійну вольт-амперну характеристику. Тут режим вимірювання повинен відповідати режимові експлуатації об'єкта.

Для вимірювання опору за допомогою амперметра та вольтметра застосовують схеми вимикання приладів, зображені на (рис. 1.1), а виміряне значення опору $R_{x, \text{вим}}$ знаходять за формулою

$$R_{x, \text{вим}} = \frac{U_V}{I_A}, \quad (1.2)$$

де $U_V = N_V C_V$ – показ вольтметра, В; $I_A = N_A C_A$ – показ амперметра, А; C_V – стала вольтметра, В; N_V – відлік за шкалою вольтметра; C_A – стала амперметра, А; N_A – відлік за шкалою амперметра.

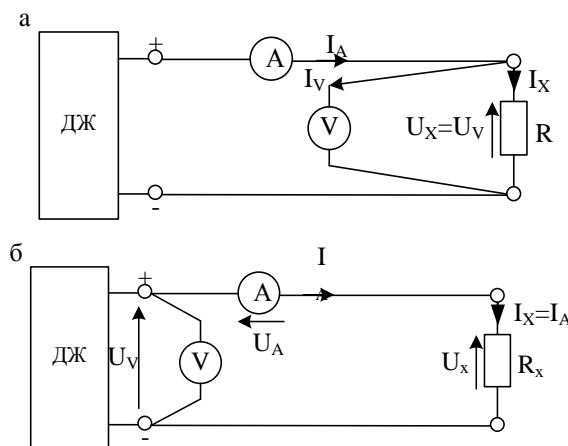


Рисунок 1.1 – Схема вимірювання електричного опору методом амперметра і вольтметра: а) схема правильного вимірювання напруги; б) схема правильного вимірювання струму

Як видно з (1.2), вимірювання електричного опору методом амперметра і вольтметра є типовим прикладом непрямих опосередкованих вимірювань. Похибка вимірювання опору складається з похибок вимірювання струму та напруги амперметром

та вольтметром, а також методичної похибки, яка зумовлена споживанням потужності вимірювальними приладами і залежить від схеми їх ввімкнення.

Так, у схемі (рис. 1.1. а), яку називають схемою правильного вимірювання напруги, вольтметр вимірює безпосередньо напругу U_X , тобто $U_c = U_X$, а амперметр – суму струмів $I_V + I_X$, тобто $I_A = I_V + I_X$, де $I_V = \frac{U_V}{R_V}$, – струм, споживаний вольтметром (R_V – внутрішній опір вольтметра). Виміряне за цією схемою значення опору

$$R_{X.ВИМ} = \frac{U_V}{I_A} = \frac{U_X}{I_X + I_V} = \frac{U_X}{I_X} \left(\frac{1}{1 + I_V/I_X} \right) = R_X \left(\frac{1}{1 + R_X/R_V} \right). \quad (1.3)$$

Відрізняється від істинного значення опору $R_X = \frac{U_X}{I_X}$, що зумовлює виникнення методичної похибки, відносно значення якої

$$\delta_{MV} = \frac{R_{X.ВИМ} - R_X}{R_X} \cdot 100\% = - \frac{R_X}{R_X + R_V} \cdot 100\%. \quad (1.4)$$

У схемі (рис. 1.1, б), яку називають схемою правильного вимірювання струму, маємо, що $I_A = I_X$, а $U_V = U_X + U_A$, де $U_A = I_A R_A$ – спад напруги на амперметрі (R_A – внутрішній опір амперметра).

Тоді виміряне за цією самою схемою значення опору

$$R_{X.ВИМ} = \frac{U_V}{I_A} = \frac{U_X + U_A}{I_X} = R_X + R_A, \quad (1.5)$$

а методична похибка

$$\delta_{MA} = \frac{R_{X.ВИМ} - R_X}{R_X} \cdot 100\% = \frac{R_A}{R_X} \cdot 100\%. \quad (1.6)$$

На практиці вибирають ту схему вимірювання, яка для заданого значення R_X і відомих опорів приладів R_A і R_V забезпечує менше за

значення методичної похибки. Із (1.4) і (1.6) видно, що з погляду забезпечення меншого значення методичної похибки схему правильного вимірювання напруги (рис. 1.1, а) доцільно застосувати для вимірювання малих опорів, а в схему правильного вимірювання струму (рис. 1.1, б) – для великих опорів.

Методичну похибку можна вилучити (δ_M), вводячи поправку до результату вимірювання, тобто враховуючи струм I_M вольтметра для схеми (рис. 1.1, а)

$$R_x = \frac{U_v}{I_A - I_v}. \quad (1.7)$$

або спад напруги на амперметра для схеми (рис. 1.1, б)

$$R_x = \frac{U_v - U_A}{I_A}. \quad (1.8)$$

Граничне значення відносної похибки вимірювання електричного опору методом амперметра та вольтметра

$$\delta_{R.гр} = \pm(\delta_{A.гр} + \delta_{V.гр}) + \delta_M, \quad (1.9)$$

де δ_M – значення методичної похибки для вибраної схеми вимірювання (δ_{MV} або δ_{MA}), %; $\delta_{A.гр}$, $\delta_{V.гр}$ – граничні значення основних відносних похибок показів амперметра та вольтметра, %,

$$\delta_{A.гр} = \pm\gamma_{A.гр} \cdot \frac{I_{KA}}{I_A} = \pm\gamma_{A.гр} \cdot \frac{N_{A.max}}{N_A}, \% ; \quad (1.10)$$

$$\delta_{V.гр} = \pm\gamma_{V.гр} \cdot \frac{U_{KV}}{U_v} = \pm\gamma_{V.гр} \cdot \frac{N_{V.max}}{N_v}, \% , \quad (1.10)$$

де $\gamma_{A.гр}$, $\gamma_{V.гр}$ – граничні значення основних зведених похибок амперметра та вольтметра, які численно дорівнюють їх класам точності; I_{KA} , U_{KV} – границі вимірювання амперметра та вольтметра;

I_A , I_V – покази амперметра і вольтметра, отримані під час вимірювання. $N_{A.max}$, $N_{V.max}$ – максимальні відліки шкал амперметра та вольтметра; N_A , N_V – відліки за шкалами амперметра та вольтметра, одержані під час вимірювання.

Отже, для забезпечення необхідної точності вимірювання опору необхідно не тільки правильно вибрати схему вимірювання, але й застосувати прилади відповідних класів точності і з такими границями вимірювання, щоб відліки по них одержувати близько до кінця шкали.

Вимірювання електричного опору аналоговими омметрами.

Для прямих вимірювань опору на постійному струмі застосовують аналогові вимірювальні прилади прямого перетворення: в діапазоні – $10^3 \dots 10^9$ Ом – магнітоелектричні омметри, а в діапазоні $10^{-8} \dots 10^{17}$ Ом – електронні омметри, причому точність вимірювань дуже малих і дуже великих опорів невисока.

Залежно від границь вимірювань всі омметри розділяють на такі групи: мікроомметри (з нижньою границею 10^{-5} Ом); міліомметри (з нижньою границею 10^{-5} Ом); омметри (з нижньою границею 10 мОм); кілоомметри (з верхньою границею до 1 МОм); мегомметри (з верхньою границею до 1000 МОм); тераомметри (з верхньою границею більше ніж 10^9 Ом).

Залежно від принципу дії аналогові омметри (надалі омметри) поділяють на три групи:

- омметри з магнітоелектричним вимірювальним механізмом;
- омметри з логометричним вимірювальним механізмом;
- електронні аналогові омметри.

Вимірювання електричного опору цифровими омметрами.

Цифрові омметри звичайно входять до складу комбінованих цифрових вимірювальних приладів (мультиметрів), призначених для вимірювань постійного струму і напруги, змінного струму і напруги та електричного опору, наприклад, Щ300, Щ31тощо.

Для вимірювання електричного опору на постійному струмі попередньо вимірюваний опір R_x перетворюють в пропорційно постійну напругу U_x , яку вимірюють цифровим вольтметром постійного струму, який є основою для побудови цифрових мультиметрів.

Вимірюваний опір R_x в постійну напругу U_x перетворюють двома

способами:

- увімкненням вимірювального опору R_x у коло допоміжного джерела живлення із стабілізованим струмом, тоді $U_k = IR_x$ ($I = \text{const}$);
- застосуванням перетворювачів опору в напругу, побудованих на операційних підсилювачах.

Цифрові омметри випускаються також як автономні прилади, наприклад, ЩЗ4. Їх переважно будують на основі мостових схем постійного струму із автоматичним зрівноважуванням.

Діапазон вимірювань опорів цифровим омметром досить широкий $-10^{-3} \dots 10^{12}$ Ом, однак вузький, ніж у мостів постійного струму із ручним зрівноважуванням та аналогових електронних омметрів. Цифровим омметрам властива висока точність вимірювання – в діапазоні опорів $1 \dots 10^6$ Ом мінімально можливе значення відносної похибки вимірювання становить $\pm 0,005\%$, однак при застосуванні методу заміщення вони поступаються за точністю мостам постійного струму.

До недоліків цифрових омметрів належить також необхідність пропускання через вимірюваний опір порівняно великого струму, що не дає змоги застосовувати їх для метрологічної перевірки малопотужних резистивних перетворювачів, наприклад, термоперетворювачів опору. Однак такі переваги, як автоматизація вимірювання, одержання результату вимірювання у цифровому коді, висока точність роблять цифрові омметри найперспективнішими засобами вимірювання електричного опору [1].

Границю допустимої відносної основної похибки цифрових омметрів визначають за двочленною формулою, типовою для цифрових вимірювальних приладів

$$\delta_{R, \text{гп}} = \pm \left[c + d \left(\frac{R_k}{R} - 1 \right) \right] \% , \quad (1.11)$$

де c, d – коефіцієнти, якими позначають клас точності омметра; R_k – верхня границя під діапазону вимірювання, Ом; R – показ омметра, Ом.

Методи вимірювання опору одинарним мостом. Вимірюючи опір одинарним мостом, використовують метод прямого вимірювання або

метод заміщення. Вибір методу вимірювання залежить від співвідношення між допустимим значенням похибки вимірювання $\delta_{\text{вим.доп}}$ і граничним значенням основної похибки моста $\delta_{\text{м.гр}}$:

а) Якщо $\delta_{\text{вим.доп}} > \delta_{\text{м.гр}}$ то застосовують метод прямого вимірювання опору мостом, за яким результат вимірювання визначають за $R_x = R_{\text{пор}} \frac{R_A}{R_B}$.

б) Якщо $\delta_{\text{вим.доп}} \leq \delta_{\text{м.гр}}$, то для підвищення точності вимірювання використовують метод заміщення.

Якщо допустиме значення похибки вимірювання $\delta_{\text{вим.доп}}$ не задане, то його знаходять з умови

$$\delta_{\text{вим.доп}} \leq \frac{1}{3..5} \delta_{R_x, \text{доп}}, \quad (1.12)$$

де $\delta_{R_x, \text{доп}}$ – граничне значення допустимої основної відносної похибки досліджуваного об'єкта (однозначної чи багатозначної міри опору).

Методи вимірювання опору подвійним мостом. Як і для одинарного моста, при вимірюванні опору подвійним мостом постійного струму застосовують метод прямого вимірювання або метод заміщення. Вибір методу вимірювання залежить від співвідношення між допустимим значенням похибки вимірювання $\delta_{\text{вим.доп}}$ і граничним значенням основної похибки моста $\delta_{\text{м.гр}}$:

в) Якщо $\delta_{\text{вим.доп}} > \delta_{\text{м.гр}}$ то застосовують метод прямого вимірювання опору мостом, за яким результат вимірювання визначають за $R_x = R_{\text{пор}} \frac{R_N}{R_B} = R_{\text{пор}} \cdot 10^n$.

г) Якщо $\delta_{\text{вим.доп}} \leq \delta_{\text{м.гр}}$, то для підвищення точності вимірювання використовують метод заміщення.

Якщо допустиме значення похибки вимірювання $\delta_{\text{вим.доп}}$ не задане, то його знаходять з умови $R_x = R_{\text{пор}} \cdot N = R_{\text{пор}} \cdot 10^n$.

1.2 Засоби вимірювання опору

1.2.1 Перетворювачі опору в напругу

Перетворювачі опору в напругу (ПОН) знаходять застосування при побудові омметрів і вимірювальних приладів з резистивними

первинними перетворювачами.

При незмінному струмі падіння напруги на резисторі пропорційне його опору. Таким чином, ПОН можна виконати, включаючи перетворюваний опір в якості навантаження стабілізаторів струму. Побудовані таким шляхом ПОН при якісному стабілізаторі струму мають досить високі технічні характеристики [3].

Проте у ряді випадків до ПОН можуть пред'являтися додаткові вимоги, такі, як заземлення перетворюваного опору, зменшення або повне виключення похибки від опору сполучних дротів, забезпечення вихідної напруги, пропорційної приросту, перетворюваного опору відносно його початкового значення, зниження вихідного опору ПОН і т. д.

ПОН з двохрановідною лінією зв'язку застосовуються в тих випадках, коли перетворенню підлягають великі опори або коли перетворюваний опір знаходиться у безпосередній близькості від перетворювача. Так йде справа, наприклад, відносно ПОН, використовуваних в омметрах і мультиметрах.

Для побудови ПОН можуть бути використані будь-які стабілізатори струму. Розглянемо дві схеми, зручні для побудови омметрів (рис. 1.2).

В ПОН за схемою (рис. 1.2, а) стабілізатор струму, містить операційний підсилювач (ОП), що працює в режимі повторювача напруги, стабілітрон D , що забезпечує опорну напруга U_0 , польовий транзистор T і резистор R_0 . Напругу між входами ОП можна наближено вважати рівним нулю, так що напруга на стабілітроні D та резисторі R_0 однакові і протилежно спрямовані. Це означає, що стабілізований струм дорівнює U_0/R_0 . Сумарний струм через стабілітрон D і резистор R_0 задається джерелом струму, побудованим на транзисторі T , у якого затвор сполучений з витокон. Вихідна напруга, яка дорівнює $U_0 R_x / R_0$ знімається з виходу ОП, завдяки чому забезпечується низький вихідний опір ПОН. Зміна границь вимірювання здійснюється за допомогою опору R_0 .

В ПОН за схемою (рис. 1.2, б) використовується стабілізатор струму I_0 , але через вимірюваний опір йде не цей струм, а струм, рівний $I_0 R_1 / R_2$. Відповідно вихідна напруга ПОН дорівнює $R_x I_0 R_1 / R_2$. Різні границі вимірювання можна встановлювати, перемикаючи

резистори R_1 і R_2 . В принципі в даному ПОН можна замість точного джерела струму I_0 , застосувати найпростіший стабілізатор струму на польовому транзисторі, подібно тому, як це зроблено в схемі (рис. 1.2, а), але в цьому випадку резистор R_1 слід замінити стабілітроном.

ПОН з трьох провідних лінією дозволяють зменшити вплив проводів сполучної лінії на вихідну напругу. Приклади подібних пристроїв наведено на (рис. 1.3).

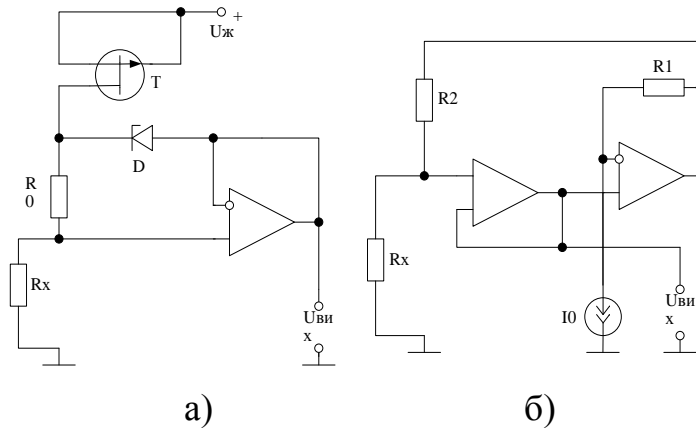


Рисунок 1.2 – Схеми перетворювачів опору в напругу

Схема ПОН, показана на (рис. 1.3, а), аналогічна схемі найпростішого інвертованого підсилювача. Якщо знехтувати опором проводів сполучної лінії, то вихідна напруга ПОН буде

$$U_{\text{вих}} = -U_0 \frac{R_x}{R_0}. \quad (1.13)$$

Вплив сполучних проводів у цьому перетворювачі зменшується за рахунок того, що один з цих проводів (r_1) включений послідовно з R_x , другий (r_2) – послідовно з R_0 , а третій (r_3) – послідовно з високим вхідним опором ОП. При обліку цих опорів і виконанні умов $r_1 \ll R_x$, $r_2 \ll R_0$ отримаємо

$$U_{\text{вих}} = -U_0 \frac{R_x + r_1}{R_0 + r_2} \approx -U_0 \frac{R_x}{R_0} \left(1 + \frac{r_1}{R_x} - \frac{r_2}{R_0}\right). \quad (1.14)$$

Якщо $r_1/R_x \approx r_2/R_0$, то реальна залежність (1.14) буде близька до ідеальної (1.13). Отже, виконання проводів r_1 і r_2 однаковими дозволяє знизити внесену ними похибку, однак лише за умови, що опір R_x змінюється в порівняно вузькому діапазоні відносно початкового значення, рівного R_0 . (Рис. 1.3, б) показує схему ПОН, в якому застосоване джерело струму за схемою простого підсилювача з струмовим виходом. При дотриманні рівності $R_1R_4=R_2R_3$ струм, що протікає через R_x , не буде залежати від R_x .

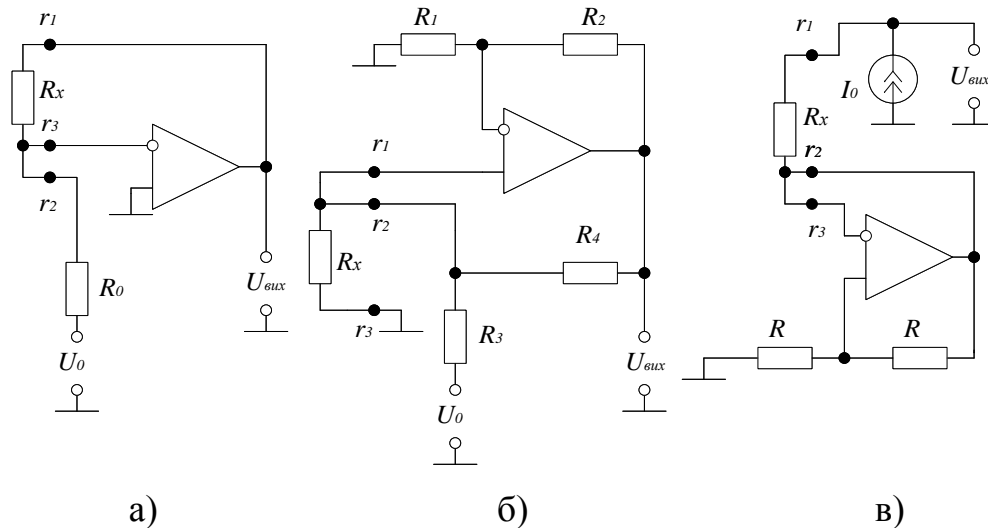


Рисунок 1.3 – Схеми перетворювачів опору в напругу з трипровідною сполучною лінією

Вихідна напруга ПОН буде визначатися співвідношенням

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_x}{R_3} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{1 + r_3/R_x}{1 + r_2/(R_3 \parallel R_4)}. \quad (1.15)$$

Похибка, внесена лінією, зменшується при умові рівності опорів її проводів ($r_2=r_3$) при зміні R_x у відносно вузьких межах: $R_x \approx R_3 \parallel R_4 = R_3 R_4 / (R_3 + R_4)$.

Ще одна схема ПОН з трьох провідною сполучною лінією показана на (рис. 1.3, в). Її відмінна особливість полягає в тому, що тут за умови $r_1=r_3$ похибка від лінії виключається повністю незалежно від перетворюваного опору R_x . ОП в даному випадку охоплений через

опори r_2 і r_3 від'ємним зворотним зв'язком з коефіцієнтом $\beta_0=1$ і через опір R – позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом $\beta_p=0,5$. Тому на входах ОП і на низькопотенційному виводі R_x буде підтримуватися напруга рівна $-I_0r_2$. Це можна пояснити наступним чином. При відсутності позитивного зворотного зв'язку вихідна напруга ОП була б $-I_0r_2$, був би нульовий потенціал. Враховуючи позитивний зворотній зв'язок, отримуємо подвоєння вихідної напруги ОП, воно буде тепер рівне $-2I_0r_2$. Половина цієї вихідної напруги подільником позитивного зворотного зв'язку буде подана на неінвертуючий вхід ОП, що і визначає напругу $-I_0r_2$ на інвертуючий вхід ОП і на нижньому за схемою виводі резистора R_x . Наявність ланцюга позитивного зворотного зв'язку не призводить в даному випадку до втрати стійкості, так як $\beta_0 > \beta_p$. Таким чином, вихідна напруга ПОН за схемою (рис 1.3, в) буде

$$U_{\text{вих}} = I_0(R_x + r_1 - r_2). \quad (1.16)$$

Якщо опори проводів лінії однакові, так що $r_1=r_2$, то похибка від впливу лінії буде відсутня при будь-якому значенні R_x [3].

ПОН з чотирьох провідною лінією зв'язку забезпечує більш істотне зниження похибок, викликаних впливом опору проводів сполучної лінії. Типові схеми таких ПОН показані на (рис. 1.4).

У перетворювачі за схемою (рис. 1.4, а) використовується гальванічно розділене джерело струму і чотирипровідна сполучна лінія. Це дає можливість застосувати далі простий підсилювач з великим вхідним опором $R_{\text{вх}}$. Опори проводів лінії r_1 і r_4 включаються послідовно з цим вхідним опором, і їх впливом можна знехтувати, якщо $R_{\text{вх}} \gg r_1, r_4$. Опори r_2 і r_3 включені послідовно з вихідним опором джерела струму R_i , так що необхідно, щоб забезпечувалося співвідношення $R_i \gg r_2, r_3$. Це звичайно, досягається досить просто. Гальванічно розділене джерело струму в даному випадку є звичайним стабілізатором струму, що використовує гальванічно розділене джерело живлення.

Вимога гальванічного розділення джерела струму знімається, якщо застосувати диференційний підсилювач (ДП) з великими вхідними опорами (рис. 1.3, б). За допомогою цього підсилювача

формується вихідний сигнал, пропорційний падінню напруги на R_x і не залежить від падіннь напруги на проводах r_2 і r_3 .

Зручна у застосуванні схема (рис. 1.3, в). В даному випадку не потрібно ні диференціального підсилювача, ні гальванічного розділення джерела струму. Повторювач напруги, виконаний на операційному підсилювачі, підтримує рівне нулю напругу на низькопотенційному виводі резистора R_x . Завдяки цьому виключається залежність вихідної напруги ПОН від падіння напруги на проводі r_3 сполучної лінії. Опори проводів r_1 , r_2 , r_4 не позначаються на $U_{вих}$, оскільки вони включені послідовно з великими опором (вихідні опори джерела струму і вхідні, опори ОП і подальшого підсилювача).

ПОН з компенсацією початкового значення перетворюваного опору. При перетворенні опору типовою є задача отримання напруги, пропорційної приросту R_x щодо деякого початкового значення R_{x0} . Розглянемо приклади ПОН, що відповідають цій умові. Схема (рис. 1.5, а) подібна розглянутій раніше схемі (рис. 1.3, а).

Але в даному випадку використовується чотирипровідна сполучна лінія, а на неінвертуючий вхід ОП подана частина опорної напруги U_0 .

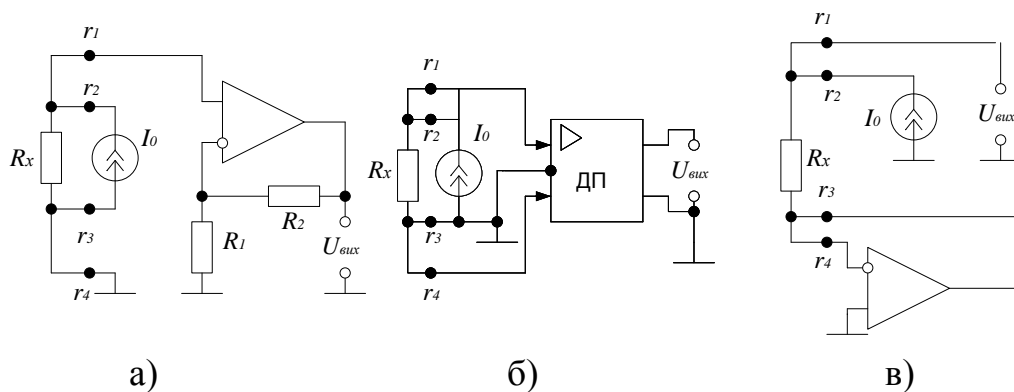


Рисунок 1.4 – Схеми перетворювачів опору в напругу з чотирипровідною сполучною лінією

Тут опори проводів r_2 і r_3 входять в пряме коло підсилювача, охопленого глибоким від'ємним зворотним зв'язком, і тому їх вплив на вихідну напругу дуже малий. Опір r_1 дещо збільшує вихідний опір ПОН, що несуттєво, якщо подальше коло має високий вхідний опір. Опір проводу r_2 включається послідовно з R_1 і таким чином

безпосередньо впливає на вихідну напругу ПОН.

Вибираючи R_1 , досить великим (і відповідно цьому пропорційно збільшуючи U_0), так щоб з необхідним запасом виконувалося співвідношення $R_1 \gg r_4$, можна істотно зменшити похибку, викликану нестабільністю опору r_4 . Співвідношення опорів R_2 і R_3 встановлюється з умови рівності нулю вихідної напруги при заданому початковому значенні опору $R_x = R_{x0}$.

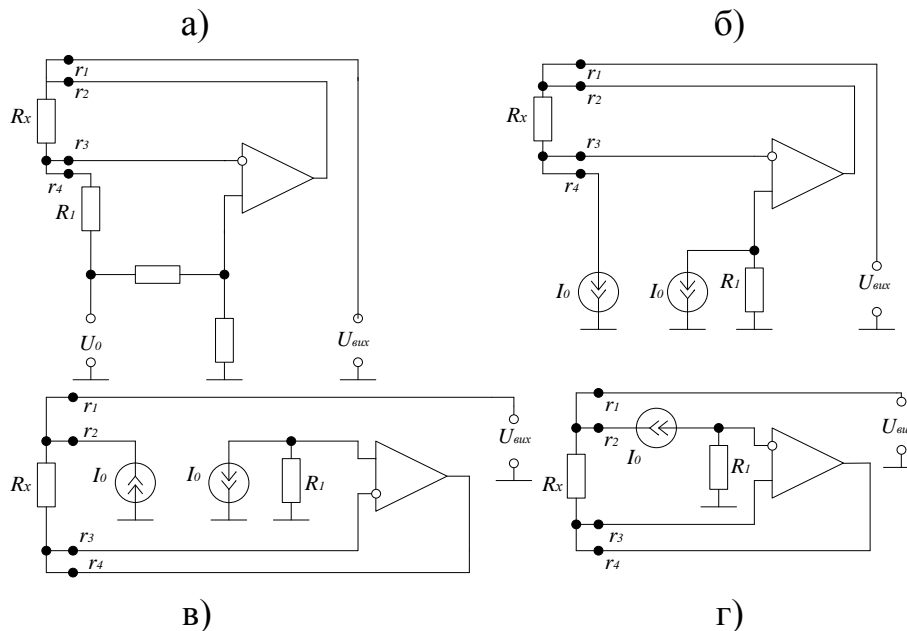


Рисунок 1.5 – Схеми перетворювачів приросту опору в напругу

У підсумку отримуємо

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_0}{1 + R_3/R_2} \left(\frac{R_3}{R_2} - \frac{R_x}{R_1 + r_4} \right). \quad (1.17)$$

В ПОН за схемою (рис. 1.5, б) використовуються два джерела рівних струмів. Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = I_0 (R_x - R_1). \quad (1.18)$$

Джерела рівних струмів легко виконуються на основі пари транзисторів, розташованих в одному кристалі, на бази яких подана

одна і та ж напруга, а в емітери включені однакові опори. Точність підтримки рівності струмів в такому колі може бути досягнута досить високою, так що схема ПОН з двома рівними струмами здатна конкурувати зі схемою мостового ПОН.

В ПОН за схемою (рис. 1.5, в) ми також отримуємо вихідну напругу, що визначається формулою (1.18). Але тут використовуються два рівних по модулю, але різних за знаком струми. Подібні струми можуть бути отримані, наприклад, за допомогою двох струмових дзеркал. Нарешті, в ПОН за схемою (рис. 1.5, г) той же результат досягається при одному джерелі струму, але це джерело повинно бути гальванічно розділеним.

Мостові перетворювачі опору в напругу.

Мостові ПОН використовують для роботи з резистивними сенсорами, в яких вимірюється величина яка перетворюється в різницю двох опорів (напівмостовий сенсор) або в нерівновагу чотирьохплечевого резистивного моста (мостовий сенсор). Завдання, які вирішуються при побудові мостових ПОН, – це зменшення похибки від опорів з'єднувальних проводів і зниження вимог до підсилювачів вихідних сигналів сенсорів [3].

ПОН для напівмостових сенсорів. Деякі варіанти схем включення напівмостових резистивних сенсорів показані на (рис. 1.6).

В ПОН за схемою (рис. 1.6, а) напівміст живиться від двох симетричних напруги $+U_0$ і $-U_0$. Для того, щоб виключити похибку опорів з'єднувальних проводів, ці напруги подаються на сенсор з допомогою повторювачів напруги, виконаних на операційних підсилювачах А1 і А2.

Для з'єднання сенсора з виходом відповідного ОП та його інвертованого входом використовуються роздільні дроти, так що в підсумку сполучна лінія містить п'ять проводів. Вихідна напруга знімається з середньої точки напівмосту відносно загального проводу та може бути посилено не диференційним підсилювачем з високим вхідним опором.

Ця напруга визначається співвідношенням

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1}. \quad (1.19)$$

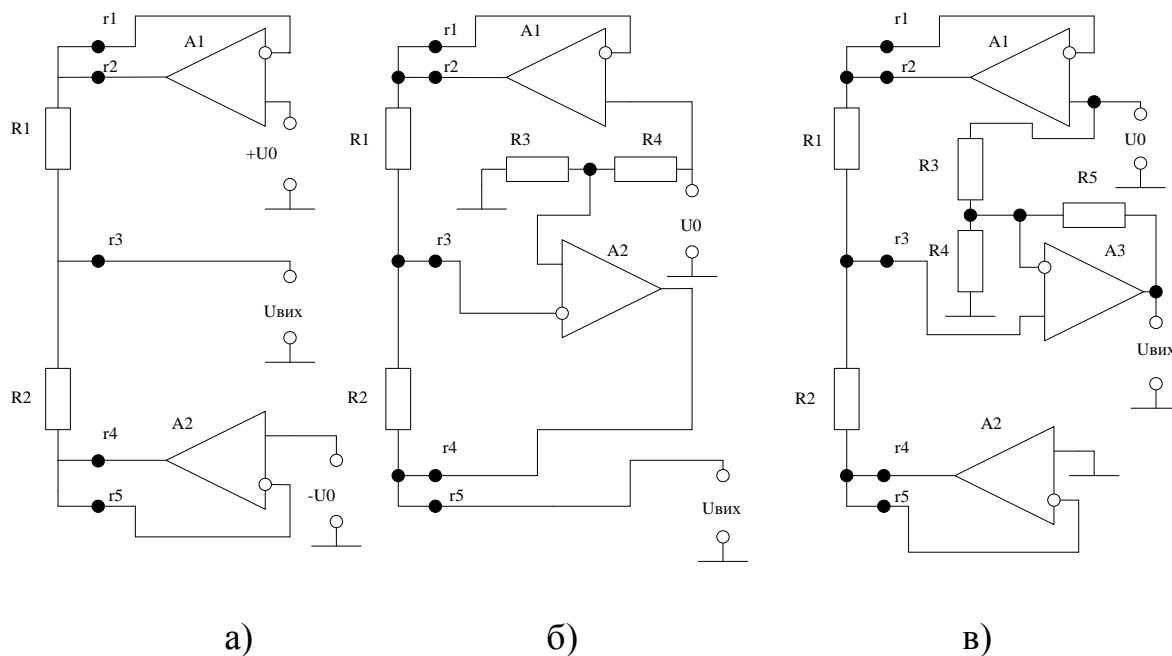


Рисунок 1.6 – Схеми напівмостових перетворювачів опору в напругу

В даному випадку високі вимоги пред'являються до симетрії напруги живлення: нерівність модулів напруги живлення $+U_0$ і $-U_0$ буде викликати зміну вихідної напруги ПОН. В ПОН за схемою (рис. 1.6, б) також використовується п'ятипровідна сполучна лінія, але тут на напівміст подається лише одне напруга U_0 . ОП А1 підтримує напругу U_0 на верхньому по схемі затискачу півмоста. ОП А2 подає на нижній затискач напівмосту таку напругу, при якій рівні потенціали на середній точці напівмоста і на виході подільника, складеного з резисторів R3 і R4.

В результаті через напівміст протікає струм

$$I = U_0 \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4)}, \quad (1.20)$$

а вихідна напруга, що знімається з нижнього затискача півмоста,

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} - IR_2 = U_0 \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1(R_3 + R_4)}. \quad (1.21)$$

Зокрема, якщо $R_3=R_4$, то

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_1 - R_2}{2R_1}. \quad (1.22)$$

В ПОН за схемою (рис. 1.6, в) входять три операційних підсилювача, але в даному випадку забезпечується не тільки виключення похибки від опору проводів сполучної лінії, а й посилення вихідної напруги півмоста. Вихідна напруга ПОН, що знімається з ОП А3,

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_4} + 1 \right) - U_0 \frac{R_5}{R_3} = U_0 \frac{R_2 R_3 (R_4 + R_5) - R_1 R_4 R_5}{(R_1 + R_2) R_3 R_4}. \quad (1.23)$$

Якщо виконується рівність $R_3 = R_4 R_5 / (R_4 + R_5)$, то вихідна напруга визначиться співвідношенням

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_2 - R_1 R_5}{R_2 + R_1 R_3}. \quad (1.24)$$

ПОН для мостових сенсорів можуть бути побудовані за різними схемами, типові приклади яких показані на (рис. 1.7).

Перший з цих ПОН (рис. 1.7, а) використовує шести дровову сполучну лінію і припускає застосування диференційного підсилювача з великими вхідними опорами для посилення вихідної напруги $U_{\text{вих}}$. В даному випадку справедливо співвідношення

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (1.25)$$

Більш досконалим є ПОН за схемою (рис. 1.7, б). Тут досить п'ятипроводної лінії, а вихідний підсилювач може бути недиференційованим. На верхню вершину моста а подано за допомогою А1 напруга U_0 . На нижній вершині б за допомогою А2

підтримується така напруга, при якій забезпечується рівність нулю потенціалу на лівій вершині мосту с. А ця рівність може бути досягнута тільки за умови, що $U_{\text{вих}} = -U_0 R_2 / R_1$. Вихідна напруга в даному випадку буде визначатися виразом

$$U_{\text{вих}} = U_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}. \quad (1.26)$$

Нарешті, ПОН за схемою (рис. 1.7, в) забезпечує виключення похибки від опору проводів при використанні всього лише, чотирьох провідної сполучної лінії.

Міст тут живиться стабільним струмом I_0 . Цей струм поділяється на дві складові I_1 і I_2 , що проходять відповідно через гілки $R_1 + R_2$ і $R_3 + R_4$:

$$I_1 = I_0 \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}; \quad I_2 = I_0 \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}. \quad (1.27)$$

За допомогою ОП напруга в точці з'єднання резисторів R_1 і R_2 підтримується рівною нулю. Тому вихідна напруга може бути знайдено в такий спосіб

$$U_{\text{вих}} = I_1 R_1 - I_2 R_3 = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}. \quad (1.28)$$

В ПОН за схемами (рис. 1.7, а, б) живлення моста здійснюється від джерела напруги, і з його вихідної діагоналі також знімається напруга. Зв'язок між цими двома напругами визначається безрозмірними коефіцієнтами і як неважко переконатися, вихідна напруга моста залежить від відносної зміни що входять в міст опорів, а не від абсолютних значень цих опорів.

У перетворювачі ж за схемою (рис. 1.7, в) на міст подається струм I_0 , а знімається напруга $U_{\text{вих}}$. Залежність між $U_{\text{вих}}$ і I_0 визначається розмірними коефіцієнтами, і тому тут на вихідну напругу впливають не тільки відносні зміни опорів моста, але і їх абсолютні значення. В деяких випадках це властивість ПОН може проявлятися як його недолік.

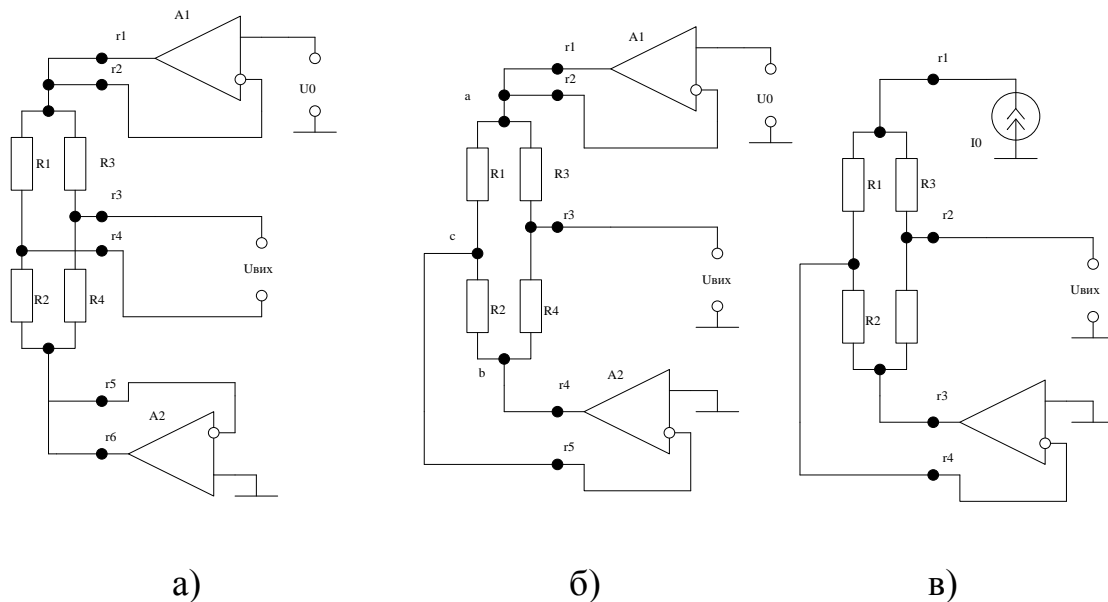


Рисунок 1.7 – Схеми мостових перетворювачів опору в напругу

Такий стан спостерігається, наприклад, при роботі з тензорезистивними сенсорами, у яких відносні зміни опорів менше залежать від чинників, що заважають, ніж абсолютні зміни [3].

1.2.2 Резистивні перетворювачі

Параметричні перетворювачі, в яких вихідною величиною є приріст електричного опору, називаються резистивними [4].

До цієї групи належать реостатні перетворювачі, перетворювачі контактного опору, контактні резистивні перетворювачі, фоторезистивні, кондуктометричні (резистивні електролітичні) перетворювачі, термо- і тензорезистори, магніторезистивні. Якщо вхідною величиною є переміщення (лінійне чи кутове), використовують реостатні перетворювачі, в яких повзун реостата переміщується відповідно до значень вимірюваної величини. Перетворювач складається з обмотки, намотаної на каркас, і рухомої щітки. Опір майже всіх реостатних перетворювачів змінюється не плавно, а ступінчасто. Це призводить до виникнення похибки дискретності $\Delta_{дв}$, яка зменшується із збільшенням кількості витків на одиницю вимірюваного переміщення.

Перетворювачі контактного опору побудовані на залежності перехідного опору між стиковими електропровідними елементами від зусиль їх стискання або деформації. Як електропровідні елементи для

таких перетворювачів використовують, наприклад, електропровідний папір, гуму та інші електропровідні матеріали з питомим об'ємним опором $\rho = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, оскільки перехідний опір набагато більший за об'ємний опір контактувальних елементів. Одним з перших сенсорів цього типу є вугільний мікрофон.

Контактні резистивні перетворювачі використовують у тих випадках, коли немає необхідності в неперервному вимірюванні неелектричної величини, а потрібно визначити тільки досягнення заданого рівня. Вони дешеві і прості в конструктивному виконанні. Недоліком їх є спрацьовування контактів, ненадійність роботи при наявності вібрацій.

Фоторезистивні перетворювачі. В основу будови фоторезистивних перетворювачів покладено явище внутрішнього фотоефекту.

Суть внутрішнього фотоефекту полягає у переміщенні звільнених під дією світлового потоку носіїв заряду (електронів і дірок) усередині твердого тіла (без виходу назовні), що веде до зміни електропровідності тіла або виникнення фото-е.р.с. Це явище покладено в основу побудови фоторезисторів. Рівняння перетворення фоторезисторів має вигляд

$$G = \Phi a, \quad (1.29)$$

де G – електропровідність; Φ – світловий потік; a – коефіцієнт нелінійності енергетичної характеристики фотопровідності.

Конструктивно фоторезистори – це нанесений на скляну пластину площею від одиниць до сотень квадратних міліметрів шар напівпровідника з електродами, що входять у нього. Висока чутливість, можливість одержання значних фотострумів без застосування додаткових підсилювачів і практично необмежений строк служби визначають основну перевагу фоторезисторів. До недоліків цих перетворювачів слід віднести їх інерційність.

Електрохімічні резистивні перетворювачі (їх називають також кондуктометричними) базуються на використанні залежності їх опору від складу і концентрації електроліту:

$$R = \frac{K_{\Gamma}}{\gamma}, \quad (1.30)$$

де K_{Γ} – коефіцієнт перетворення, що залежить від співвідношення геометричних розмірів і визначається експериментально шляхом використання стандартних розчинів із відомими значеннями провідності γ .

Такі перетворювачі використовуються, головним чином, для вимірювання питомої електропровідності електролітів, за якою визначають концентрацію. Найпростіший контактний кондуктометричний перетворювач – це два електроди, опущені у досліджуваний електроліт. Опір між електродами залежить від концентрації (провідності) розчину.

Для зменшення похибки від поляризації і забруднення електродів іноді застосовують чотириелектродні перетворювачі з двома струмовими і двома потенціальними виводами, з яких знімається вимірювана напруга. Як правило, кондуктометричні перетворювачі працюють на змінному струмі, оскільки електроліз розчину проходить на постійному струмі, що призводить до значних похибок вимірювання. Крім визначення концентрації електролітів резистивні електрохімічні перетворювачі застосовуються для вимірювання механічних переміщень і деформацій, вологості газів, деревини тощо.

Принцип дії термометрів опору засновано на властивості речовини змінювати свій опір при зміні температури. Для вимірювання температури термометр опору необхідно помістити в середовище, температуру якого необхідно виміряти [4].

Термометри опору (ТО) виготовляють у вигляді обмотки з тонкої проволочки на спеціальному каркасі із ізоляційного матеріалу. Цю обмотку прийнято називати чутливим елементом. Для захисту чутливого елемента від механічних пошкоджень його розміщують в спеціальній гільзі.

Терморезистори. Для вимірювання температури в різних галузях народного господарства широко застосовують терморезистори (термометри опору).

Для вимірювання температур в широкому діапазоні застосовують платинові термометри опору. Вони є найбільш високоточними вимірювальними перетворювачами температури.

В діапазоні температур від $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $600\text{ }^{\circ}\text{C}$ інтерполяційне рівняння перетворення платинового термометра опору має вигляд

$$R_T = R_0 \cdot (1 + AT + BT^2), \quad (1.31)$$

де R_0 – опір того ж чутливого елемента при температурі 0°C , Ом.

Для інтервалу температур від -180°C до 0°C інтерполяційне рівняння перетворення є таким

$$R_T = R_0 [1 + AT + BT^2 + CT^3(T - 100)], \quad (1.32)$$

де A , B , C – постійні коефіцієнти, які визначаються в точках кипіння води, сірки, кисню.

Основними нормованими характеристиками термоперетворювачів опору є:

- R_0 номінальне значення опору при 0°C ;
- R_{100}/R_0 номінальне значення відношення опору перетворювача при 100°C R_{100} до опору R_0 .

Функція перетворення або номінальна статична характеристика перетворювача (НСХП) описується ще таким рівнянням перетворення

$$R_T = R_0(1 + \alpha \cdot T), \quad (1.33)$$

де $\alpha = 4,28 \cdot 10^{-3}^\circ\text{C}$ – температурний коефіцієнт опору.

Тензометричні перетворювачі.

В основу принципу їх дії покладена зміна активного опору

$R = \rho \frac{l}{S}$ провідника при його деформації. Широко застосовувані нині наклеювані дротяні тензорезистори – це тонкий зигзагоподібний дріт (тензочутливий елемент), який наклеюється на еластичну смужку (підкладинку). Тензорезистори наклеюються на досліджуваний об'єкт так, щоб вони разом із ним зазнавали деформації стискання або розтягування [4].

Принципово нові можливості у розвитку тензорезисторних сенсорів (ТС) на основі напівпровідникових чутливих елементів відкрилися з розробкою і дослідженням структур типу “кремній на діелектрику”. Із них найбільш вивчена і технологічно освоєна структура “кремній на сапфірі”. Це тонка монокристалічна плівка

кремнію, вирощена на монокристалічній сапфіровій підкладці з певною кристалографічною орієнтацією. Такі перетворювачі мають хороші пружні властивості, малу похибку гістерезису, широкий діапазон вимірюваних деформацій.

Чутливим елементом ТС є сапфірова мембрана з кремнієвими тензорезисторами R (рис. 1.8).

Зміна опору приводить до зміни вихідної напруги ΔU тензомоста. Якщо опори всіх чотирьох однакові, то

$$U_1 = U_2 = \frac{U_M}{2}, \quad (1.34)$$

де $U_M = I_M \cdot R$ – напруга, якою живиться мостова схема ТС; I_M – струм джерела живлення [$I = 2 \text{ мА}$]; R – опір мостової схеми тензорезисторів [$R = 3,25 \pm 0,25$] кОм.

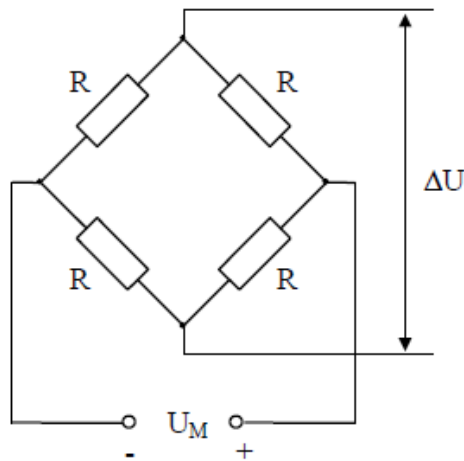


Рисунок 1.8 – Тензоміст

Коли вхідна величина Q викликає зміну опору ΔR тензорезистивного сенсора, напруга $U_1 \neq U_2$. Тому вихідна напруга тензомоста складає

$$\Delta U = U_1 - U_2 = U_M \cdot \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R}. \quad (1.35)$$

або для малих опорів

$$\Delta U = U_M \cdot \frac{\Delta R}{4R} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_M \cdot Q}{S_T}. \quad (1.36)$$

Тому для даного випадку вихідна напруга ΔU мостової схеми також змінюється в діапазоні $\Delta U \in [260 \div 460]$ мВ.

Для підсилення малих різниць напруги на фоні синфазної завади, яка може бути більшою за значення ΔU , застосовують вимірювальний підсилювач. Після підсилення відбувається аналого-цифрове перетворення.

Тензорезистори всіх типів широко застосовуються при вимірюванні деформацій, зусиль, тисків, моментів тощо [4].

Тензорезистор (від лат. “tensus” – напружений) – резистор, опір якого змінюється залежно від його деформації. За допомогою тензорезисторів можна вимірювати деформації механічно пов’язаних з ними елементів. Тензорезистор є основною складовою частиною тензосенсорів, що застосовуються для непрямого вимірювання сили, тиску, ваги, тензор механічних напружень та ін.

Тензорезистори мають ряд переваг:

1. Точне вимірювання напруги, у визначеному місці на поверхні вимірюваного об’єкта;
2. Швидкодія для експрес-вимірювань, завдяки компактній і легкій структурі;
3. Чудова лінійність в межах широкого діапазону напруги;
4. Вимірювання в широкому діапазоні температур і в несприятливих умовах навколишнього середовища;
5. Можливість вимірювань на віддалі для промислового моніторингу.

Основою тензорезистора є чутливий елемент, металевий або напівпровідниковий, опір якого змінюється пропорційно напрузі на поверхні вимірюваного об’єкта. Такий елемент виконаний у вигляді решітки з константанового сплаву (як правило) і розміщено на підкладці з поліаміду або іншого матеріалу. Зверху решітка покривається захисною плівкою. Для аплікації, як правило, застосовується клей.

До одних з основних метрологічних характеристик тензорезисторів відносять тензочутливість, повзучість, механічний

гістерезис, температурну нестабільність.

Тензочутливість визначається головним чином тензорезистивними властивостями матеріалу чутливого елемента. Тензочутливість є основним параметром, по якому визначають величину вимірюваної деформації $\varepsilon = \Delta R/R_k$. Повзучість проявляється у вигляді зміни вихідного сигналу при заданому і незміненому значенні ε . Причиною повзучості є пружна недосконалість основи і клею.

Механічний гістерезис, як і повзучість, обумовлений пружною недосконалістю основи і клею і чисельно визначається через різницю значень вихідного опору для одного і того ж значення деформації за умови, що це значення деформації досягається при плавному її зростанні і плавному зменшенні.

Температурна нестабільність, полягає в зміні опору тензорезистора за рахунок його температурного коефіцієнта опору, і також за рахунок появи додаткової механічної напруги внаслідок відмінності в температурних коефіцієнтах лінійного розширення матеріалу тензорезистора в досліджуваній деталі.

Важливим параметром тензорезисторів є допустима потужність, яка може розсіюватися в тензорезисторі за умови, що його перегрівання не перевищить допустимого значення. Допустима потужність тензорезистора знаходиться в певній залежності від його геометричних розмірів.

Для визначення деформації у твердих тілах застосовуються тензорезистори таких типів: провідникові – дровові і фольгові, а також напівпровідникові. У провідникових тензорезисторах чуттєвий елемент виконується у вигляді петлеподібної ґрати з дроту або фольги, а в напівпровідникових – у вигляді пластинки монокристала з напівпровідникового матеріалу.

Дровові тензорезистори.

Пристрій дровового тензорезистора показаний на (рис.1.9). На паперовій підкладці 1 за допомогою спеціального клею зміцнюється тонкий дріт 2, до кінців якого припаяні виводи 3.

Дріт 2 виконано зі сплаву із високим питомим опором (звичайно з константану) і має діаметр 0,015-0,05 мм. Він укладається на паперову підкладку петлеподібно. При цьому довжина петлі l_0 є робочою базою тензорезистора.

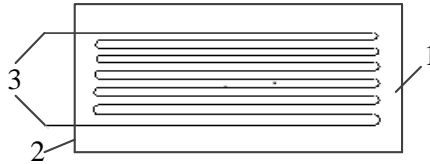


Рисунок 1.9 – Дротовий тензорезистор

Вивідні кінці 3 звичайно виконуються з мідного луженого дроту діаметром 0,2-0,3 мм. Промисловістю випускається тензорезистори з базою 3, 5, 10, 15, 20, 50 і 100 мм опором від 50 до 400 Ом.

При випробуваннях зразка або конструкції останні деформуються під дією прикладеного навантаження і передають ці деформації наклеєним на них тензорезисторам. При цьому дротові петлі тензорезисторів подовжуються або коротшають відповідно до деформацій у точці виміру. Зміна довжини провідника, як відомо, змінює і його опір. Ця зміна опорю прямо пропорційна деформації зразка і зв'язана з нею співвідношенням

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l_0} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}, \quad (1.37)$$

де ε – відносна деформація; l_0 – база тензорезистора; Δl – абсолютне подовження бази; R_0 – початковий опір тензорезистора; ΔR – абсолютне збільшення опорю; K – коефіцієнт тензочутливості тензорезистора.

Відносна зміна опорю, як правило, досить мала, тому її можна вимірювати тільки за допомогою спеціально пристосованих мостових схем. Приклад найпростішої мостової схеми наведено на (рис.1.10).

Чотири опори з'єднані між собою в електричний ланцюг, що утворює замкнутий чотирикутник. Точки а і b, с і d утворюють діагоналі мости. В одну з діагоналей (ab) включене джерело живлення E, в іншу (cd) – вимірювальний прилад ВП. Особливістю мостової схеми є відсутність струму в діагоналі cd при визначеному співвідношенні між опорамі моста. Це співвідношення має вигляд

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}. \quad (1.38)$$

Порушення цього співвідношення за рахунок невеликої зміни одного з опорів моста приводить до появи струму в діагоналі cd , пропорційного відноській зміні опору. Якщо замість одного з опорів моста, наприклад R_1 , увімкнути тензорезистор T_r , то струм у діагоналі моста буде пропорційний вимірювальній деформації.

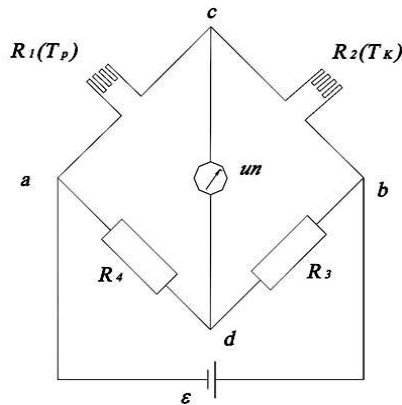


Рисунок 1.10 – Мостова схема

Дротові тензорезистори чутливі до зміни температури, тому в процесі проведення досліду може виникнути похибка. Щоб уникнути цього, використовується компенсаційний тензорезистор T_k , що наклеюється на зразок з такого ж матеріалу, що і випробувальний, і розміщується поруч з ним. Компенсаційний тензорезистор включається в мостову схему замість опору R_2 , утворюючи з робочим тензорезистором T_r напівміст.

У практичних вимірюваннях другий напівміст, утворений опорами R_3 і R_4 з джерелом живлення E , монтується всередині вимірювального приладу ВП. Основними складовими частинами вимірювального приладу є: електронний підсилювач для посилення слабкого струму в діагоналі моста і перетворення його в напругу, що забезпечує роботу виконавчого механізму системи автоматичного врівноваження; система автоматичного врівноваження моста; система індикації показань – цифрова або стрілочна.

Промисловістю випускаються різні типи вимірювальних тензометричних приладів зі стрілочною і цифровою індикацією типів АВД (автоматичний вимірник деформації), ЦТМ (цифровий тензометричний міст), ВДЦ (вимірник деформації цифровий). Усі

перелічені прилади розраховані на тензорезистори із середнім коефіцієнтом тензочутливості $K=2$ і мають ціну одиниці відліку (ціну одиниці дискретності) по відносній деформації 1×10^{-5} .

Фольгові тензорезистори.

Чуттєвий елемент фольгових тензорезисторів (грати) виготовляється з фольги – тонколистового металу товщиною 0,002-0,1 мм. У виробництві використовуються ті ж матеріали, що і для дрових тензорезисторів – константан для нормальних умов роботи і ніхром для роботи при підвищених температурах. Основою тензорезистора є плівка із синтетичної смоли. Фольгові тензорезистори мають кращі, у порівнянні з дровими, метрологічні характеристики, допускають виготовлення ґрат практично будь-яких необхідних розмірів і форми як в одноелементному, так і в розеточному виконанні.

На відміну від дрових у фольгових сенсорів перехідні ділянки на витках петлевої ґрати виконуються не круглого, а прямокутного перетину із шириною в напрямку поздовжніх смужок, у кілька разів більшої ширини цих смужок. Плоскі фольгові ґрати, товщина якої значно менше діаметру резисторного дроту, надійніше і по більшій, ніж дрові ґрати, площі приклеюється до основи.

Завдяки цьому можна збільшити площу контакту чуттєвого елемента з поверхнею досліджуваного об'єкта, що забезпечує підвищення стабільності і надійності вироблених вимірів і дозволяє завдяки гарному відводу тепла від ґрат підвищити робочий струм до 150 мА в порівнянні з 30 мА в дрових тензорезисторах і тим самим збільшити сигнал і підвищити чутливість тензосенсора.

Для вимірювання великих пластичних деформацій в агресивних середовищах при температурах до 600° застосовуються тензорезистори з ґратами з фольги титанового сплаву, коефіцієнт тензочутливості яких складає 0,2.

Напівпровідникові тензорезистори.

Тензорезистори цього типу застосовуються в тих випадках, коли на виході вимірювальної схеми необхідно одержати потужний електричний сигнал безпосередньо від сенсора при невеликому рівні деформації.

Такий ефект забезпечується завдяки тому, що в

напівпровідникових тензорезисторах як чутливий елемент використовується пластинка з монокристалу напівпровідника товщиною 0,02-0,05 мм, шириною до 0,5 мм і довжиною 2-12 мм. Зміна питомого опору такої пластинки в десятки разів більше, ніж у резисторного дроту, а вихідний сигнал може досягати декількох вольтів. З відомих напівпровідникових матеріалів найбільше поширення як чутливий елемент тензорезисторів одержали кремній і, у меншому ступені, германій.

В залежності від властивостей цих матеріалів механічні й електричні характеристики тензорезисторів можуть змінюватися в широких межах.

Напівпровідникові тензорезистори, що мають дуже високі коефіцієнти тензочутливості, використовуються при вимірі малих деформацій, а також як чутливі елементи в різних перетворювачах механічних величин. Завдяки потужному вихідному сигналові їх використання дозволяє виключити з вимірювальних схем складні і дорогі підсилювачі.

Застосування напівпровідникових тензорезисторів обмежується областю малих деформацій у зв'язку з їх низьким опором крихкому руйнуванню і вузькістю діапазону деформацій, у межах якого спостерігається лінійна залежність відносної зміни опору від відносної деформації $\pm 0,1\%$.

До їх недоліків можна також віднести дуже високу чутливість опору до зміни температури. При коливаннях температури в процесі вимірів виникає велика похибка, що не завжди можливо врахувати, тому застосування напівпровідникових тензорезисторів допускається тільки в ізотермічних умовах [4].

Магніторезистивні перетворювачі.

Магніторезистивний ефект, тобто ефект збільшення електричного опору гальванічного елемента під дією магнітного поля, є результатом викривлення внаслідок цієї дії траєкторії руху носіїв заряду.

Кількісно магніторезистивний ефект проявляється по-різному і залежить від матеріалу гальванорезистивного елемента та його форми. В провідникових матеріалах гальванорезистивний ефект проявляється слабо. Значно сильніше він проявляється в

напівпровідниках.

На (рис. 1.11) наведена функція перетворення $R_B/R_0 = F(B)$ для двох магніторезисторів з різними концентраціями носіїв ($n=6 \cdot 10^{21} \text{ м}^3$ та $1,2 \cdot 10^{28} \text{ м}^3$). З достатньою для практики точністю залежність опору магніторезистора R_B індукції B (рис. 1.11) може бути записана у вигляді

$$R_B = R_0(1 + A\mu^2 B^2), \quad (1.39)$$

де R_0 – опір магніторезистора при відсутності магнітного поля, A – коефіцієнт, що залежить від форми магніторезистора, μ – рухливість носіїв заряду, значення якої обернено пропорційне питомому електричному опору та концентрації n електронів (носіїв).

Найбільшу відносну зміну опору в магнітному полі мають магніторезистори, виконані у формі так званого диска Корбіно.

Однак цей диск має дуже малий опір (від кількох десятків Ом до одиниць Ом), що зумовлено не тільки формою перетворювача, але й властивостями матеріалів, що використовуються для магніторезистивних перетворювачів, а саме високою рухливістю носіїв струму (малим питомим електричним опором).

Крім цього, навантажувальна спроможність диска Корбіно за струмом сильно обмежена. Це пояснюється високою густиною струму в зоні центрального електрода.

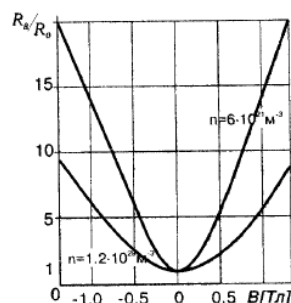


Рисунок 1.11 – Функція перетворення для двох магніторезисторів з різними концентраціями носіїв ($n=6 \cdot 10^{21} \text{ м}^3$ та $1,2 \cdot 10^{28} \text{ м}^3$)

Функція перетворення такої форми магніторезистивного перетворювача має квадратичний характер.

виращуванням синтезованого матеріалу методом спрямованої кристалізації антимонід нікелю викристалізовується в антимонід індію у вигляді голок діаметром близько 1 мкм і довжиною (10...50) мкм, розташованих паралельно одна одній і достатньо рівномірно на відстані від десятків мікрометрів до десятих часток міліметра.

Питома провідність антимоніду індію дорівнює приблизно $2 \cdot 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, а питома провідність голок з антимоніду нікелю становить $7 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$.

Отже, голки відіграють роль електродів з гарною електропровідністю, які розділяють основний напівпровідник на окремі зони з малим відношенням довжини до ширини. Потрібно звернути увагу на ту важливу обставину, що антимонід нікелю практично не розчиняється в затверділому антимоніді індію і не має легувальної дії на властивості останнього.

Як і для інших напівпровідникових перетворювачів, для магніторезисторів характерною є значна температурна нестабільність опору. Так, ТКО антимоніду індію становить 1,2 %/град, а для евтектичного сплаву, легованого телуrom, ТКО може бути зменшений до (0,02...0,05) %/град. Магніторезистори мають помітну частотну залежність, яка, у свою чергу, залежить від форми магніторезистора. Зокрема, для диска Корбіно частотна залежність практично не проявляється, а для магніторезисторів прямокутної форми при зміні частоти від 0 до 10 МГц відношення R_B/R_0 зменшується приблизно на (7...10) %. Магніторезистори можуть безпосередньо використовуватись для вимірювального перетворення магнітної індукції в зміну електричного опору.

1.3 Аналіз існуючих методів та засобів реалізації генераторів детерміновано-хаотичних коливань

Генератори детерміновано-хаотичних коливань поділяються на:

- генератори дискретних хаотичних коливань;
- генератори неперервних хаотичних коливань.

Розглянемо класичні і нові генератори неперервних хаотичних коливань [5].

На (рис. 1.13) наведена класифікація неперервних генераторів детерміновано-хаотичних коливань (ГДХК).

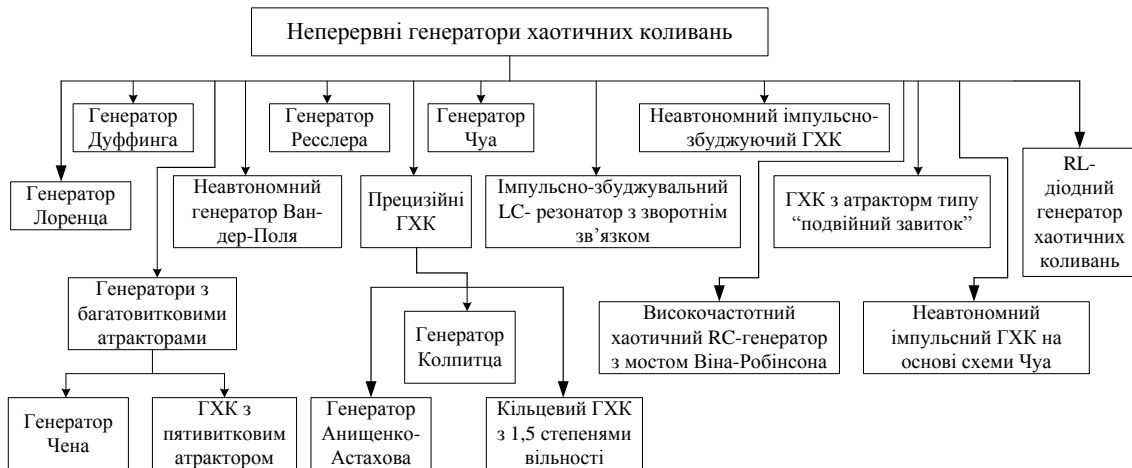


Рисунок 1.13 – Класифікація неперервних ГДХК

Огляд генератора Чуа

Схема Чуа широко використовується в якості навчального прикладу хаосу по наступним причинам:

1) вона є найпростішою автономною схемою, поведінка якої може стати хаотичною;

2) хаотична поведінка схеми Чуа спостерігається при моделюванні на електронно-обчислювальній машині (ЕОМ) і підтверджується лабораторними експериментами;

3) 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;

4) 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 [6].

Придумана Леоном Чуа в 1983 р. схема (рис. 1.14) 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 [5].

Чуа ввів активний елемент з кусково-лінійною характеристикою і дав його працездатну схемну реалізацію.

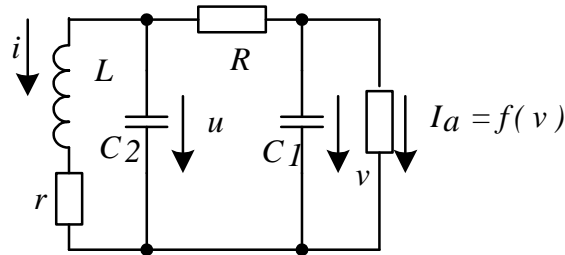


Рисунок 1.14 – Схема генератора Чуа

На рис. 1.15 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.

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. 1.15), яка описує резистор, вірне співвідношення $U_R I_R < 0$ для всіх точок, окрім початку координат, то в зовнішнє коло постійно подається енергія. 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 [7].

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

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = -ri - u; \\ C \frac{du}{dt} = i + \frac{v - u}{R}; \\ C_1 \frac{dv}{dt} = \frac{u - v}{R} - f(v). \end{cases} \quad (1.40)$$

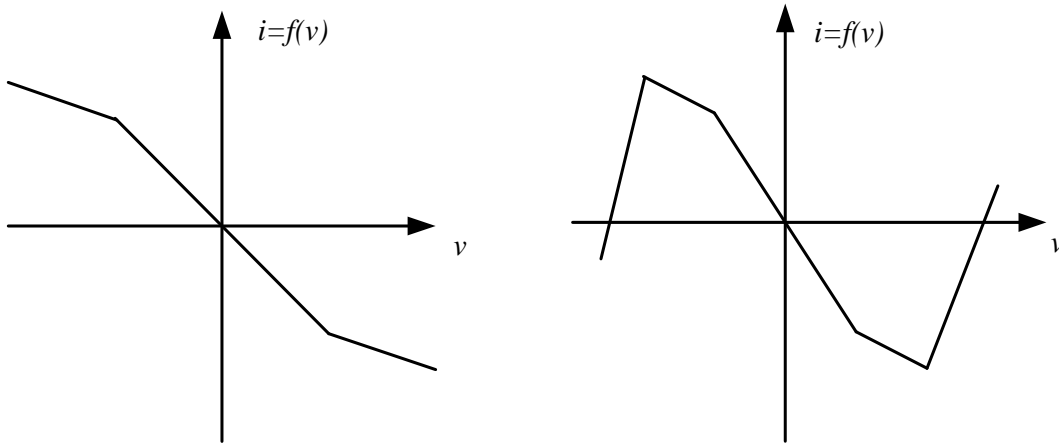


Рисунок 1.15 – Два варіанти кусково-лінійної характеристики активного елемента

В безрозмірних змінних система рівнянь (1.40) прийме наступний вигляд:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \alpha[y - x - f(x)]; \\ \frac{dy}{dt} = x - y + z; \\ \frac{dz}{dt} = -\beta y, \end{cases} \quad (1.41)$$

де $\alpha = 9$,

$\beta = 14,87$,

$f(x) = bx + 0,5(a - b)(|x + 1| - |x - 1|)$ – безрозмірна характеристика активного елемента ($a = -8/7$, $b = -5/7$).

Схема Чуа легко моделюється в пакеті схемотехнічного

моделювання Multisim. Головна задача при моделюванні – правильно моделювати нелінійний резистор.

На рис. 1.16 представлена схема генератора Чуа [8, 9].

На рис. 1.17 – 1.18 показано реалізацію хаотичного процесу та фазовий портрет коливань системи Чуа відповідно.

На рис. 1.19 зображено другий варіант реалізації схеми Чуа.

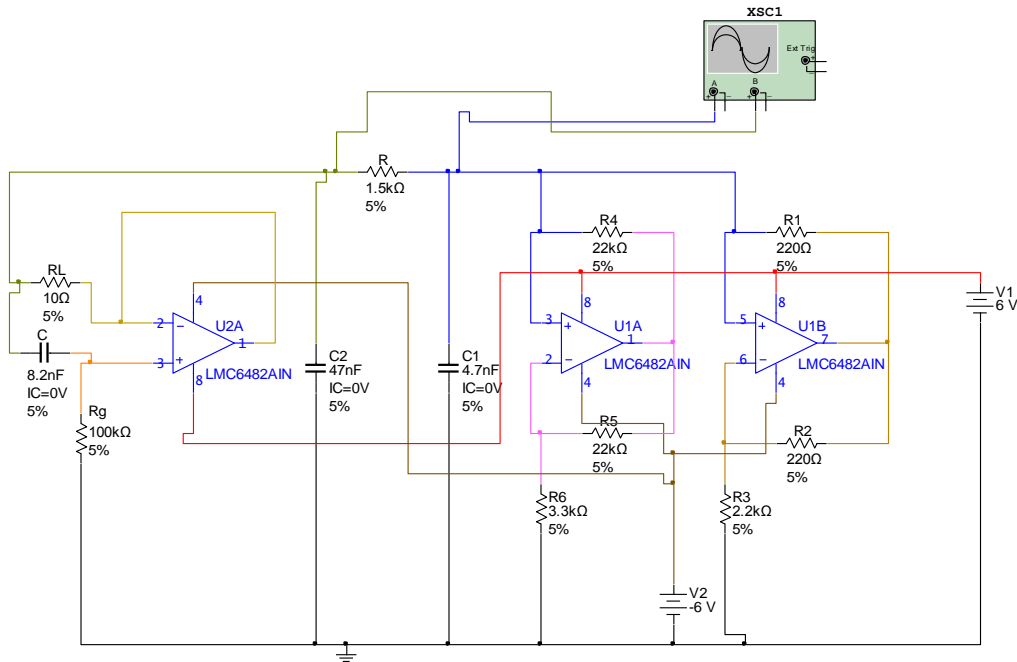


Рисунок 1.16 – Схема електрична принципова генератора Чуа

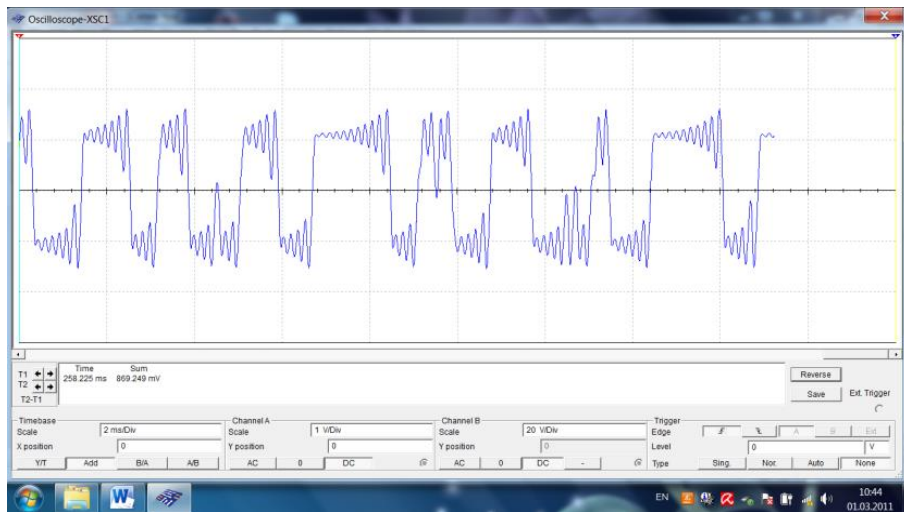


Рисунок 1.17 – Реалізація хаотичного процесу

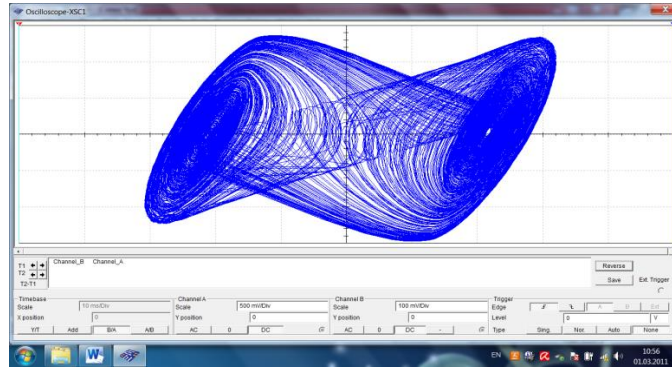


Рисунок 1.18 – Фазовий портрет коливань системи Чуа

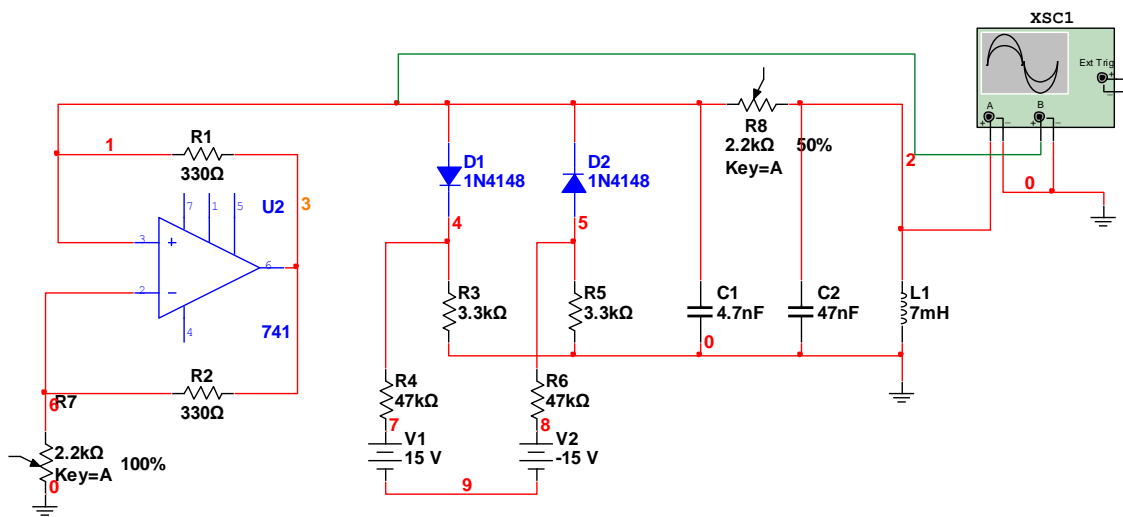


Рисунок 1.19 – Схема електрична принципова генератора Чуа

Огляд генератора з атрактором типу “подвійний завиток”

Розглянемо математичну модель простої схеми третього порядку

$$\frac{d^3x}{d\tau^3} = \alpha \left[\frac{d^2x}{d\tau^2} + \frac{dx}{d\tau} + x - h(x) \right], \quad (1.42)$$

або

$$\begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = y; \\ \frac{dy}{d\tau} = z; \\ \frac{dz}{d\tau} = \alpha[z + y + x - h(x)] \end{cases} \quad (1.43)$$

з нелінійністю, яка має вигляд

$$h(x) = \text{sign}(x). \quad (1.44)$$

Чисельне дослідження цієї системи показує, що хаотичні коливання з атрактором типу “подвійний завиток” виникають при $-0,98 < \alpha < -0,48$ (рис. 1.20).

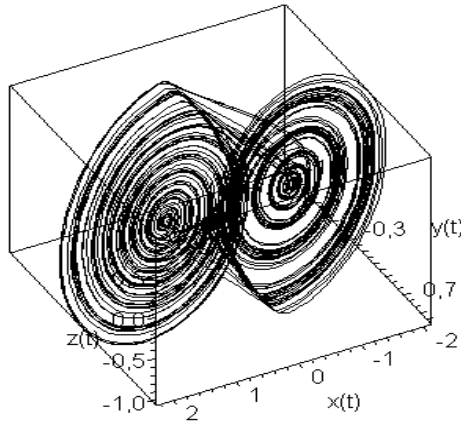


Рисунок 1.20 – Атрактор типу “подвійний завиток”

В математичній системі змінні стану системи x, y, z безрозмірні, но при схемній реалізації цих рівнянь необхідно використовувати величини, які мають розмірність [5]. 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

$$\frac{d^3 U_x}{dt^3} = -\alpha \frac{g}{C} \frac{d^2 U_x}{dt^2} - \alpha \left(\frac{g}{C} \right)^2 \frac{d U_x}{dt} - \alpha \left(\frac{g}{C} \right)^3 U_x + \alpha U_R \left(\frac{g}{C} \right)^3 h(U_x), \quad (1.45)$$

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

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

2.1 Прецизійні генератори детерміновано-хаотичних коливань

Сполучення слів “прецизійний” і “хаос” є суперечливим. Дійсно, характерна для динамічного хаосу експоненціальна розбіжність близьких траєкторій у фазовому просторі динамічної системи призводить до її чутливості по відношенню до параметрів і початкових умов, спричиняючи непередбачуваність поведінки системи. Детермінованість динамічного хаосу дозволяє реалізовувати відтворювані хаотичні режими в динамічних системах з однаковою структурою. Для цього необхідно забезпечувати якомога більшу відповідність основних параметрів і початкових умов систем.

Генератор детерміновано-хаотичних коливань є прецизійним, якщо він має такі властивості:

- відтворює хаотичні режими при заміні будь-якого елемента на аналогічний;
- має низьку чутливість до змін зовнішніх умов (наприклад температури);
- у реалізованій на його основі парі ведуча-ведена система спостерігається синхронний хаотичний відгук, причому ведена система демонструє абсолютну стійкість відгуку;
- має відповідність між результатами моделювання (математична модель, схемотехнічне моделювання) і фізичним експериментом;
- зберігає сукупність хаотичних мод і переходів між ними від взірця до взірця [5].

Структура прецизійних генераторів детерміновано-хаотичних коливань

На даний момент відома велика кількість генераторів детерміновано-хаотичних коливань, що відрізняються як за структурою, так і за типовими хаотичними характеристиками. Однак їхньою загальною властивістю є те, що вони представляють собою сукупність одного або декількох нелінійних елементів. Лінійні елементи можуть бути пасивними (резистори, конденсатори, котушки індуктивності) і активними (підсилювачі). Функцію нелінійних елементів можуть виконувати як стандартні елементи (діоди,

транзистори), так і спеціально розроблені пристрої або схеми, що мають нелінійну сигнальну характеристику.

Однією із вищенаведених вимог до прецизійних генераторів є ідентичність хаотичних режимів. Однак, для того щоб два або більше генераторів однієї і тієї ж структури демонстрували режими з високими ступенями відповідності, необхідно попарно забезпечити ідентичність усіх складових його однакових елементів. Лінійні елементи можна підібрати з достатньо високою точністю. Ідентичність нелінійних елементів полягає у співпаданні їх сигнальних характеристик. У випадку використання ідентичних стандартних нелінійних елементів, що мають гладкі сигнальні характеристики, їх підбір представляє собою досить складну проблему.

Вирішити цю проблему можливо шляхом використання нелінійних елементів з відтворюваними функціями перетворення. Прикладами вказаних функцій є кусково-лінійні функції, що складаються із декількох лінійних сегментів.

Основна ідея при цьому базується на можливості відтворення характеристики нелінійного елемента на кожному із сегментів за рахунок його лінійності.

Необхідно зауважити, що використання елементів з кусково-лінійними характеристиками ще не є достатньою умовою прецизійності генераторів. Конструкція нелінійного елемента повинна забезпечувати не тільки кусково-лінійну сигнальну характеристику, але і точне її відтворення на різних зразках.

Генератори з нелінійними елементами, що не задовольняють даній умові, не можуть вважатися прецизійними. Як нелінійні елементи в них використовуються діоди, що мають значний розкид характеристик. Іншими словами, необхідна розробка нелінійних елементів, конструкції яких містять тільки лінійні компоненти. Не менш важливим фактором є і конкретна форма кусково-лінійної характеристики, що з однієї сторони, повинна забезпечувати генерацію хаотичних коливань, а з іншої – створювати умови для отримання синхронного хаотичного відгуку, стійкого по відношенню до невеликого відхилення параметрів генераторів або інших факторів, що збурюють, усунення яких практично неможливе.

Кільцевий ГДХК з 1,5 степенями вільності

Генератор відноситься до класу хаотичних кільцевих автоколивальних систем, в яких його складові послідовно з'єднуються в схему, що утворює єдине кільце зворотного зв'язку. З'єднання елементів генератора відбувається через буферні пристрої, що забезпечують однонаправленість зворотного зв'язку генератора і розв'язку між елементами. Щоб реалізувати вказані властивості, буферні пристрої повинні мати великий вхідний і малий вихідний опір.

ГДХК є автоколивальною системою (рис. 2.1), що складається з нелінійного елемента F_z (підсистема 1) з амплітудним перетворенням вхідного сигналу z , R_1C_1 – фільтра нижніх частот (підсистема 2), $R_2L_1C_2$ – фільтра нижніх частот (підсистема 3). Буферні каскади реалізовані на операційних підсилювачах.

Характеристика нелінійного елемента має вигляд

$$F(z) = M \cdot z \cdot \exp(-z^2), \quad (2.1)$$

де M – коефіцієнт підсилення.

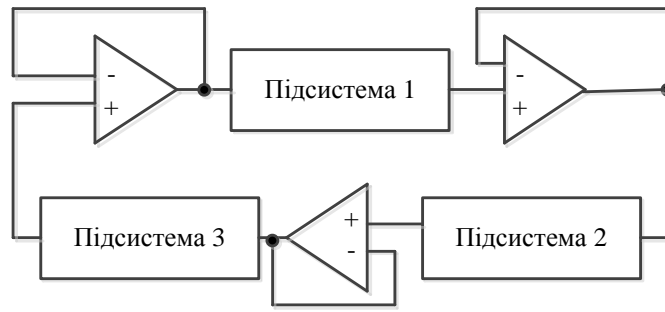
Динаміка такого генератора включає в себе різноманітні хаотичні режими з широкими зонами їх стійкості у просторі керуючих параметрів генератора. Форма характеристики (1) є гладкою функцією, що ускладнює відтворюваність та прецизійність такого генератора. Для забезпечення відтворюваності генератора при різноманітності хаотичних режимів використаємо нелінійний елемент з кусково-лінійною п'ятисегментною характеристикою (рис. 2.1 б), що описується виразом

$$F(z) = M[|z + E_1| - |z - E_1| + 1/2(|z - E_2| - |z + E_2|)], \quad (2.2)$$

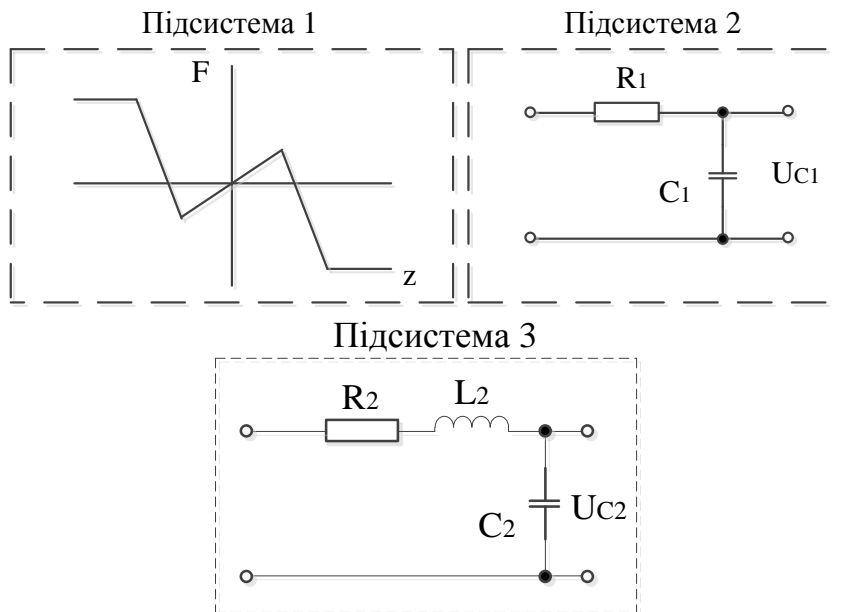
де M – коефіцієнт підсилення; E_1, E_2 – константи.

Конкретний вибір E_1, E_2, M однозначно визначає характеристику нелінійного елемента (2).

Розглянемо кожну підсистему, позначаючи напруги на конденсаторах C_1 та C_2 через U_{C_1} та U_{C_2} відповідно.



а)



б)

Рисунок 2.1 – Кільцевий ГДХК з 1,5 степенями вільності:
а – блок схема, б – структура підсистем

Підсистема 1 представляє собою чотирьохполюсник з нелінійною функцією перетворення амплітуди вхідного сигналу $F(z)$ (2.2). Вхідним сигналом для неї є вихідний сигнал підсистеми 3, тобто напруга U_{C_2} . Таким чином, вихідним сигналом підсистеми 1 є напруга $F(U_{C_2})$.

Підсистема 2 представляє собою фільтр нижніх частот першого порядку, на вхід якого подається напруга $F(U_{C_2})$, а вихідним

сигналом є U_{c_1} . У відповідності до другого закону Кірхгофа та з урахуванням великого вхідного опору буферного каскаду, під'єданого до виходу підсистеми, залежність між напругами описується рівнянням

$$C_1 R_1 \frac{dU_{c_1}}{dt} = F(U_{c_2}) - U_{c_1}. \quad (2.3)$$

Підсистема 3 є фільтром нижніх частот другого порядку з вхідною напругою U_{c_1} і вихідною U_{c_2} . За аналогією з підсистемою 2 використання закону Кірхгофа дає рівняння

$$L_2 C_2 \frac{d^2 U_{c_2}}{dt^2} + C_2 R_2 \frac{dU_{c_2}}{dt} = U_{c_1} - U_{c_2}. \quad (2.4)$$

Об'єднання (2.3) та (2.4) призводить до системи диференціальних рівнянь, що описують динамічні режими генератора:

$$\begin{cases} C_1 R_1 \frac{dU_{c_1}}{dt} = F(U_{c_2}) - U_{c_1}; \\ L_2 C_2 \frac{d^2 U_{c_2}}{dt^2} + C_2 R_2 \frac{dU_{c_2}}{dt} = U_{c_1} - U_{c_2}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Введемо позначення $U_{c_1} = x$, $U_{c_2} = z$, $R_1 C_1 = T$, $R_2 / L_2 = \alpha$, $1 / (L_2 C_2) = \omega^2$ та нову змінну $y = \frac{dU_{c_2}}{dt} - \frac{R_2 U_{c_2}}{L_2}$.

Тоді система (2.5) приймає вигляд

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \frac{F(z) - x}{T}; \\ \frac{dy}{dt} = \omega^2 (x - z); \\ \frac{dz}{dt} = y - \alpha \cdot z, \end{cases} \quad (2.6)$$

де α , ω , T , M , E_1 , E_2 – параметри системи; $F(z)$ – характеристика нелінійного елемента (2).

Результатом розв'язку системи (2.6) є залежності $x(t)$, $z(t)$. Змінюючи параметри системи α , ω , T , M , E_1 , E_2 і аналізуючи реалізації $x(t)$, $z(t)$, фазові портрети в площині x , z , біфуркаційні діаграми, спектри та автокореляційні функції, можна досліджувати режими роботи генератора.

Система рівнянь (2.6) має три положення рівноваги:

$$\begin{cases} (x, y, z)_1 = (0, 0, 0); \\ (x, y, z)_{2,3} = \pm \frac{2ME}{M+1} (1, \alpha, 1). \end{cases} \quad (2.7)$$

У першому положенні M приймає різні значення. Друге і третє положення рівноваги відбувається при $M > 1$. При проходженні параметру M через біфуркаційне значення $M = 1$ нульове положення втрачає стійкість. Два ненульових положення рівноваги знаходяться на значній відстані від початку координат і є нестійкими. Одночасно із виникненням коливань навколо положення рівноваги виникають стійкі межі циклів кінцевих розмірів. Автоколивання, що відповідають цим стійким межам, мають частоту близьку до резонансної частоти фільтра другого порядку.

Для моделювання прецизійного кільцевого генератора була вибрана його принципова схема, запропонована в [5]. Моделювання роботи кільцевого генератора проведені в системі Multisim (рис. 2.2).

Результати моделювання в пакеті схемотехнічного моделювання Multisim наведені на рис. 2.3.

Як операційні підсилювачі в схемі використані мікросхеми LM324A з напругою живлення $\pm 12V$. До нелінійного елемента через буферні підсилювачі під'єднані фільтри нижніх частот (підсистеми 2 і 3 на рис. 2.1, б), що утворюють кільцевий генератор у відповідності до рис. 1, а. Зі збільшенням M регулярні (періодичні) коливання втрачають стійкість і після ряду біфуркацій подвоєння стають хаотичними. На наступному етапі біфуркації коливання охоплюють всі три положення рівноваги.

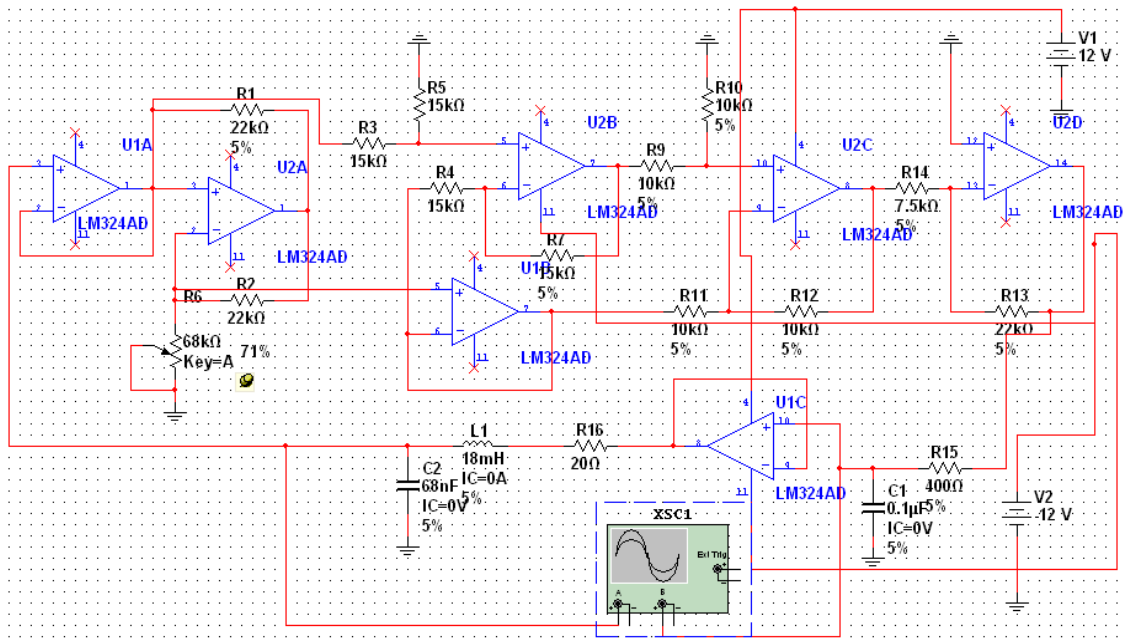


Рисунок 2.2 – Моделювання схеми електричної принципової в пакеті схемотехнічного моделювання Multisim

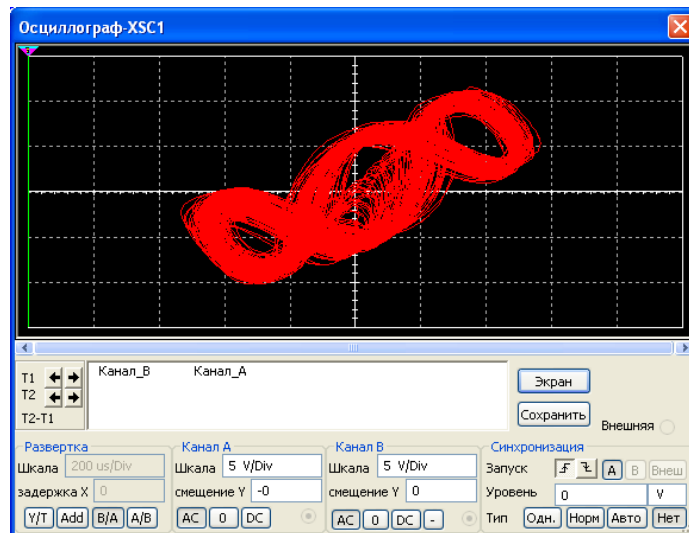


Рисунок 2.3 – Результати моделювання схеми електричної принципової в пакеті схемотехнічного моделювання Multisim

Хаотичний аттрактор при цьому стає подібним до подвійної спіралі. Необхідно зазначити, що параметри α , ω , T , M , E_1 , E_2 залишаються незмінними і мають наступні значення: $\alpha = 0,22$, $\omega = 1$, $T = 3$, $E_1 = 0,5$, $E_2 = 2$.

2.2 Дослідження генератора Чуа

Всі розв'язання математичної моделі генератора Чуа можна поділити на стійкі та нестійкі. Стійкі режими можна спостерігати як при фізичному експерименті (реальній радіотехнічній схемі), так і численно (аналізуючи математичну модель). Нестійкі режими динаміки в фізичному експерименті не спостерігаються, їх можна знайти лише шляхом аналізу рівнянь схеми [15, 16].

Найпростішими режимами коливань є періодичні рішення, яким в фазовому просторі відповідають граничні цикли – ізольовані замкнуті траєкторії. Граничний цикл може бути атрактором, репелером або сідлом. Граничні цикли, що є атракторами або репелерами міняються ролями при інверсії часу ($t \rightarrow -t$).

Амплітуда і форма коливань залежать від керуючих параметрів системи (α, β) і зазнають змін при їх варіаціях. Зміна параметрів може призводити до біфуркацій граничних циклів – якісної перебудови фазового портрету. Серед багатьох можливих біфуркацій відмітимо біфуркацію подвоєння періоду, яка відіграє ключову роль в одному з “сценаріїв” виникнення динамічного хаосу. Візуально, ми фіксуємо дану біфуркацію, якщо при змінні керуючого параметра період коливань стійкого граничного циклу стає в двоє більший в порівнянні з періодом коливань T_0 до точки біфуркації – виникає режим коливання подвійного періоду $2T_0$. Якщо і надалі продовжувати змінювати параметр, то біфуркацію подвоєння буде визначати режим $2T_0$, в результаті чого спостерігається коливання з періодом $4T_0$. Подальший зріст параметра призводить до появи режимів $8T_0, 16T_0, \dots$ відбувається каскад біфуркацій подвоєння періоду, який призводить до появи хаотичного режиму коливань. Даний “сценарій” виникнення хаосу є універсальним для систем, які демонструють біфуркації подвоєння, і спостерігається в багатьох математичних моделях. Універсальність його полягає в загальних закономірностях і в можливості прогнозувати біфуркаційні значення параметрів. Якщо позначити через a_k значення керуючого параметра, яке відповідає k -й біфуркації подвоєння, то для всіх динамічних систем, що демонструють даний “сценарій” переходу до хаосу, існує збіжність до деякої кінцевої границі

$$\delta = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{a_{k+1} - a_k}{a_{k+2} - a_{k+1}} = 4.669201... \quad (2.8)$$

Більш строгий аналіз біфуркаційних граничних циклів потребує введення поняття мультиплікаторів періодичного рішення p_i . Вони характеризують зміну першопочаткового збудження періодичного руху по різним напрямкам через період коливань T_0 .

В схемі Чуа спостерігається велика різноманітність хаотичних режимів коливань: атрактори спірального типу (рух в фазовому просторі відбувається навколо кожного з станів рівноваги P^+ і P^- окремо), атрактор, який називається “подвійним завитком” (double scroll рух охоплює одночасно всі особливі точки) та інші [13, 14, 15].

Схема, яка досліджується володіє симетрією відносно початку координат: рівняння математичної моделі інваріантні до заміни змінних $(x, y, z) \rightarrow (-x, -y, -z)$. В силу цього симетрією будуть володіти атрактори, що реалізуються в схемі Чуа. Проводячи аналіз режимів функціонування системи, ми будемо стикатися з явищем мультистабільності: “попадання” на той чи інший атрактор буде визначатися вибором початкових умов.

Відмітимо, що принциповий вплив на динаміку генератора Чуа надають деякі особливі траєкторії, які не спостерігаються в фізичному експерименті і можуть бути зафіксовані лише численно при визначених значеннях параметрів. До їх числа відносяться, петля сепаратриси сідло-фокуса (траєкторія, що з’єднує стан рівноваги з ним же самим – її виникнення і руйнування при визначених умовах призводить до виникнення хаотичного атрактора) і подвійна петля сідло-фокуса (більш складна структура, що з’єднує два різноманітних стани рівноваги, яка породжує і більш складний тип атрактора – “подвійний завиток”).

1-й параметр $\alpha = C/C_1$ є відношення ємності коливального контуру C до ємності ланки C_1 . Його легко змінювати в широких межах, наприклад, плавно змінюючи ємність контуру C .

2-й параметр $\beta = T/\tau$; тут $T = RC$ - постійна часу інерційної ланки, а $\tau = L/R$, так що параметр $\beta = R^2/\rho^2$, де $\rho^2 = L/C$ – квадрат

характеристичного опору коливального контуру. Величину β змінювати дуже просто – з допомогою змінного резистору $R = \text{var}$.

3-й параметр $a = S_0 R$; його зміна потребує переналаштування елементів електронної схеми “двухполюсника Чуа” і тому виконати його плавне переналаштування важче.

4-й параметр $b = S_1 R$; до нього відноситься все сказане вище про параметр a .

$$\alpha = 9, \beta = 14,87, a = \frac{-8}{7}, b = \frac{-5}{7}.$$

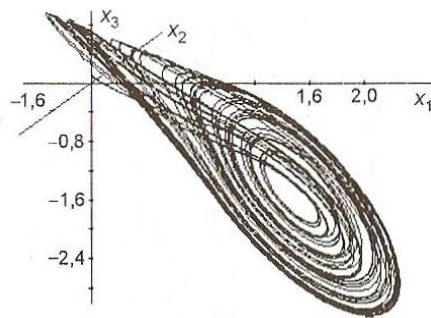


Рисунок 2.4 – Односпіральний хаотичний аттрактор для значень

$$\text{параметрів } \alpha = 9, \beta = 14,87, a = \frac{-8}{7}, b = \frac{-5}{7}$$

2.3 Дослідження чутливості RL-діодного ГДХК

Електричне коло (рис. 2.5) буде поводитись по-різному в двох різних режимах: перший режим – коли струм через діод протікає в прямому напрямку (рис. 2.6), другий режим – коли струм через діод протікає у зворотному напрямку (рис. 2.7).

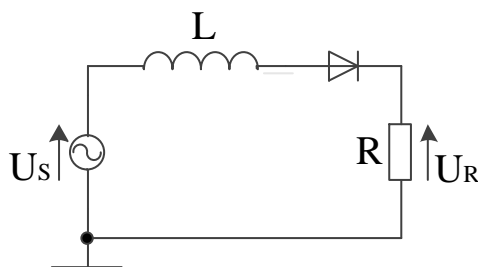


Рисунок 2.5 – Схема RL-діодного ГДХК

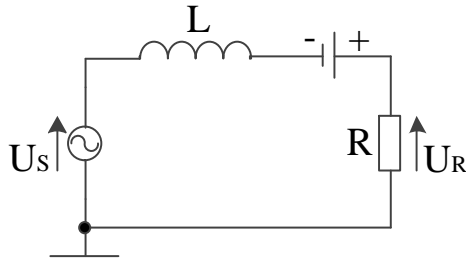


Рисунок 2.6 – Еквівалентна схема RL-діодного ГДХК при прямому напрямку струму

Протягом часу протікання струму через діод у прямому напрямку (рис. 2.6) діод діє як фіксоване зміщення напруги. За законом Кірхгофа для напруги записується перше диференціальне рівняння

$$L \frac{dI}{dt} + R \cdot I = V_0 \cdot \sin \omega t + V_f, \quad (2.9)$$

де V_0 – пікова амплітуда змінної вхідної напруги; V_f – пряме падіння напруги діода.

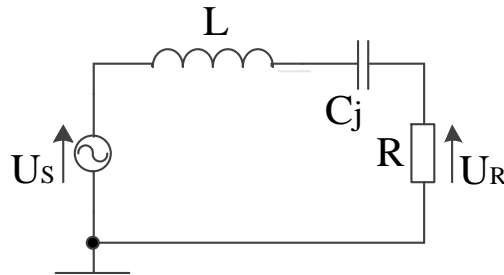


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема RL-діодного ГДХК при зворотному напрямку струму

Розв'язком цього рівняння відносно струму $I(t)$ є:

$$I(t) = e^{-\frac{Rt}{L}} \cdot I(0) + \frac{V_f(1 - e^{-\frac{Rt}{L}})}{R} + \frac{V_0[R \cdot \sin(\omega t) + L \cdot \omega \cdot (e^{-\frac{Rt}{L}} - \cos(\omega t))]}{R^2 + \omega^2 L^2}. \quad (2.10)$$

При нульовій початковій умові $I(0) = 0$ розв'язок рівняння (2.9) прийме вигляд

$$I(t) = \frac{V_f \cdot (1 - e^{-\frac{Rt}{L}})}{R} + \frac{V_0}{z_a^2} \cdot [R \cdot \sin(\omega t) + L \cdot \omega \cdot (e^{-\frac{Rt}{L}} - \cos(\omega t))], \quad (2.11)$$

де $z_a = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ – опір прямого зміщення електричного кола.

Протягом часу протікання струму через діод у зворотному напрямку (рис.2.7) діод поводить як конденсатор із ємністю, рівною його ємності переходу (c_j). Використовуючи закон Кірхгофа для напруг, можна отримати друге диференціальне рівняння

$$L \cdot \frac{d^2 I}{dt^2} + R \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{1}{c_j} \cdot I = V_0 \cdot \omega \cdot \sin \omega t. \quad (2.12)$$

Розв'язок рівняння (2.12) відносно $I(t)$:

$$I(t) = \exp\left[-\frac{1 - \sqrt{R^2 c_j^2 - 4Lc_j} + Rc_j}{2L \cdot c_j} t\right] \cdot c_2 + \exp\left[-\frac{1 + \sqrt{R^2 c_j^2 - 4Lc_j} + Rc_j}{2L \cdot c_j} t\right] \cdot c_1 - \frac{V_0 \cdot \omega \cdot c_j (Rc_j \cdot \cos(\omega t) \cdot \omega - \sin(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot \omega^2 c_j L)}{1 - 2Lc_j \omega^2 + \omega^4 c_j^2 L^2 + \omega^2 c_j^2 R^2}, \quad (2.13)$$

де c_1, c_2 – константи інтегрування, які можуть бути знайдені, використовуючи початкові умови електричного кола.

При нульових початкових умовах розв'язок рівняння (2.13) запишеться як

$$I(t) = \frac{2 \cdot z_3}{(R^2 c_j - 4L)} \cdot \left[\exp\left(-\frac{1 - z_1 + Rc_j}{2Lc_j} \cdot t\right) - \exp\left(-\frac{1 + z_1 + Rc_j}{2Lc_j} \cdot t\right) \right] - \frac{V_0 \omega c_j (Rc_j \cdot \cos(\omega t) \omega - \sin(\omega t) + \sin(\omega t) \cdot \omega^2 c_j L)}{1 - 2Lc_j \omega^2 + \omega^4 c_j^2 L^2 + \omega^2 c_j^2 R^2}, \quad (2.14)$$

де $z_1 = \sqrt{R^2 c_j^2 - 4Lc_j}$; $z_2 = 2 \cdot L^2 \cdot c_j \cdot \omega^2 - 2 \cdot L + R^2 \cdot c_j - R \cdot z_1$;

$$z_3 = z_1 \cdot c_j \cdot V_0 \cdot \omega^2 \cdot L^2.$$

Рівняння (2.9) та (2.12) можна розв'язати також відносно напруг U_R . При цьому (2.9) і (2.12) запишуться відповідно як

$$\frac{L}{R} \frac{dU_R}{dt} + U_R = V_0 \sin \omega t + V_f; \quad (2.15)$$

$$\frac{L}{R} \frac{d^2 U_R}{dt^2} + \frac{dU_R}{dt} + \frac{U_R}{c_j R} = V_0 \sin(\omega t) \omega. \quad (2.16)$$

При нульових початкових умовах розв'язки рівнянь (2.15) та (2.16) матимуть вигляд:

Для рівняння (2.15):

$$U_R(t) = -\frac{V_f \omega^2 L^2 + V_f R^2 - V_0 \omega R L}{z_a^2} \cdot \exp\left(-\frac{Rt}{L}\right) + \frac{-R V_0 \omega L \cos(\omega t) + R^2 V_0 \sin(\omega t) + V_f R^2 + V_f \omega^2 L^2}{z_a^2}; \quad (2.17)$$

Для рівняння (2.16):

$$U_R(t) = \frac{2 \cdot z_3}{(R^2 c_j - 4L) \cdot z^2} \cdot \left[\exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{-z_1 + R c_j}{L c_j} t\right) - \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{z_1 + R c_j}{L c_j} t\right) \right] - \frac{V_0 \omega c_j (R c_j \omega \cos(\omega t) - \sin(\omega t) + \sin(\omega t) \omega^2 c_j L)}{1 - 2L c_j \omega^2 + \omega^4 c_j^2 L^2 + \omega^2 c_j^2 R^2}, \quad (2.18)$$

де

$$z_1 = \sqrt{R^2 c_j^2 - 4L c_j};$$

$$z_2 = 2L^2 c_j \omega^2 - 2L + R^2 c_j - R \cdot z_1;$$

$$z_3 = z_1 c_j R V_0 \omega^2 L^2.$$

Оскільки коефіцієнти в експонентах приймають великі значення, а самі експоненти прямують до нуля, в рівняннях (2.17), (2.18) можна знехтувати відповідними компонентами. Тоді рівняння (2.17), (2.18) запишуться:

$$\begin{aligned}
U_{R1}(t) &= \frac{1}{Z_a^2} \cdot [V_f^2(R^2 + \omega^2 L^2) + RV_0(\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t))] = \\
&= \frac{1}{Z_a^2} \cdot [V_f^2 \cdot Z_a^2 + RV_0(\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t))] = \\
&= V_f^2 + \frac{RV_0}{Z_a^2} (\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t)).
\end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned}
U_{R2}(t) &= \frac{V_0 \omega c_j (-R c_j \omega \cos(\omega t) + \sin(\omega t)(1 - \omega^2 c_j L))}{1 - 2L c_j \omega^2 + \omega^4 c_j^2 L^2 + \omega^2 c_j^2 R^2} = \\
&= \frac{V_0 \omega c_j (\sin(\omega t)(1 - \omega^2 c_j L) - R c_j \omega \cos(\omega t))}{1 + \omega^2 c_j (c_j R^2 - 2L) + \omega^4 c_j^2 L^2}.
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Чутливість рівнянь перетворення (2.19) і (2.20) відносно вхідного параметру R визначиться:

$$\begin{aligned}
\frac{dU_{R1}}{dR} &= \frac{V_0}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot [\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t) - 2R^2(\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t)) + \\
+ R \sin(\omega t)] &= \frac{V_0}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot [(\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t)) \cdot (1 - 2R^2) + R \sin(\omega t)].
\end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dU_{R2}}{dR} &= -V_0 \omega^2 c_j^2 \cdot \left[\frac{\cos(\omega t)}{1 + \omega^2 c_j (R^2 c_j - 2L) + \omega^4 c_j^2 L^2} + \right. \\
&+ \left. \frac{2\omega c_j R ((1 - L c_j \omega^2) \sin(\omega t) - R c_j \cos(\omega t))}{(1 + \omega^2 c_j (R^2 c_j - 2L) + \omega^4 c_j^2 L^2)^2} \right].
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Порівняльний аналіз амплітудних значень напруг отриманих рівнянь чутливості (2.21) і (2.22) показав, що $\frac{dU_{R1}}{dt} > \frac{dU_{R2}}{dt}$, тому для подальших досліджень вибране рівняння (2.21).

Результат чисельного моделювання функції перетворення (2.17) при роботі схеми генератора детерміновано-хаотичних коливань при прямому напрямку струму через діод представлено на рис. 2.8.

Аналіз даного графіку показує, що амплітудне значення напруги на резисторі $U_{R1}(t)$ змінюється практично лінійно від величини резистора R .

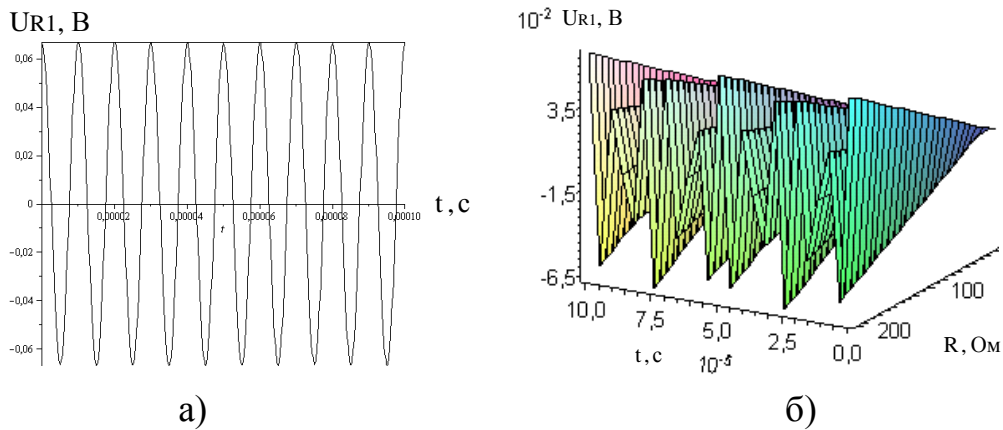


Рисунок 2.8 – Результат чисельного моделювання функції перетворення: а) осцилограма U_{R1} і огинаюча сигналу; б) залежність U_{R1} від R та t

Тому, застосувавши амплітудний (піковий) детектор до коливального сигналу $U_{R1}(t)$, можна розробити лінійний перетворювач опору в напругу.

2.4 Дослідження явища “детермінованого хаосу” в RL-діодному електричному колі синусоїдального струму

Схема заміщення діода в режимі малого сигналу (у найбільш загальному випадку) представлена на рис. 2.9.

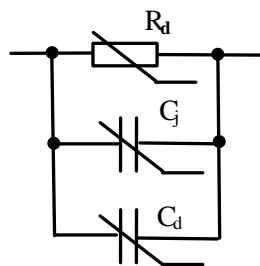


Рисунок 2.9 – Схема заміщення діода в режимі малого сигналу

Відповідно до цієї схеми діод являє собою паралельне з’єднання нелінійного резистора R_d і двох нелінійних ємностей – бар’єрної C_j і дифузної C_d [39].

Бар’єрна ємність визначається за формулою:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{1 - \frac{U}{U_D}}^n, \quad (2.23)$$

де C_{j0} – бар’єрна ємність при нульовій напрузі діода; U – напруга діода; U_D – дифузна напруга діода; n – технологічний коефіцієнт, який лежить в межах $(\frac{1}{3} \dots \frac{2}{3})$. Дифузна ємність визначається як:

$$C_d = \frac{\tau_B I_S}{m U_T} e^{\frac{U}{m U_T}}, \quad (2.24)$$

де I_S – тепловий струм діода; τ_B – час життя неосновних носіїв заряду; U – напруга діода; U_T – теплова напруга діода; m – коефіцієнт емісії.

Слід зазначити, що в режимі прямої напруги при $U \geq U_D$ бар’єрною ємністю можна знехтувати. У режимі зворотної напруги можна знехтувати дифузною ємністю.

Аналіз режиму роботи RL-діодного електричного кола синусоїдального струму

Розглянемо процеси, що відбуваються в RL-діодному електричному колі (показаного на рис. 2.10), при подачі на його вхід синусоїдальної напруги.

У найбільш загальному випадку схема заміщення цього кола зображена на рис. 2.11.

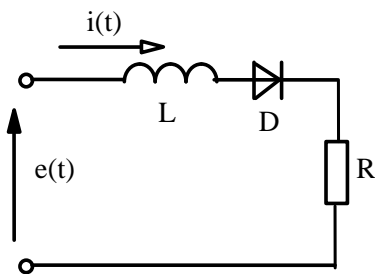


Рисунок 2.10 – RL-діодне електричне коло синусоїдального струму

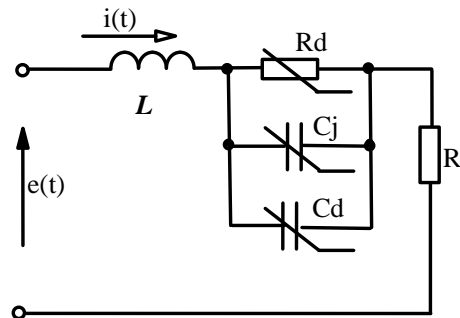


Рисунок 2.11 – Схема заміщення RL-діодного електричного кола синусоїдального струму

Це коло містить одразу три нелінійних елементи: резистор R_d , бар'єрну ємність C_j і дифузну ємність C_d .

При цьому, опір резистора залежить від струму діода, а ємності залежать від напруги діода [40]. Складемо систему рівнянь за законами Кірхгофа для схеми, показаної на рис. 2.11. При цьому будемо вважати, що по резистору R_d протікає струм i_1 , по ємності C_j – i_2 , а по ємності C_d – i_3 . Так як напруга на ємностях однакова, позначимо його U_c .

$$\begin{aligned}
 i &= i_1 + i_2 + i_3 \\
 L \frac{di}{dt} + R i + R_d(i_1) i_1 &= e \\
 R_d(i_1) i_1 &= U_c \\
 i_2 &= C_j(U_c) \frac{dU_c}{dt} \\
 i_3 &= C_d(U_c) \frac{dU_c}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Звідси слідує

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{U_c}{R_d(i_1)}, \\
 i &= \frac{U_c}{R_d(i_1)} + C_j(U_c) \frac{dU_c}{dt} + C_d(U_c) \frac{dU_c}{dt},
 \end{aligned}$$

i , на решті,

$$\begin{aligned}
 &L \frac{d \left(\frac{U_c}{R_d(i_1)} + C_j(U_c) \frac{dU_c}{dt} + C_d(U_c) \frac{dU_c}{dt} \right)}{dt} + \\
 &+ R \left(\frac{U_c}{R_d(i_1)} + C_j(U_c) \frac{dU_c}{dt} + C_d(U_c) \frac{dU_c}{dt} \right) + U_c = \\
 &= \frac{L}{R_d(i_1)} \frac{dU_c}{dt} + LC_j(U_c) \frac{d^2U_c}{dt^2} + LC_d(U_c) \frac{d^2U_c}{dt^2} + \\
 &+ \frac{R}{R_d(i_1)} U_c + RC_j(U_c) \frac{dU_c}{dt} + RC_d(U_c) \frac{dU_c}{dt} + U_c = e.
 \end{aligned}$$

Після приведення подібних членів отримаємо остаточний вираз для диференціального рівняння другого порядку, якому підпорядковується режим роботи вищенаведеного електричного кола.

$$\begin{aligned}
& (LC_j(U_c) + LC_d(U_c)) \frac{d^2 U_c}{dt^2} + \\
& + \left(\frac{L}{R_d(i_1)} + RC_j(U_c) + RC_d(U_c) \right) \frac{dU_c}{dt} + \\
& + \left(\frac{R}{R_d(i_1)} + 1 \right) U_c = e.
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Виконаємо рішення цього диференціального рівняння операторних способом в загальному вигляді. Операторне рівняння 2-го закону Кірхгофа для цього ланцюга має вигляд:

$$I(s)(R + sL + Z_d(s)) = E(s), \tag{2.27}$$

де $Z_d(s)$ – повний операторний опір схеми заміщення діода, який визначається як

$$Z_d(s) = \frac{R_d(i_1) \frac{1}{sC_j(U_c)} \frac{1}{sC_d(U_c)}}{R_d(i_1) \frac{1}{sC_j(U_c)} + R_d(i_1) \frac{1}{sC_d(U_c)} + \frac{1}{sC_j(U_c)} \frac{1}{sC_d(U_c)}}.$$

Тоді операторне зображення струму кола знаходиться по формулі

$$I(s) = \frac{E(s)}{(R + sL + Z_d(s))}. \tag{2.28}$$

Очевидно, що через істотну нелінійність $Z_d(s)$, в загальному вигляді неможливо отримати оригінал струму кола $i(t)$.

Тому, вирішимо завдання в чисельному вигляді для одного з типів діодів і конкретних значень $e(t)$, R , L .

Нехай: $e(t) = 3 \sin(\omega t)$ [В], $f = 10$ [кГц], $L = 50$ [мГн], $R = 2$ [кОм], тип діода – 1N457.

Відзначимо, що параметри ВАХ діода отримані з бази даних програмного комплексу MicroCap. Що ж до параметрів, необхідних для визначення за формулами (1, 2) C_j і C_d , то вони частково отримані

з програмного комплексу бази даних MicroCap, а частково взяті з [9], як узагальнені для широкого класу моделей діодів.

Враховуючи, що параметри діода суттєво відрізняються для прямої і зворотної напруги, аналіз режиму кола проведемо модифікованим методом кусочно-лінійної апроксимації за допомогою перехідних характеристик і інтеграла Дюамеля.

Ітераційний алгоритм розрахунку можна сформулювати так:

1. Розбиваємо криву вхідної синусоїдальної напруги на однакові часові інтервали і кожному з них співвідносимо певні ділянки ВАХ діода (тобто R_d) і певні значення C_j і C_d .

2. Для кожної лінеаризованої ділянки ВАХ і значень C_j і C_d операторне зображення перехідної характеристики кола по відношенню до її струму визначається як:

$$h_i(s) = \frac{\frac{1}{s}}{(R + sL + Z_d(s))} = \frac{1}{s(R + sL + Z_d(s))}. \quad (2.29)$$

3. Оригінал перехідної характеристики $h_i(t)$ визначаємо в середовищі MathCAD за допомогою вбудованої процедури “invlaplace”.

4. Значення струму в кінці кожного часового інтервалу знаходимо за допомогою інтеграла Дюамеля за формулою

$$i(t_k) = i(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^{t_k} \frac{de(\tau)}{d\tau} h_k(t - \tau) d\tau. \quad (2.30)$$

5. Визначаємо напругу діода за наближеною формулою

$$u_{dk} = u(t_{k-1}) - \left(L \frac{i(t_k) - i(t_{k-1})}{t_k - t_{k-1}} + i(t_k)R \right), \quad (2.31)$$

після чого уточнюємо параметри R_d , C_j і C_d .

6. Повертаємося на 2-й пункт алгоритму і повторюємо розрахунок доти, поки значення u_{dk} майже не буде відрізнятися від попередньої ітерації.

Всі розрахунки були проведені в середовищі MathCAD. Фрагмент розрахунку однієї ітерації для одного з тимчасових інтервалів наведено нижче

$$\begin{aligned}
 f &:= 10000 \quad L := 0.05 \quad r := 2000 \\
 U_m &:= 3 \quad T := \frac{1}{f} \quad tt := \frac{T}{40} \\
 T &= 1 \times 10^{-4} \quad tt = 2.5 \times 10^{-6} \\
 \omega &:= 2 \cdot \pi \cdot f \quad u(t) := U_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\
 z(s) &:= r + s \cdot L + \frac{rdd \cdot \frac{1}{s \cdot C_{jj}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_{dd}}}{rdd \cdot \frac{1}{s \cdot C_{jj}} + rdd \cdot \frac{1}{s \cdot C_{dd}} + \frac{1}{s \cdot C_{jj}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_{dd}}} \\
 h(s) &:= \frac{1}{s \cdot z(s)} \\
 h(s) &\left| \begin{array}{l} \text{simplify} \\ \text{float, 3} \end{array} \right. \rightarrow \frac{10 \cdot (2.55 \cdot 10^{19} \cdot s + 6.79 \cdot 10^{22})}{s^1 \cdot (5.78 \cdot 10^{23} \cdot s + 5.20 \cdot 10^{31} + 2.55 \cdot 10^{19} \cdot s^2)^1} \\
 h(s) &\left| \begin{array}{l} \text{invlaplace, s} \\ \text{float, 3} \end{array} \right. \rightarrow 1.31 \cdot 10^{-8} - \\
 &- 1.31 \cdot 10^{-8} \cdot \exp(-1.13 \cdot 10^4 \cdot t) \cdot \cos(1.43 \cdot 10^6 \cdot t) + \\
 &+ 7.00 \cdot 10^{-6} \cdot \exp(-1.13 \cdot 10^4 \cdot t) \cdot \sin(1.43 \cdot 10^6 \cdot t) \\
 \text{dif}u(\tau) &:= \frac{d}{d\tau} u(\tau) \quad \text{dif}u(\tau) \rightarrow 60000 \cdot \cos(20000 \cdot \pi \cdot \tau) \cdot \pi \\
 i1(t) &:= \int_0^t (\text{dif}u(\tau) \cdot h1(t - \tau)) \, d\tau \quad i1(tt) = 3.335 \times 10^{-6} \\
 u1 &:= u(tt) - \left(L \cdot \frac{i1(tt)}{tt} + i1(tt) \cdot r \right) \quad u1 = 0.396 \\
 UD &:= 0.7 \quad n := 0.5 \quad UT := 0.026 \quad m := 1.43 \\
 Cj0 &:= 4.5 \cdot 10^{-12} \quad I := 1 \times 10^{-14} \quad tv := 5 \cdot 10^{-6} \\
 C_{jj} &:= \frac{Cj0}{\left(1 - \frac{U}{UD}\right)^n} \quad C_{dd} := \frac{tv \cdot I}{m \cdot UT} \cdot e^{\frac{U}{m \cdot UT}}
 \end{aligned}$$

Внаслідок значної трудомісткості, розрахунок був проведений для чотирьох періодів коливань. За результатами розрахунку була побудована залежність $U_2=f(U_1)$, де $U_2=IR$.

Графік цієї залежності зображений на рис. 2.12.

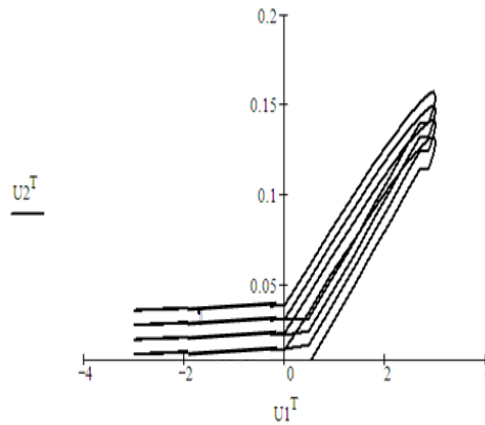


Рисунок 2.12 – Графік залежності $U_2=f(U_1)$, при $f = 10$ [кГц],
 $L = 50$ [мГн], $R = 2$ [кОм]

З цього графік видно, що при вищенаведених параметрах схеми її режим являє собою хаотичні коливання. Звичайно, форма цих коливань для реального діода може істотно відрізнятись від розрахункової, так як, по-перше, частина параметрів, необхідних для визначення за формулами (1, 2) C_j і C_d , взяті з [9], як узагальнені для широкого класу моделей діодів, а по-друге, за будь-яких чисельних розрахунках в нелінійних колах завжди накопичується похибка.

Були також проведені розрахунки режиму ланцюга, при інших значеннях індуктивності і частоти, з метою оцінити вплив цих параметрів на характер хаотичних коливань. Графіки залежностей $U_2=f(U_1)$ показані, відповідно, на рис. 2.13 і рис. 2.14.

У RL-діодних колах синусоїдального струму, якщо період коливань порівнюємо з постійною часу перехідного процесу, може виникнути ситуація, коли наприкінці періоду струм в ланцюзі не загасає до нуля і новий період починається з ненульових початкових умов. При цьому, внаслідок суттєвої нелінійності параметрів схеми заміщення діода, в ланцюзі має місце практично незатухаючий перехідний процес, який набуває форму хаотичних коливань.

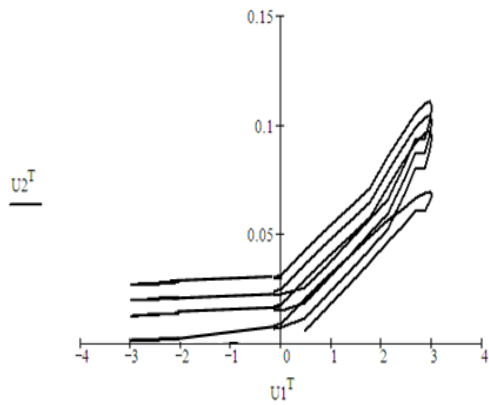


Рисунок 2.13 – Графік залежності $U_2=f(U_1)$, при $f = 10$ [кГц], $L = 100$ [мГн], $R = 2$ [кОм]

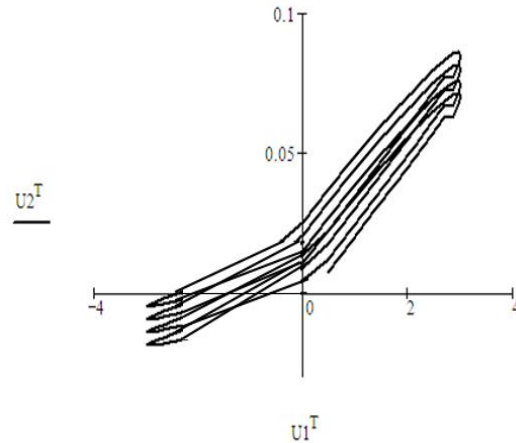


Рисунок 2.14 – Графік залежності $U_2=f(U_1)$, при $f = 20$ [кГц], $L = 50$ [мГн], $R = 2$ [кОм]

При збільшенні індуктивності ланцюга розмах атрактора збільшується. У разі збільшення частоти вхідної напруги спостерігається тенденція деякого зміщення атрактора в напрямку негативних напруг.

2.5 Ознаки хаотичності RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

RL-діодний генератор детерміновано-хаотичних коливань – це проста схема, що містить джерело синусоїдальної напруги, резистор, котушку індуктивності і діод. Наявність діода представляє нелінійність і допускає можливість складної поведінки.

Ми моделюємо діод як кусочно-лінійну ємність з невеликою напругою зміщення.

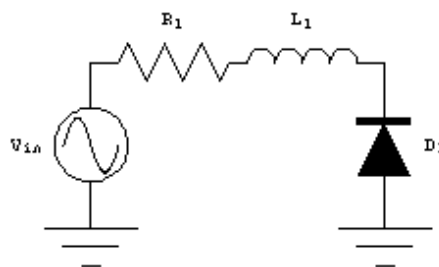


Рисунок 2.15 – RL-діодний генератор детерміновано-хаотичних коливань (пакет Mathematica)

Рівняння для заряду і струму в діоді можуть бути записані безпосередньо в системі Mathematica.

```
eqns =
  {q'[t] == i[t],
    L1 i'[t] == -R1 i[t] - ((C2 - C1) Abs[q[t]] + (C1 + C2) q[t] + E0) + v Sin[2 π f t],
    q[0] == 0,
    i[0] == 0};
```

Значення параметрів в рівняннях.

```
eqns = eqns /.
  {C1 -> 0.1 × 10-5, C2 -> 400. × 10-12, R1 -> 60., L1 -> 100. × 10-5, f -> 700 000., E0 -> 0.1};
```

Рівняння можна вирішити, використовуючи функцію NDSolve Mathematica.

```
sol[v_] := NDSolve[eqns /. v -> v, {q, i}, {t, 0, 1.4 × 10-4}, MaxSteps -> 104];
Do[Plot[Evaluate[q[t] /. sol[v]], {t, 1.2 × 10-4, 1.4 × 10-4}, PlotLabel -> v],
  {v, 0.1, 0.3, 0.1}];
```

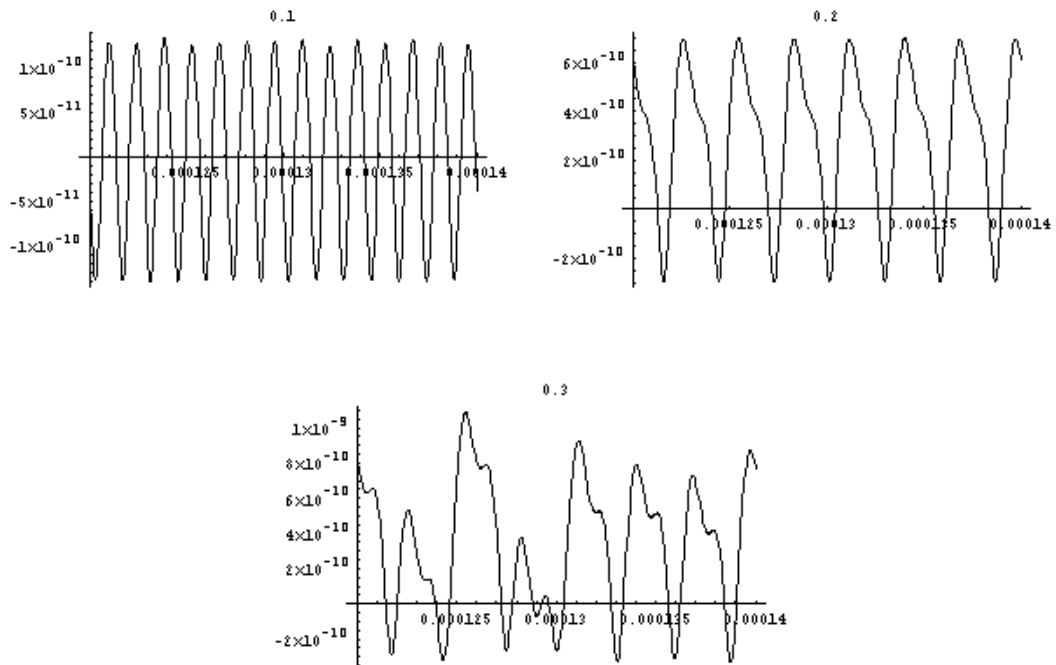


Рисунок 2.16 – Реалізація хаотичного процесу

```
Do[ParametricPlot[Evaluate[{q[t], i[t]} /. sol[v]],
  {t, 1.2 × 10-4, 1.4 × 10-4}, PlotLabel -> v], {v, 0.1, 0.3, 0.1}];
```

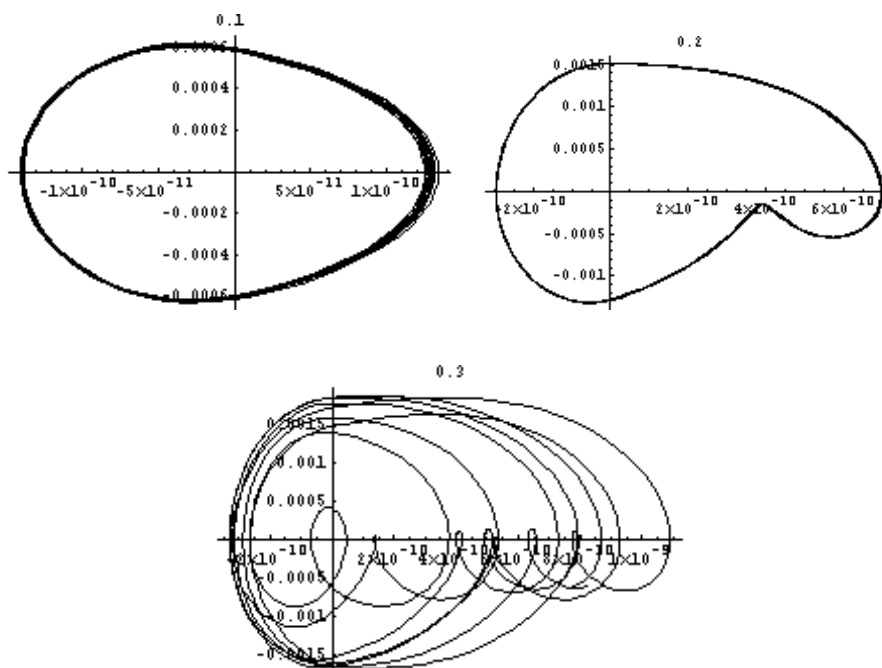


Рисунок 2.17 – Атрактори RL-діодного ГДХК

```
ListPlot[Flatten[Table[
  With[{s = sol[v]}, Table[{v, First[q[t] /. s}], {t, 10-4, 1.4 × 10-4, 1 / 700 000.}],
  {v, 0, 0.3, 0.01}], 1], Frame → True];
```

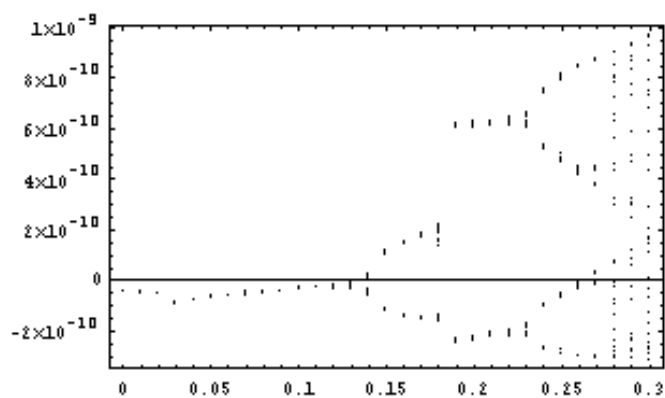


Рисунок 2.18 – Діаграма біфуркації RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

ЗРОЗРОБКА МЕТОДУ ТА ЗАСОБУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ RL-ДИОДНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

3.1 Розробка методу вимірювання фізичних величин з використанням властивостей динамічного хаосу

Застосування ГДХК для отримання вимірювальної інформації дозволяє суттєво підвищити чутливість метода вимірювання, так як в нелінійній динамічній системі найбільш сильна (експоненційна) залежність процесу від параметрів системи виникає саме в режимі хаотичних коливань [6].

Суть запропонованого нижче метода вимірювань полягає в отриманні оцінки стійкої характеристики хаотичного процесу, який поступає з ГДХК, 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 [9,10]. Розглянемо особливості метода ГДХК 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 ГДХК 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 ГДХК, 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 вирішенні 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 способу з'ясовується за допомогою чисельного експерименту. В якості моделі хаотичної системи використано відображення логічного типу $x = 4W(1 - x)x \dots$ ”.

Мінімальна складність ГДХК 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 (С, L) і незалежного від часу джерела, або трьох реактивних елементів. Тому використання в якості моделі хаотичного електричного вимірювального кола одновимірною 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 ГДХК нами використана конкретна електрична схема генератора детерміновано-хаотичних коливань – добре вивчена схема Чуа [9, 10]. Разом з експериментальними дослідженнями макету ГДХК проведені 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 ГДХК 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 ГДХК достатньо довгі реалізації процесу, але в відмінності від синергетичного метода, відсутня потреба в апіорній інформації (початкових умовах), похибка завдання, якої додатково обмежує точність метода вимірювання.

Теоретичне пояснення використання хаотичних коливальних систем в вимірюваннях

Останні 10, 20 років були періодом стрімкого розвитку синергетики – нової міждисциплінарної області знань, пов’язаних з вивченням процесів в нелінійних системах. 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 [42]. 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.

В наш час не існує завершеної теорії динамічного хаосу, однак відкриті і вивчені деякі властивості, характерні саме для нелінійних хаотичних систем. Частково, ідея використання нелінійних систем в режимі хаотичних коливань для вимірювання оснований на двох фундаментальних властивостях “дивних атракторів” [6, 9, 10]:

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 і, 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 атратора 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 атратора.

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 [48].

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

Опис методу генератора детерміновано-хаотичних коливань

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

Для отримання оцінки параметра ГДХК можна використовувати

будь-яку стійку характеристику структури “дивного атрактора” (амплітуду коливань по всім змінним фазового простору, розмірність Хаусдорфа, інформаційну і кореляційну розмірності, ентропію Колмогорова, 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 ГДХК 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 ГДХК 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 сенсор цієї величини з вихідним сигналом в вигляді електричної напруги чи струму, а також параметричні сенсори, в яких вимірювальна фізична величина перетвориться в відповідну зміну його опору, ємності чи індуктивності.

Експериментальні дослідження показують, що і по динамічним характеристикам метод ГДХК не поступається лінійному методу реактивних кіл, який всюди використовується.

Розробка вимірювальних пристроїв на основі методу ГДХК

Використання динамічних хаотичних систем дає можливість створити вимірювальні пристрої, які мають унікальні властивості

детермінованого хаосу [11].

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 ГДХК.

Друга фундаментальна властивість хаотичних систем – висока чутливість до варіацій початкових умов – дозволяє прогнозувати сталі 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 сенсорів, а також вимірювання параметрів швидкозмінних процесів.

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

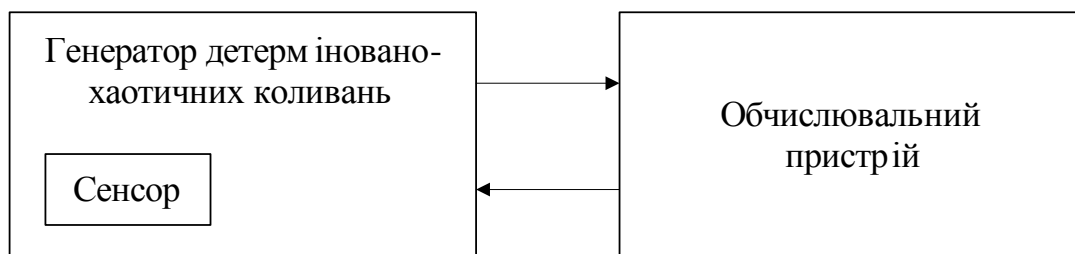


Рисунок 3.1 – Структурна схема вимірювального пристрою на базі метода ГДХК

Сенсор вимірювальної фізичної величини під'єднується до вимірювальної схеми ГДХК 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 градуйованої характеристики обчислюється значення вимірювальної фізичної величини.

Таким чином, принципово новою частиною вимірювального пристрою, який реалізує метод ГДХК, 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 ГДХК 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.

Мінімальна складність ГДХК, яка визначається теоремою Пуанкаре-Бендиксона, значить обов'язково наявність в нелінійній схемі генератора, як мінімум, двох реактивних елементів (C , L) і незалежного від часу джерела напруги або струму або трьох реактивних елементів.

Як найпростішу схему ГДХК вибрано схему Чуа (рис. 3.2).

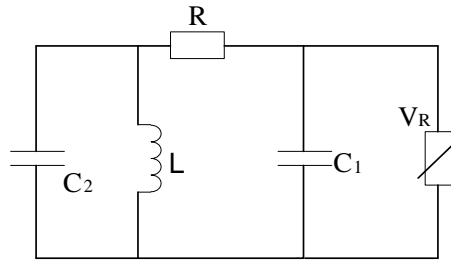


Рисунок 3.2 – Нелінійний генератор Чуа

Не дивлячись на простоту, ця схема має в порівнянні з іншими нелінійними хаотичними схемами ряд переваг: по-перше, схема дозволяє реалізувати широкий спектр режимів хаотичних коливань, характерних для нелінійних динамічних систем, по-друге, для схеми Чуа проводились, як числові, так і теоретичні дослідження, і нарешті, легко здійснюється регулювання режимів в схемі за рахунок підбору параметрів генератора.

Математичною моделлю нелінійного генератора Чуа служить система з трьох звичайних диференціальних рівнянь першого порядку з одним нелінійним членом:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C_2}}{dt} = -g(V_{C_2} - V_{C_1}); \\ C_2 \frac{dV_{C_1}}{dt} = -g(V_{C_2} - V_{C_1}) - i_L; \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{C_2}, \end{cases} \quad (3.1)$$

функція $g(V)$ описує вольт-амперну характеристику нелінійного резистора і має вигляд

$$g(V) = -m_0 V + 0,5(m_0 + m_1) \left(|V + E_1| - |V - E_1| \right). \quad (3.2)$$

Переходячи від рівнянь (3.1) до без розмірних змінних можна отримати наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = -\alpha f(y-x); \\ \frac{dy}{dt} = -f(y-x) - z; \\ \frac{dz}{dt} = \beta y; \end{cases} \quad (3.3)$$

де $x = V_{C1}/E_1$; $y = V_{C2}/E_1$; $z = i_L/(C_2 E_1)$; $\alpha = C_2/C_1$; $\beta = 1/(LC_2)$;
 $a = m_0/C_2$; $b = m_1/C_2$; $f(x) = -ax + 0,5(a+b)[|x+1| - |x-1|]$.

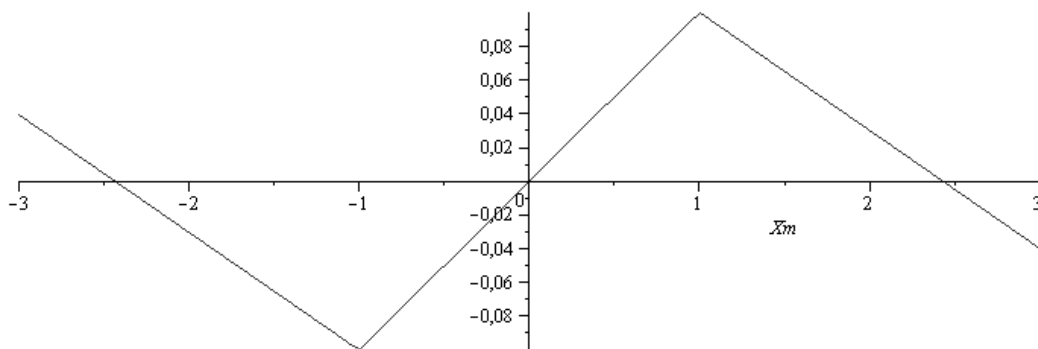


Рисунок 3.3 – Вольт-амперна характеристика нелінійного резистора

Режим роботи схеми визначається відповідним підбором 10 параметрів і трьох початкових умов.

При створенні макету вимірювальної схеми на базі ГДХК Чуа були вирішені дві головні задачі:

- 1) підібрані такі реальні значення параметрів схеми, для яких існує деяка область, в середині якої схема працює в хаотичному режимі з атрактором, типу “подвійний завиток”, оптимальним для вимірювань;
- 2) вирішена задача подачі вхідного впливу (сигналу з сенсора вимірювальної фізичної величини) на вимірювальний ГДХК.

Не дивлячись на те, що вплив на ГДХК можна здійснювати безпосередньо змінюючи будь-який її параметр (зміну опору ємності чи індуктивності), краще для цього використовувати початкове зміщення негативного нелінійного опору [63]. Останній параметр має найбільшу чутливість до зміни атрактора і зручний з точки зору реалізації електронної схеми.

Таким чином, отримана позитивна відповідь на питання про перспективності використання нелінійних хаотичних систем в вимірюваннях. Проведенні макетні випробування схеми генератора детерміновано-хаотичних коливань Чуа і його численного моделювання підтвердили основні теоретичні припущення про вказані вище можливості нового метода вимірювання [12].

3.2 Перетворювач опору в напругу з використанням RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

Вимірювальний перетворювач, в основі якого лежить ГДХК, 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 детерміновано-хаотичних коливань необхідно враховувати не тільки можливість попадання в зону хаосу, але також сусідство з іншими коливальними режимами [16].

В програмному середовищі Multisim була виконана схема RL-діодного детерміновано-хаотичного генератора ($R = 2 \text{ кОм}$, $L = 50 \text{ мГн}$, $D - 1N4531$), а також схема амплітудного детектора. Схема RL-діодного генератора хаотичних коливань наведена на рис. 3.4. Для реалізації перетворення опору в постійну напругу на вихід генератора детерміновано-хаотичних коливань підключений амплітудний детектор (рис. 3.10). Як первинний вимірювальний перетворювач використаний змінний резистор $R1$.

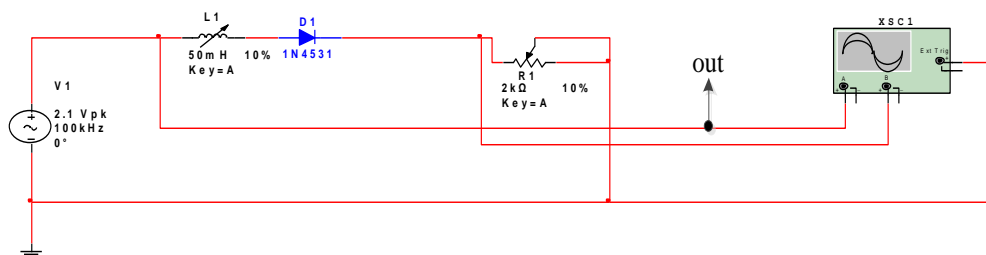


Рисунок 3.4 – Вимірювальна схема RL-діодного ГДХК

Амплітудний детектор – аналогове запам’ятовуючий пристрій для відстеження та зберігання максимуму вхідного сигналу протягом заданого проміжку часу із заданою точністю до приходу сигналу більш високого рівня. В якості запам’ятовуючого елемента в детекторах використовується конденсатор (рис.3.5).

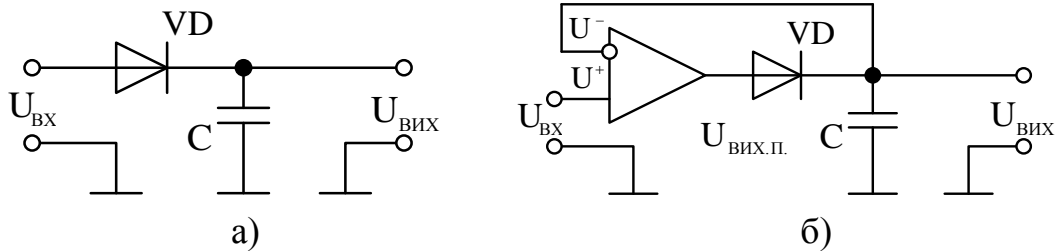


Рисунок 3.5 – Найпростіші схеми пасивного (а) і активного (б) амплітудних детекторів

Амплітудний детектор відрізняється від пристроїв вибірки-зберігання тим, що його перехід з режиму вибірки в режим зберігання і назад визначається безпосередньо вхідним сигналом. Так, наприклад, коли в схемі рис. 3.5 а виконується умова $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вих}} + U$ – діод відкривається ($U \approx 0,7\text{В}$ – падіння напруги на відкритому діоді) і детектор відстежує вхідну напругу (напруга на конденсаторі повторює вхідну напругу з точністю до U).

Якість амплітудного детектора в режимі вибірки можна визначити за двома параметрами – часом вибірки і похибці вибірки. За часом вибірки $t_{\text{в}}$ судять про можливість детектора запам’ятати короткочасні сигнали. Час вибірки – проміжок часу з моменту зміни вхідного сигналу від мінімального ($U_{\text{вх1}}$) до максимального ($U_{\text{вх2}}$) значення до моменту, коли вихідна напруга детектора дорівнюватиме $U_{\text{вх2}}$ з точністю, яка визначається похибкою вибірки. Абсолютне значення похибки вибірки позначено на рис. 3.6 величиною $\Delta U_{\text{в}}$.

У схемі рис. 3.5 а абсолютне значення похибки вибірки визначається напругою U .

При зменшенні сигналу $U_{\text{вх}}$ діод закривається і конденсатор зберігає накопичений під час вибірки заряд. Якість детектора в режимі зберігання можна охарактеризувати двома параметрами – часом

збереження і похибкою зберігання. Час зберігання $t_{зб}$ – проміжок часу з моменту, відповідного екстремуму вхідного сигналу, до моменту, коли напруга на виході детектора вийде за межі, обумовлені похибкою зберігання $\Delta U_{зб}$.

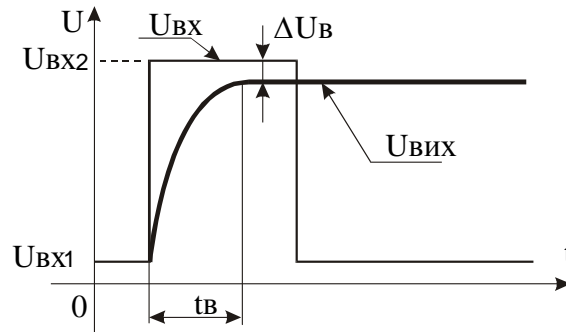


Рисунок 3.6 – До пояснення параметрів, що характеризують якість вибірки

Зміна заряду конденсатора $\Delta Q_{розр.}$ за час зберігання $t_{зб}$ під впливом розрядного струму $I_{розр.}$, що супроводжується зміною напруги на ємності $C_{зб}$ на величину $\Delta U_{розр.}$, може бути розраховане за формулами:

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q_{розр.} &= \Delta U_{розр.} \cdot C_{зб} \\ \Delta Q_{розр.} &= I_{розр.} \cdot t_{зб} \end{aligned} \right\}, \quad (3.4)$$

З урахуванням (3.4) і абсолютної зміни напруги на ємності

$$\Delta U_{розр.} = \delta_{зб} \cdot U_{вх.макс.}, \quad (3.5)$$

де $\delta_{зб}$ – задана відносна похибка зберігання; $U_{вх.макс.}$ – максимальне значення вхідної напруги детектора.

Виразивши $\Delta U_{розр.}$ через $I_{розр.}$ з (3.4) і підстановки отриманої формули $\Delta U_{розр.}$ в (3.5) можна отримати формулу розрахунку ємності зберігання:

$$C_{зб} = \frac{I_{розр.} \cdot t_{зб}}{\delta_{зб} \cdot U_{вх.макс.}}. \quad (3.6)$$

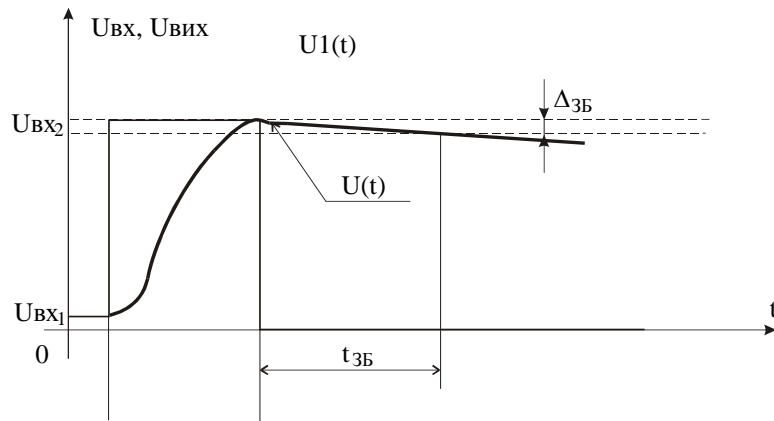


Рисунок 3.7 – Приклади діаграм, що ілюструють визначення часу вибірки і часу зберігання

При розрахунку необхідної ємності зберігання за формулою (3.6) струм розряду конденсатора $I_{\text{розр.}}$ визначається сумою вхідних в нього складових, що залежать від використовуваної схеми детектора і типу конденсатора. Так, у схемі рис. 3.5 а струм розряду в режимі зберігання складається з струму витоку конденсатора, струму навантаження і зворотного струму діода.

Недоліками схеми рис. 3.5 а є велика похибка при вибірці амплітудних значень малих сигналів, що виражається у відмінності запам'ятовуючої напруги від дійсного значення екстремуму сигналу на величину напруги відмикання діода ($U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - U$), а також вплив навантаження на час зберігання.

Для виключення впливу на похибка вибірки напруги U у схемі рис. 3.5 б використовується інтегральний підсилювач: компенсація U настає під дією негативного зворотного зв'язку, що приводить до малих відмінностей напруг на входах підсилювача під час вибірки ($\Delta U = U_{\text{вих.п.}}/K_u$, при $K_u \rightarrow \infty$, $\Delta U \rightarrow 0$ і $U^+ = U^-$ – тобто напруга на конденсаторі під час вибірки майже збігається з вхідною напругою). При цьому бажано використовувати підсилювачі з зовнішньою корекцією, які дозволяють зменшити похибку вибірки, обумовлену перерегулюванням при ємнісному навантаженні підсилювача.

Коли у схемі рис. 3.5 б вхідна напруга підсилювача виявляється меншою напруги на конденсаторі, до діода прикладається велика

зворотна напруга:

$$U_{зв} = |U_{нас}| + |U_{зб}|, \quad (3.7)$$

де $U_{нас}$ – напруга насичення на виході підсилювача (при напрузі живлення $\pm 15В$ напруга насичення зазвичай становить $\approx 14,5В$); $U_{зб}$ – напруга зберігання (на конденсаторі в режимі зберігання).

Наприклад, при максимальному значенні $U_{зб} = 10В$ до діода в режимі зберігання буде докладено зворотна напруга близько 25В. При цьому зворотний струм діода, провідний до зменшення часу зберігання, складе:

$$I_{зв.вд} = \frac{|U_{нас}| + U_{вих}}{R_{зв.вд}}. \quad (3.8)$$

Іншими складовими розрядного струму конденсатора в режимі зберігання в схемі рис. 3.5 б є струм навантаження, вхідний струм підсилювача і струм витоку конденсатора.

Отримати більший час зберігання можна, якщо знизити розрядні струми конденсатора. Так, установка на виході схеми рис.3.5 б повторювача напруги на інтегральному підсилювачі постійного струму дозволяє виключити вплив струму навантаження на розрядний струм конденсатора (рис.3.8). При цьому в якості DA2 зазвичай використовують підсилювачі з малими вхідними струмами.

У схемі детектора на двох підсилювачах (рис.3.9) опір R2 і додатковий діод VD1 дозволяють значно знизити складову розрядного струму конденсатора від зворотного струму діода VD в режимі зберігання.

Для цього опір R2 збирається багато менше зворотного опору діода VD1. У такому випадку в режимі зберігання потенціал в точці КТ1 буде в основному визначатися напругою $U_{вих}$ (а не $U_{вих.п.}$).

Оскільки при цьому $U_{вих}$ повторює напруга на конденсаторі (з точністю до DA2 помилки, що вноситься), то зворотній струм VD буде мінімальний. При виборі R2 необхідно врахувати, що під час вибірки вихід DA1 буде навантажений на вихід DA2 по ланцюгу відкритого VD1 і R2.

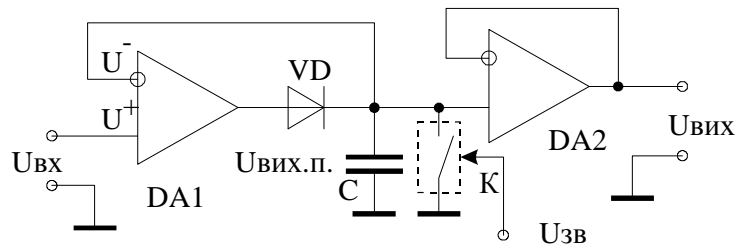


Рисунок 3.8 – Амплітудний детектор з повторювачем

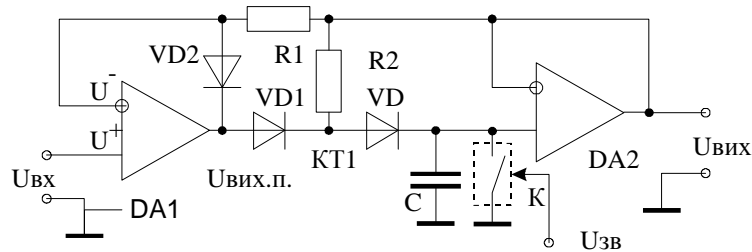


Рисунок 3.9 – Амплітудний детектор на двох підсилювачах

Для зниження часу вибірки необхідно зменшувати постійну часу зарядки ємності зберігання, застосовувати швидкодіючі підсилювачі або використовувати схемні рішення, що дозволяють зменшити вплив швидкості наростання вихідної напруги підсилювача на час вибірки. Наприклад, діод VD2 і резистор R1 (загальний негативний зворотній зв'язок) встановлені в схемі рис.3.9 для зменшення часу вибірки і похибки, внесеної підсилювачем DA2. Діод VD2 відкривається, коли детектор переходить в режим зберігання, не даючи підсилювача DA1 виходити в насичення. При цьому $U_{\text{вих.п.}}$ повторює вхідну напругу з точністю до U діода VD2 (порівняйте зі схемою рис.3.5 б, де на час вибірки істотно впливає швидкість наростання вихідної напруги інвертуючого підсилювача постійного струму через те, що під час зберігання інвертуючий підсилювач постійного струму знаходиться в насиченні).

Амплітудний детектор працює в режимі вибірки та зберігання. Режим роботи амплітудного детектора визначається вхідним сигналом. При зростанні вхідної напруги вона відстежується вихідною напругою схеми, а при зменшенні амплітудний детектор переходить в режим зберігання і запам'ятовує попереднє максимальне значення вхідної напруги. Ця напруга утримується на виході

детектора протягом деякого часу або до появи більшого сигналу на вході, або по команді скидання до вихідного стану.

Статичні похибки вибірки обумовлені дією статичних показників неідеальності ОП. Динамічні похибки вибірки виникають в першу чергу через обмежену швидкість наростання вихідної напруги підсилювача і викидів перехідного процесу при заряді ємності.

Час вибірки амплітудного детектора – це мінімальний час, необхідний для переходу з режиму зберігання в режим стеження за вхідним сигналом із заданою точністю. Цей час визначається тривалістю заряду запам'ятовуючого конденсатора і встановленням вихідної напруги з заданою точністю. Якщо цей час буде більше, ніж тривалість максимуму вхідного сигналу, то амплітудний детектор не зафіксує його дійсної величини.

Недоліком амплітудного детектора є велика похибка при вибірці амплітудних значень малих сигналів, що виражається у відмінності запам'ятовуючої напруги від дійсного значення екстремуму сигналу на величину напруги відмикання діода, а також вплив навантаження на час зберігання. При амплітудному детектуванні детерміновано-хаотичних сигналів статична похибка амплітудного детектора стає випадковою за рахунок непрогнозованої зміни сигналу.

Синхронне детектування засноване на операції перемноження вимірюваного вхідного сигналу з опорним сигналом. Коли вимірюваний і опорний сигнали синхронні, на виході синхронного детектора присутня постійна складова. Амплітуда даної постійної складової пропорційна амплітуді вхідного сигналу і залежить від фазового зсуву вхідного сигналу щодо опорного сигналу. Тобто в цьому випадку синхронний детектор працює подібно амплітудному детектору.

При подачі на вхід синхронного детектора негармонічного сигналу, сигнал матиме в загальному випадку безперервний спектр. В результаті множення його на гармонійний опорний сигнал з частотою, що відповідає середині спектра вимірюваного сигналу, в області нульової частоти сформується копія спектра вимірюваного сигналу. А низькочастотний фільтр пропустить на вихід тільки ту частину спектра, яка потрапляє в його область пропускання.

Тобто синхронний детектор працює як смуговий фільтр,

налаштований на частоту опорного сигналу і має смугу пропускання, яка рівна подвоєній полосі пропускання фільтра нижніх частот.

Частотна вибірка синхронного детектора визначається смугою пропускання фільтра низьких частот і може бути дуже високою.

Таким чином, синхронний детектор має такі властивості:

- володіє чутливістю до фази і амплітуди вимірюваного сигналу;
- володіє високою частотною вибіркою.

Використання синхронного детектора дозволило зменшити вплив випадкових завад на перетворювач.

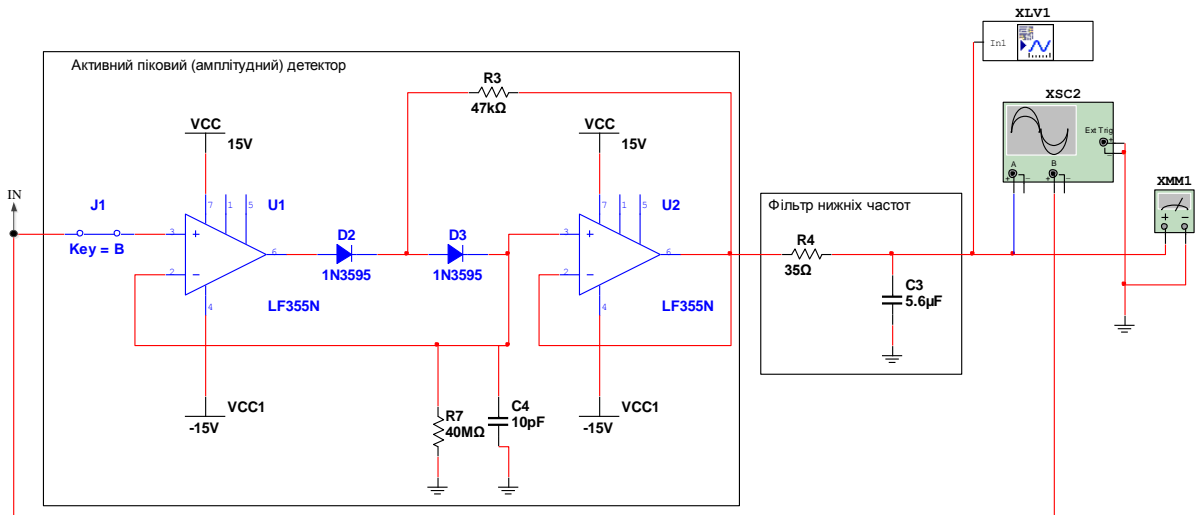


Рисунок 3.10 – Піковий (амплітудний) детектор

На рис. 3.11 наведено атрактор вихідного сигналу RL-діодного ГДЖК.

На рис. 3.12 наведена схема для вимірювання опорів, яка була вибрана для порівняння [17] з точки зору підвищення чутливості вимірювального перетворення опору в напругу.

Як первинний вимірювальний перетворювач тут використаний змінний резистор R2.

На рис. 3.13, 3.14 побудовані графіки залежності вихідної напруги від опору та чутливості напруги до змінення опору.

З графіків чутливості напруги до змінення опору видно, що при зменшенні опору чутливість збільшується.

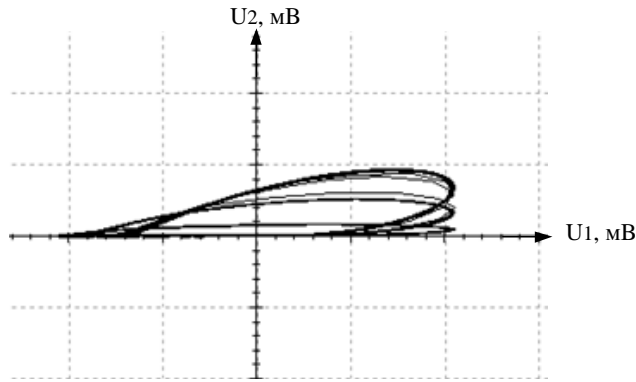


Рисунок 3.11 – Атрактор RL-діодного ГДХК

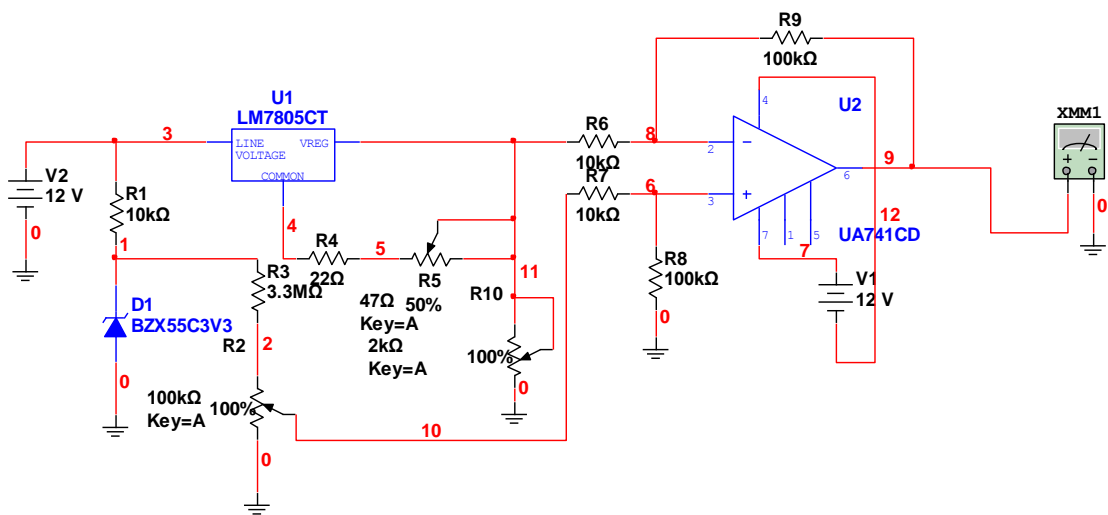


Рисунок 3.12 – Схема для вимірювання опорів [17]

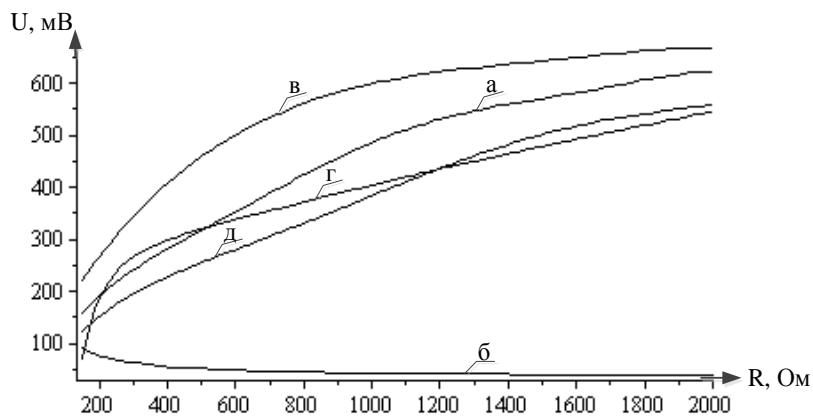


Рисунок 3.13 – Залежності вихідної напруги від опору: а – при $L=1500 \text{ мкГн}$, б – при $L=1000 \text{ мкГн}$, в - $L=800 \text{ мкГн}$, г – при $L=500 \text{ мкГн}$ (RL-діодного ГДХК); д – схема для вимірювання опорів [17]

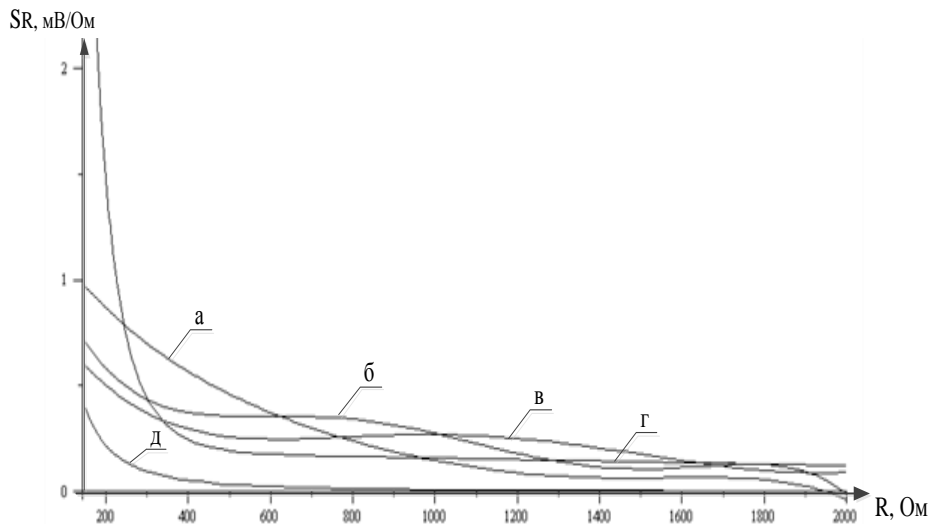


Рисунок 3.14 – Графіки чутливості: а – при $L=1500$ мкГн, б – при $L=1000$ мкГн, в - $L=800$ мкГн, г – при $L=500$ мкГн (RL-діодного ГДХК); д – схема для вимірювання опорів [17]

Виявлено, що чутливість вимірювального перетворення схеми RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань вища за чутливість порівнюваної схеми.

3.3 Реалізація резистивного перетворювача на основі RL-діодного 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 [21, 22]. В результаті отримуємо генератор синусоїдальних коливань (ГСК). Сигнал з якого поступає на генератор детерміновано-хаотичних коливань. ГДХК складається з діода 1N4007, індуктивності (в даній схемі три індуктивності, які перемикаються за допомогою джампера) та змінного резистора. З ГДХК 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.

На рис. 3.15 наведено структурну схему резистивного перетворювача на основі RL-діодного ГДХК. На рис. 3.16 наведено часові діаграми його роботи: 1 – вихід з кварцового генератора; 2 – вихід з подільника на 2; 3 – сигнал з ФНЧ; 4 – сигнал з підсилювача потужності; 5 – сигнал з синхронного детектора [Додаток Б, Г].

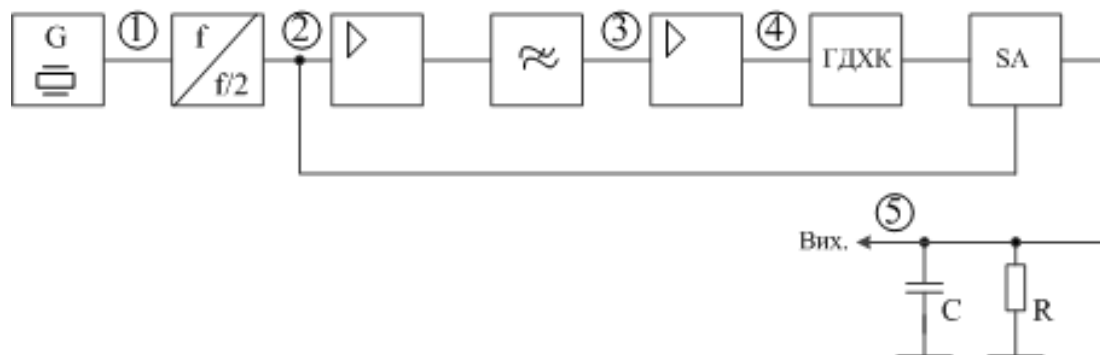


Рисунок 3.15 – Структурна схема резистивного перетворювача на основі RL-діодного ГДХК

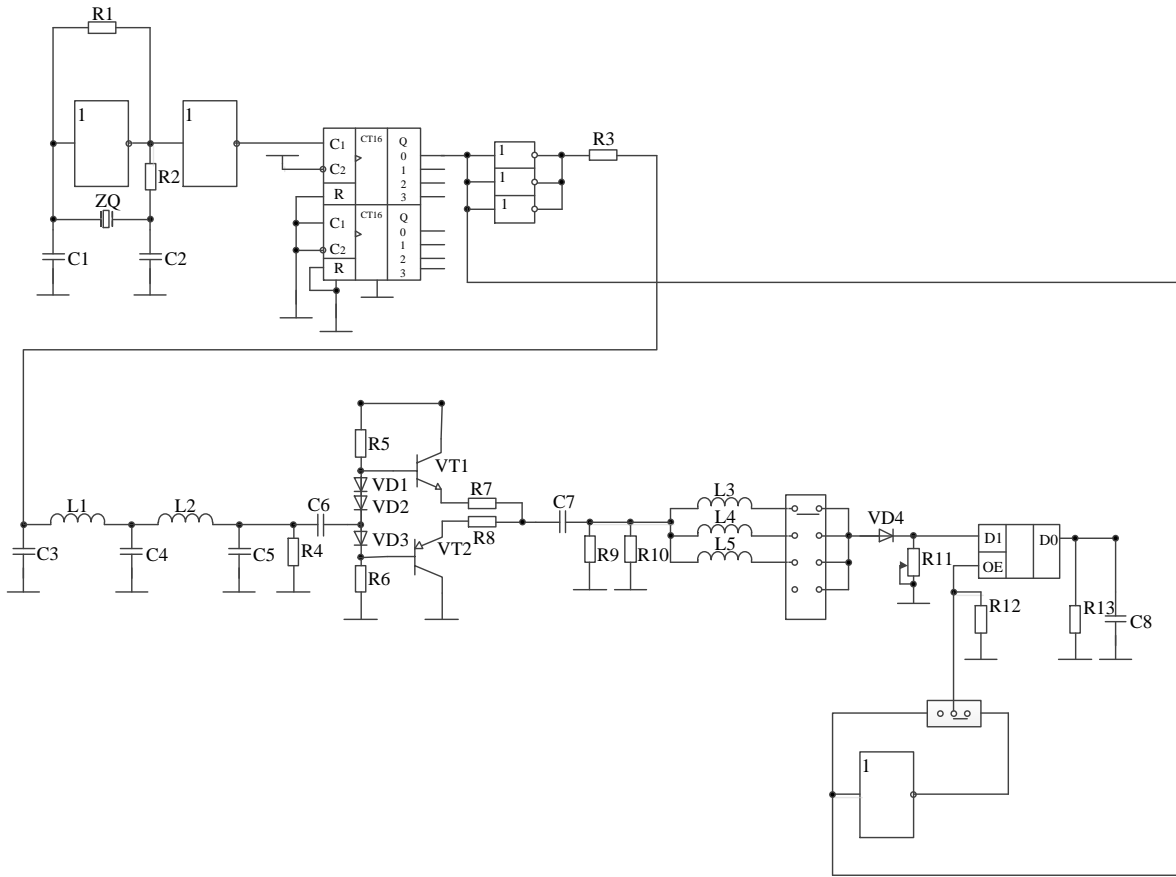


Рисунок 3.16 – Схема електрична принципова резистивного перетворювача на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

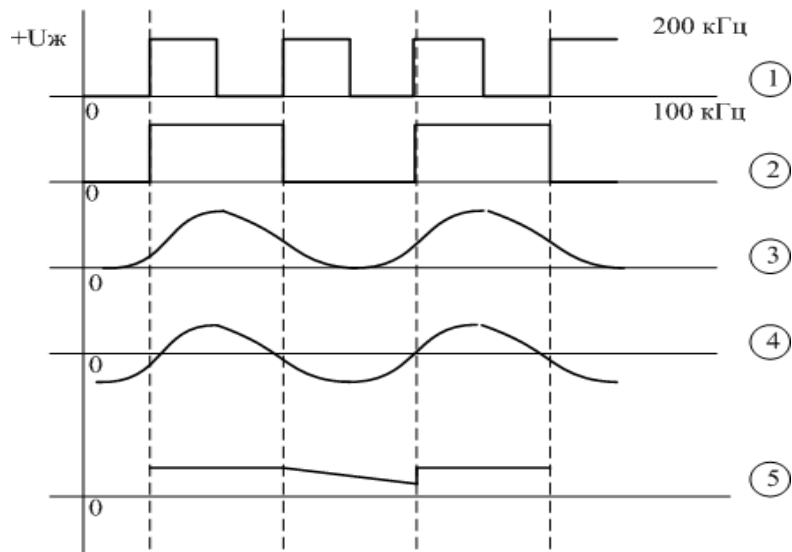


Рисунок 3.17 – Часові діаграми резистивного перетворювача на основі RL-діодного ГДХК

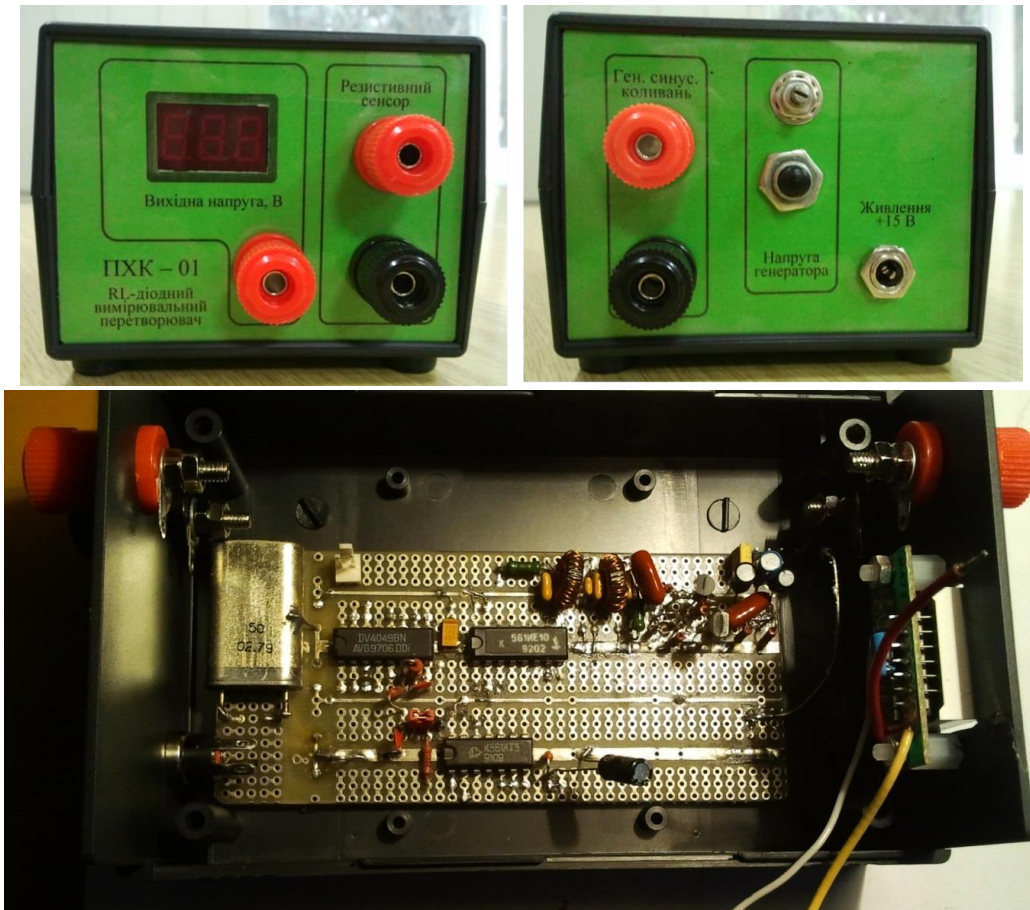


Рисунок 3.18 – Перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

3.4 Синхронний детектор

В синхронному детекторі (СД) знак коефіцієнта підсилення переключається не полярністю вхідної напруги, а зовнішньою керуючою напругою [19]. З цією ціллю можна застосувати ключі зі зміною знаку відповідно схемам, представленим на (рис. 3.19 і 3.20).

У відповідності з (рис. 3.21) СД може використовуватись в вимірювальному пристрої для того, щоб із сильно зашумленого сигналу виділяти амплітуду коливання, частота якого співпадає з частотою керуючої напруги, а фаза не змінна відносно фази керуючого сигналу. На (рис. 3.22) представлений особливий випадок. Очевидно, що тоді СД діє аналогічно двохнапівперіодному.

При або наряду з позитивними плоскими ділянками з'являються і негативні. В цьому випадку середнє значення вихідної напруги завжди менше, чим в розглянутих випадках.

Розрахуємо залежність вихідної напруги від частоти і фази. Вхідна напруга множитья на або з частотою керуючого сигналу.

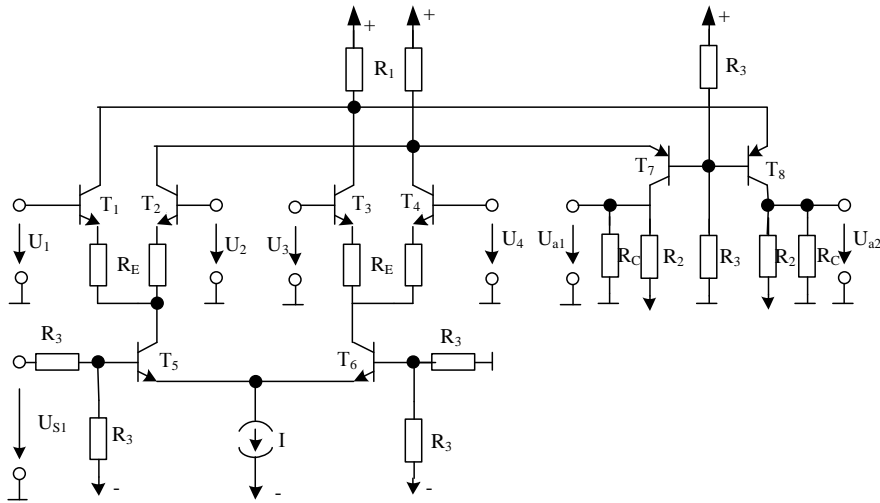


Рисунок 3.19 – Широкопуговий мультиплексор

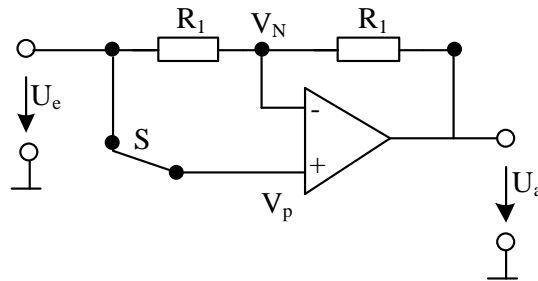


Рисунок 3.20 – Інвертуючий/неінвертуючий підсилювач

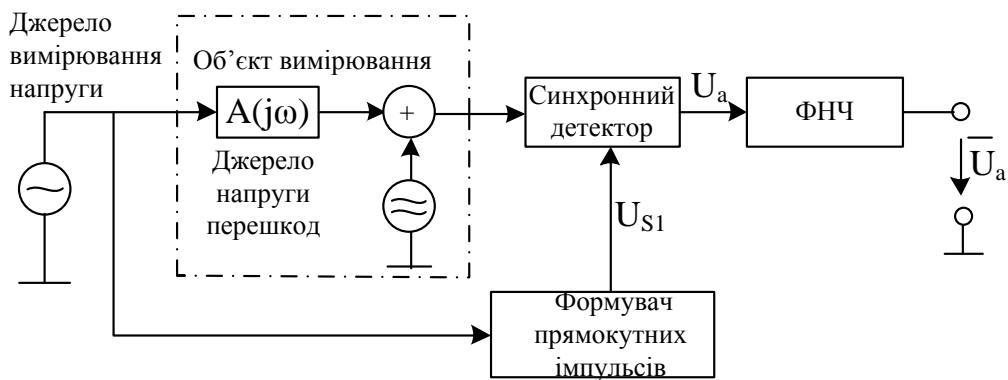


Рисунок 3.21 – Застосування СД для вимірювання зашумленого сигналу

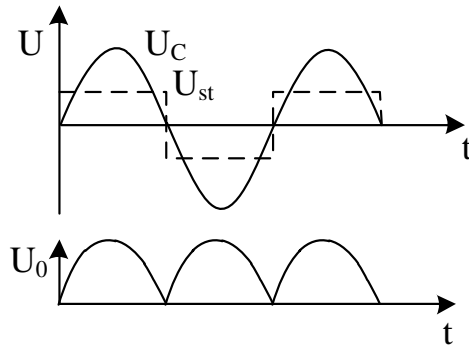


Рисунок 3.22 – Принцип дії синхронного детектора

Ця обставина математично виражається

$$U_a = U_e(t) \cdot S(t), \quad (3.9)$$

де

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{st} > 0, \\ -1 & \text{при } U_{st} < 0. \end{cases}$$

Застосувавши розклад в ряд Фур'є, знаходимо:

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{st} t, \quad (3.10)$$

де n – порядковий номер гармоніки.

Нехай вхідною напругою буде синусоїдальна змінна напруга з частотою $f_e = mf_{st}$, і фазовим зсувом відносно керуючої напруги – φ_m . Тоді користуючись (3.9) і (3.10) для вихідної напруги отримаєм

$$U_a(t) = \hat{U}_e \sin(m\omega_{st} t + \varphi_m) \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_{st} t. \quad (3.11)$$

Далі з цієї напруги ФНЧ формує середнє арифметичне значення. Користуючись допоміжною формулою

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{st} t + \varphi_m) dt = 0$$

і відношенням ортогональності

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_{st} t + \varphi_m) \sin l\omega_{st} t dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq l, \\ \frac{1}{2} \cos\varphi_m & \text{при } m = l, \end{cases}$$

з (3.11) знаходимо результат:

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} \hat{U}_e \cos\varphi_m & \text{при } m = 2n + 1, \\ 0 & \text{при } m \neq 2n + 1, \end{cases} \quad (3.12)$$

де $n = 0, 1, 2, 3 \dots \infty$.

Якщо вхідна напруга є випадковою сумішшю різних частот, в усереднену вихідну напругу вносять вклад тільки ті складові, частота яких рівна частоті керуючого сигналу або непарна кратна їй. Завдяки такій особливості синхронний детектор здатний слугувати селективним вимірювачем амплітуди. Крім цього, середнє значення вихідної напруги залежить від фазового зсуву між відповідною складовою вхідної напруги керуючої напруги, завдяки чому СД називають також фазочутливим випрямлячем.

При $\varphi_m = 90^\circ$ напруга \bar{U}_a перетворюється в нуль навіть при дотриманні частотної умови. В прикладі на рис. $m=1$, і $\varphi_m = 0$. В цьому випадку з (3.12) знаходимо:

$$\bar{U}_a = \frac{2}{\pi} \hat{U}_e. \quad (3.13)$$

Але це якраз і є середньо квадратичне значення синусоїдальної напруги при двохнапівперіодному випрямленню. Такий результат слідує з (рис. 3.20).

Як слідує з виразу (3.12), тільки ті вхідні напруги дають вклад в вихідну, частота яких рівна керуючій частоті або не парно кратна цій частоті. Але це справедливо лише в тих випадках, коли постійна часу фільтра нижніх частот безкінечно велика, що не тільки не реально, але й не бажано на практиці, так як тоді гранична частота рівнялась би

нулю, а вихідна напруга залишалась би взагалі не змінна в часі. При $f_g > 0$ синхронний детектор відсіює з вхідної напруги вже не дискретні частоти, а полоси шириною по $2f_g$. Рис. 3.23 дає наочне уявлення про фільтр з такою характеристикою.

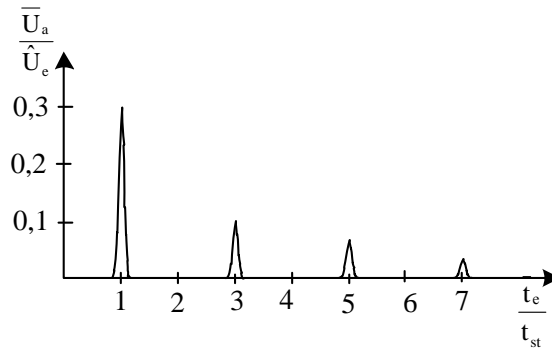


Рисунок 3.23 – Характеристика фільтра СД

Небажаний внесок непарних гармонік усувається, якщо замість ключа скористатися аналоговим помножувачем в якості СД, що дозволяє множити вхідну напругу не на прямокутну функцію $S(t)$, а на синусоїдальну $U_{st} = \hat{U}_{st} \sin \omega t$. Оскільки в останній немає гармонік, вираз (3.12) виконується тільки при $n=0$. Поклавши амплітуду керуючої напруги рівною величині E помножувача, замість (3.12) отримаємо

$$\bar{U}_a = \begin{cases} \frac{1}{2} \hat{U}_e \cos \varphi & \text{при } f_e = f_{st}, \\ 0 & \text{при } f_e \neq f_{st}. \end{cases} \quad (3.14)$$

Згідно (3.14) СД дає не просто амплітуду \hat{U}_a , а дійсну частину $\hat{U}_e \cos \varphi$ комплексної амплітуди \underline{U}_e . Для отримання її модуля $|\underline{U}_e| = \hat{U}_e$ фазу керуючої напруги за допомогою фазообертача можна змістити так, що вихідна напруга синхронного випрямляча виявиться максимальним. Тоді напруги $U_e(t)$ і $U_{st}(t)$ збіжаться по фазі, і у відповідності з виразом (3.14) отримаємо:

$$\bar{U}_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e = \frac{1}{2} |\underline{U}_e|_{f_e=f_{st}}. \quad (3.15)$$

Використання каліброваного фазообертача для зсуву фази керуючої напруги дозволяє вимірювати фазовий зсув, викликаний об'єктом вимірювання.

Зазвичай цікавляться тільки амплітудою певної спектральної складової вхідної напруги, а не його фазою. У цьому випадку можна відмовитися від синхронізації керуючої напруги, якщо скористатися двома синхронними випрямлячами (рис.3.24), керуючі напруги яких взаємно зміщені на 90° :

$$V_1(t) = E \sin \omega_{st} t, \text{ і відповідно } V_2(t) = E \cos \omega_{st} t, \quad (3.16)$$

де E – коефіцієнт помножувача, який використовується в синхронному детекторі.

Для отримання таких напруг особливо зручний генератор, схема якого наведена на (рис. 3.25).

Вихідна напруга двох СД містять тільки спектральну складову вхідної напруги з частотою f_{st} .

Вона характеризується фазовим зсувом φ відносно V_1 і записується в вигляді

$$U_e = \hat{U}_e \sin(\omega_{st} t + \varphi). \quad (3.17)$$

Згідно виразу (3.14) верхній синхронний детектор видає напругу

$$\bar{V}_3 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \cos \varphi, \quad (3.18)$$

а нижній

$$\bar{V}_4 = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sin \varphi. \quad (3.19)$$

Піднісши до квадрату і склавши їх, отримаємо не залежну від фази вихідну напругу:

$$U_a = \frac{1}{2} \hat{U}_e \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} = \frac{1}{2} \hat{U}_e \quad (3.20)$$

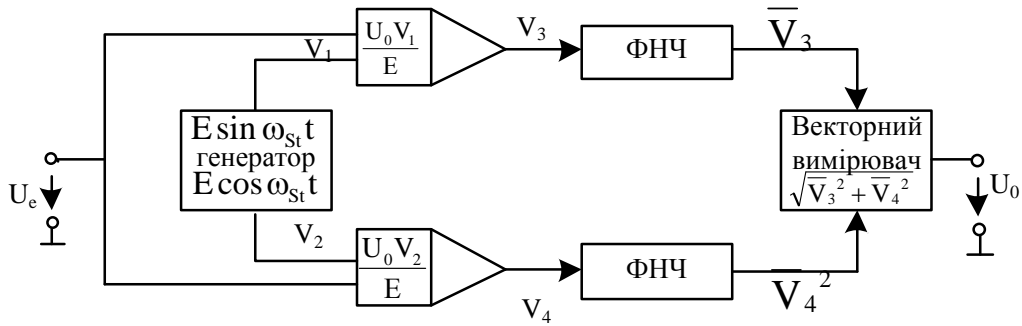


Рисунок 3.24 – Фазонезалежний СД

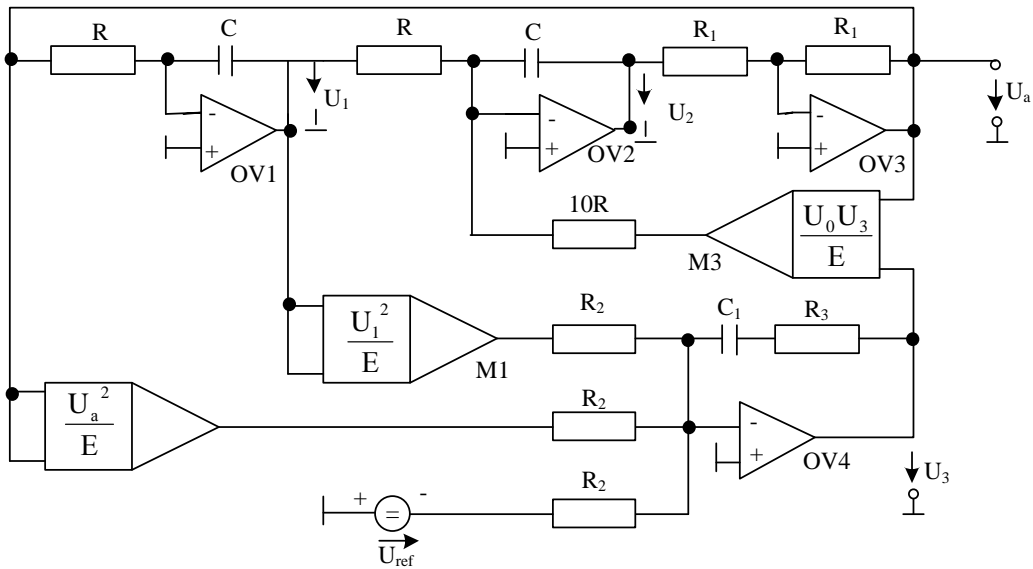


Рисунок 3.25 – Генератор, який використовує аналогові обчислення з прецизійним регулюванням амплітуди

Таким чином, схема здатна служити перебудовуваним селективним вольтметром. Його частотна смуга завжди дорівнює подвоєній граничній частоті ФНЧ. Реалізована добротність фільтру набагато вище, ніж у традиційних активних фільтрів. Він, наприклад, дозволяє без особливих труднощів фільтрувати сигнал на частоті 1 МГц із смугою 1 Гц, що відповідає добротності $Q = 10^6$.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ RL-ДІОДНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

4.1 Дослідження метрологічних характеристик резистивного перетворювача на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

Сумарна похибка вимірювань – це функція від багатьох змінних $\delta_{\Sigma} = f(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$.

Наведемо основні складові похибки вимірювання, які виникають в різних елементах структурної схеми, чи впливають на них зовні:

- відносна похибка первинного вимірювального перетворювача;
- відносна похибка нелінійності номінальної функції перетворення;
- похибка квантування, яка виникає внаслідок аналого-цифрового перетворення.

4.1.1 Оцінка статичних метрологічних характеристик

Рівняння перетворення

$$N_x = \frac{\frac{2}{\pi} (V_f^2 + \frac{RV_0}{R^2 + \omega^2 L^2} (\omega L \cos(\omega t) + R \sin(\omega t)))}{U_0} (2^n - 1), \quad (4.1)$$

де N_x – двійковий код; U_0 – опорна напруга; $\omega = 2\pi f$; n – розрядність аналого-цифрового перетворювача.

Знайдемо такі статичні метрологічні характеристики: номінальну функцію перетворення, чутливість, похибку нелінійності, адитивну і мультиплікативну складові похибок [4].

Вимірювальний перетворювач здійснює функціональне перетворення інформативного параметра R у двійковий код N_x . Крім інформативного сигналу на нього діють впливні величини до яких відносяться всі інші параметри, які мають безпосередній зв'язок з вихідною величиною N_x і спричиняють виникненню неінформативної складової перетворення.

Номинальний коефіцієнт перетворення або чутливість має наступний вигляд [4]:

$$S_R = \frac{dN_x}{dR} = \frac{2 \cdot \left(\frac{V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} \right) \cdot 2^n + 2 \cdot \left(\frac{RV_0 \sin(2\pi ft)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} \right) \cdot 2^n}{\pi U_0} - \frac{2 \cdot \left(\frac{2R^2 V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) \cdot 2^n}{\pi U_0}, \quad (4.2)$$

Зміна чутливості в діапазоні перетворення інформативного параметру R дорівнює:

$$S'_R = \frac{d^2 N_x}{2 \cdot dR^2} = \frac{1}{\pi U_0} \left(\left(\frac{2V_0 \sin(2\pi ft)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{6V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))R}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} - \frac{4R^2 V_0 \sin(2\pi ft)}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{8R^3 V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} \right) \cdot 2^n \right), \quad (4.3)$$

$$S''_R = \frac{d^3 N_x}{6 \cdot dR^3} = \frac{1}{3\pi U_0} \left(\left(-\frac{18V_0 \sin(2\pi ft)R}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{48V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))R^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} - \frac{6V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{24R^3 V_0 \sin(2\pi ft)}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} - \frac{48R^2 V_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^4} \right) \cdot 2^n \right). \quad (4.4)$$

Визначимо коефіцієнти впливу впливної величини L на вихідний параметр N_x вимірювального перетворення

$$\beta_{0L} = \frac{dN_x}{dL} = \frac{2 \left(\frac{2RV_0 \pi f \cos(2\pi ft)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{8RV_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f^2 L}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) \cdot 2^n}{\pi U_0}, \quad (4.5)$$

$$\beta'_{0L} = \frac{d^2 N_x}{2dL^2} = \frac{1}{\pi U_0} \left(\left(-\frac{32RV_0 \pi^3 f^3 \cos(2\pi ft)L}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{128RV_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^4 f^4 L^4}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} - \frac{8RV_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) \cdot 2^n \right) \quad (4.6)$$

Визначимо коефіцієнти впливу впливної величини V_f на вихідний параметр N_x вимірювального перетворення

$$\beta_{0Vf} = \frac{dN_x}{dV_f} = \frac{4V_f \cdot 2^n}{\pi U_0}, \quad (4.7)$$

$$\beta'_{0Vf} = \frac{d^2 N_x}{2dV_f^2} = \frac{2 \cdot 2^2}{\pi U_0}. \quad (4.8)$$

Визначимо коефіцієнти впливу впливної величини f на вихідний параметр N_x вимірювального перетворення

$$\beta_{0f} = \frac{dN_x}{df} = \frac{1}{\pi U_0} \left(2 \left(\frac{RV_0(2\pi L \cos(2\pi ft) - 4\pi^2 fL \sin(2\pi ft)t + 2R \cos(2\pi ft)\pi t)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{8RV_0(2\pi f \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) \cdot 2^n \right), \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \beta'_{0f} &= \frac{d^2 N_x}{2df^2} = \\ &= \frac{1}{\pi U_0} \left(\left(\frac{RV_0(-8\pi^2 L \sin(2\pi ft)t - 8\pi^3 fL \cos(2\pi ft)t^2 - 4R \sin(2\pi ft)\pi^2 t^2)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{16RV_0(2\pi L \cos(2\pi ft) - 4\pi^2 fL \sin(2\pi ft)t + 2R \cos(2\pi ft)\pi t)\pi^2 f^2 L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{128RV_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^4 f^2 L^4}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} - \frac{8RV_0(2\pi fL \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) \cdot 2^n \right). \quad (4.10) \end{aligned}$$

Коефіцієнт сумісного впливу інформативного параметру R та впливної величини L на номінальну чутливість S_R вимірювального перетворення дорівнює

$$\alpha_{oL} = \frac{d^2 N_x}{dRdL} = \frac{1}{\pi U_0} \left(2 \left(\frac{2V_0 \pi f \cos(2\pi ft)}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{8V_0(2\pi f L \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f^2 L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} - \frac{8RV_0 \sin(2\pi ft)\pi^2 f^2 L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) - \frac{4R^2 V_0 \pi f \cos(2\pi ft)}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{32R^2 V_0(2\pi f L \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f^2 L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} \right) \cdot 2^n \quad (4.11)$$

Коефіцієнт сумісного впливу інформативного параметру R та впливної величини V_f на номінальну чутливість S_R вимірювального перетворення дорівнює

$$\alpha_{oVf} = \frac{d^2 N_x}{dRdV_f} = 0 \quad (4.12)$$

Коефіцієнт сумісного впливу інформативного параметру R та впливної величини f на номінальну чутливість S_R вимірювального перетворення дорівнює

$$\alpha_{of} = \frac{d^2 N_x}{dRdf} = \frac{1}{\pi U_0} \left(2 \left(\frac{V_0(2\pi L \cos(2\pi ft) - 4\pi^2 f L \sin(2\pi ft)t + 2R \cos(2\pi ft)\pi t}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{8V_0(2\pi f L \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{2RV_0 \cos(2\pi ft)\pi t}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} - \frac{8RV_0 \sin(2\pi ft)\pi^2 f L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} \right) - \frac{2R^2 V_0(2\pi L \cos(2\pi ft) - 4\pi^2 f L \sin(2\pi ft)t + 2R \cos(2\pi ft)\pi t}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^2} + \frac{32R^2 V_0(2\pi f L \cos(2\pi ft) + R \sin(2\pi ft))\pi^2 f L^2}{(R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2)^3} \right) \cdot 2^n \quad (4.13)$$

Номінальну функцію перетворення вимірювального перетворення визначимо із рівняння розкладу в ряд Тейлора, з урахуванням рівнянь (4.2 – 4.4), за формулою

$$N_H = S_R \cdot R + S'_R \cdot R^2 + S''_R \cdot R^3. \quad (4.15)$$

Абсолютна похибка ΔN_H нелінійності номінальної функції перетворення дорівнює

$$\Delta N_H = S'_R \cdot (R - R_H)^2 + S''_R \cdot (R - R_H)^3, \quad (4.16)$$

де R_H – номінальне значення.

Відносну похибку δ_H нелінійності номінальної функції перетворення (4.16) визначимо за формулою

$$\delta_H = \frac{\Delta N_H}{S_R \cdot (R - R_H)}. \quad (4.17)$$

Абсолютну мультиплікативну похибку перетворення ΔN_M в умовах зміни індуктивності L на величину $\Delta L = L - L_H$ визначимо з рівняння

$$\Delta N_M = \alpha_{0L} \cdot R \cdot \Delta L. \quad (4.18)$$

Абсолютну мультиплікативну похибку перетворення ΔN_M в умовах зміни індуктивності V_f на величину $\Delta V_f = V_f - V_{fH}$ визначимо з рівняння

$$\Delta N_M = \alpha_{0V_f} \cdot R \cdot \Delta V_f. \quad (4.19)$$

Абсолютну мультиплікативну похибку перетворення ΔN_M в умовах зміни індуктивності f на величину $\Delta f = f - f_H$ визначимо з рівняння

$$\Delta N_M = \alpha_{0f} \cdot R \cdot \Delta f. \quad (4.20)$$

Абсолютна адитивна похибка перетворення ΔN_a в умовах зміни індуктивності на величину ΔL дорівнює

$$\Delta N_a = \beta_{0L} \cdot \Delta L + \beta'_{0L} \cdot \Delta L^2. \quad (4.21)$$

Абсолютна адитивна похибка перетворення ΔN_a в умовах зміни індуктивності на величину ΔV_f дорівнює

$$\Delta N_a = \beta_{0V_f} \cdot \Delta V_f + \beta'_{0V_f} \cdot \Delta V_f^2. \quad (4.22)$$

Абсолютна адитивна похибка перетворення ΔN_a в умовах зміни індуктивності на величину Δf дорівнює

$$\Delta N_a = \beta_{0f} \cdot \Delta f + \beta'_{0f} \cdot \Delta f^2. \quad (4.23)$$

Отримані результати аналітичних залежностей (4.2-4.23) основних статичних метрологічних характеристик наведені на (рис. 4.1-4.9).

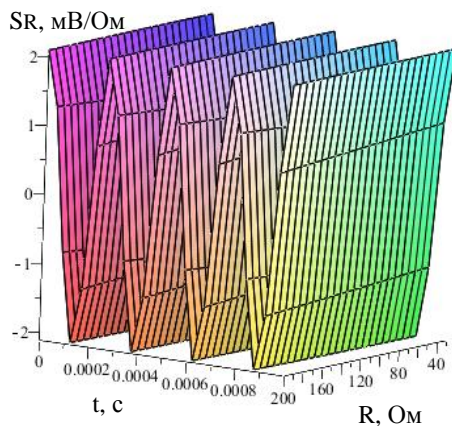


Рисунок 4.1 – Зміна чутливості в діапазоні зміни інформативного параметру

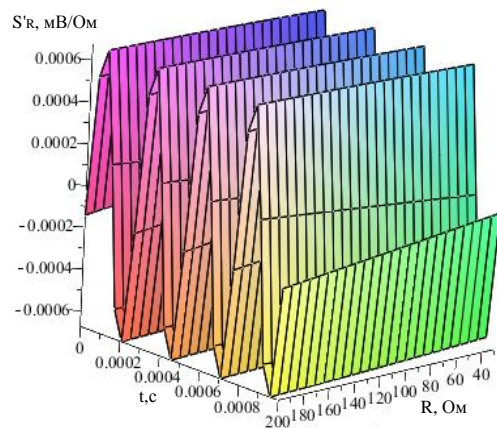


Рисунок 4.2 – Швидкість зміни чутливості

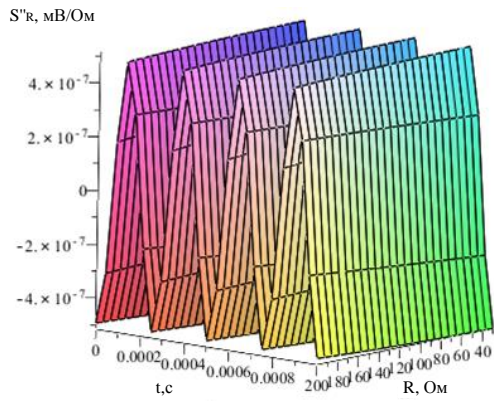


Рисунок 4.3 – Прискорення зміни чутливості в діапазоні перетворення

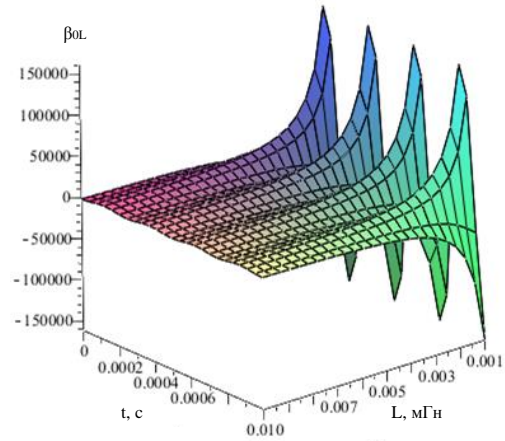


Рисунок 4.4 – Коефіцієнти впливу виливної величини

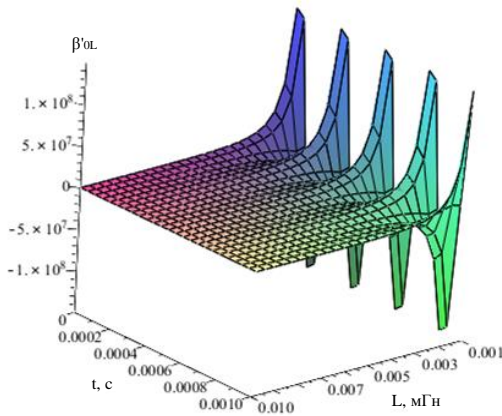


Рисунок 4.5 – Швидкість зміни коефіцієнта виливної величини по вихідному параметру вимірювального перетворення

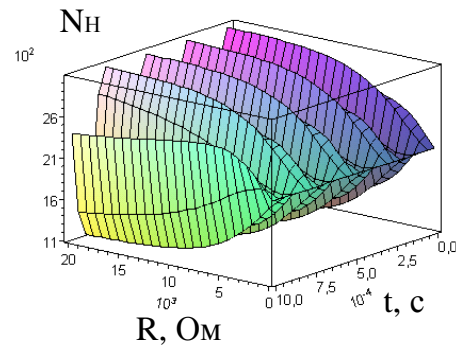


Рисунок 4.6 – Номінальна функція перетворення

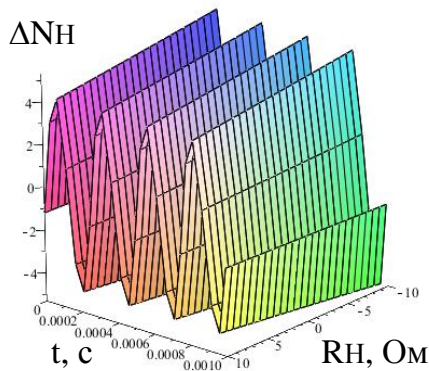


Рисунок 4.7 – Абсолютна похибка нелінійності $\Delta N_H(R_H, t)$

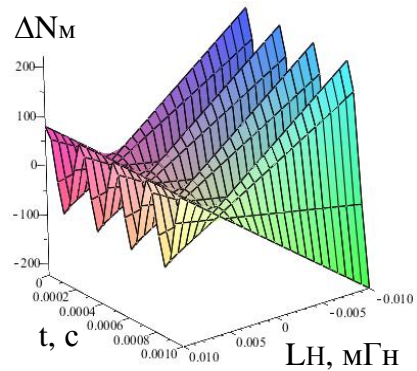


Рисунок 4.8 – Абсолютна мультиплікативна похибка $\Delta N_M(L_H, t)$

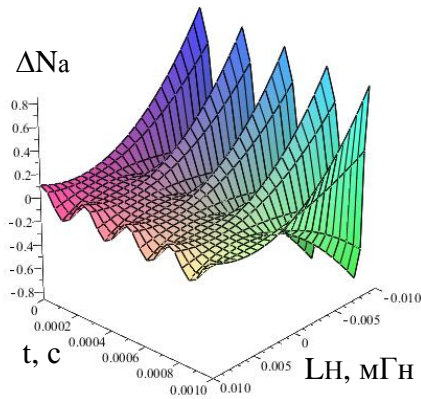


Рисунок 4.9 – Абсолютна адитивна похибка $\Delta N_a(L_H, t)$

4.1.2 Похибка аналого-цифрового перетворення. Похибка квантування АЦП згідно із [21, 22-24] має дві складові. Перша складова – це динамічна похибка, яка виникає під час квантування вхідної величини АЦП в часі. В результаті зміни вхідного сигналу результат перетворення буде невизначений на інтервалі перетворення. Для зменшення динамічної складової в сучасних АЦП використовується пристрій вибірки зберігання, які виконанні в одному корпусі. Сучасні АЦП [25, 26] дозволяють досягти часу перетворення менше 50 нс, що дає змогу при використанні таких АЦП знехтувати динамічною похибкою при подальших розрахунках.

Друга складова – похибка квантування. Вона складається з похибки цифрового представлення, що обумовлена квантуванням за рівнем (кінцева кількість дозволених рівнів сигналу) та інструментальної похибки АЦП. Інструментальна похибка АЦП зумовлена наявністю шумів та випадкових завад як у вхідному сигналі, так і у вузлах АЦП, що виникають в процесі виготовлення та експлуатації. Виникнення цієї похибки обумовлене багатьма факторами, а її закон розподілу наближається до нормального. В подальшому для спрощення розрахунків інструментальною похибкою знехтуємо, оскільки в сучасних АЦП вона є несуттєвою.

Похибка квантування

$$\delta_{\text{КВ}} = \frac{1}{N_x} \cdot 100\% , \quad (4.24)$$

де

$$N_x = \frac{U_x}{U_0} \cdot 2^n, \quad (4.25)$$

де U_x – вихідна напруга; U_0 – опорна напруга; n – кількість розрядів АЦП.



Рисунок 4.10 – Структурна схема резистивного перетворювача на основі ГДХК

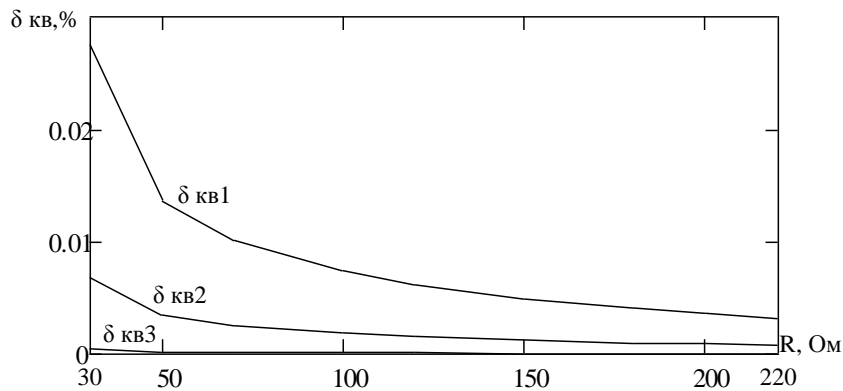


Рисунок 4.11 – Залежність похибки квантування ($\delta_{\text{кв1}}$ – при $n = 10$, $\delta_{\text{кв2}}$ – при $n = 12$, $\delta_{\text{кв3}}$ – при $n = 16$)

4.2 Експериментальні дослідження розробленого вимірювального перетворювача

4.2.1 Перетворювач опору в напругу на основі RL-діодного ГДХК

Рівняння перетворення:

$$U(R) = \frac{2.42599611589692}{10^9} \cdot R^5 - \frac{1.53778735353275}{10^6} \cdot R^4 + \frac{3.72489703129314}{10^4} \cdot R^3 - \frac{4.23003267833824}{10^2} \cdot R^2 + 2.84816743655923 \cdot R - 38.4446225237206 \quad (4.26)$$

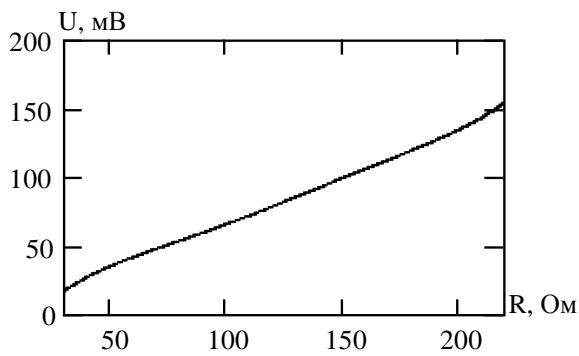


Рисунок 4.12 – Статична характеристика

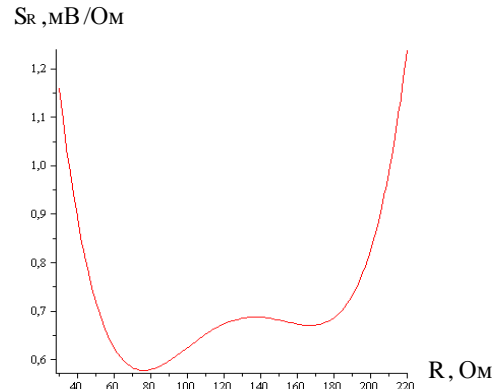


Рисунок 4.13 – Графік чутливості резистивного перетворювача на основі ГДХК при $L=4,7$ мГн

Резистивні подільники напруги. Схема найпростішого резистивного ПН зображена на (рис. 4.14) коефіцієнт поділу якого за умови, що навантаження подільника нескінченно велике (режим неробочого ходу), дорівнює

$$k_p = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad (4.27)$$

де $R_1 + R_2 = R_{\text{вх}}$ – вхідний опір ПН; $R_2 = R_{\text{вих}}$ – вихідний опір ПН.

Значення номінального коефіцієнта поділу вибирають з ряду: $1 \cdot 10^n$; $2 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$, де $n=0; 1; 2; 3; 4$, але переважно в серійних резистивних ПН $k_{\text{пн}}$ дорівнює 10:1; 100:1; 100000:1.

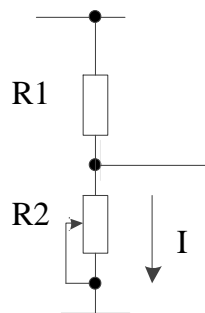


Рисунок 4.14 – Схема резистивного подільника напруги

Основні метрологічні характеристики резистивних ПН регламентовані ГОСТом 21282-93 [27], згідно з яким вони можуть мати один із таких класів точності: 0,0001; 0,0002; 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1, який чисельно дорівнює границі допустимої основної відносної похибки подільника $\delta_{\text{ПН.гр}}$.

З (4.27) вихідна напруга подільника дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}. \quad (4.28)$$

Чутливість подільника дорівнює

$$S = \frac{dU_{\text{вих}}}{dR_2}. \quad (4.29)$$

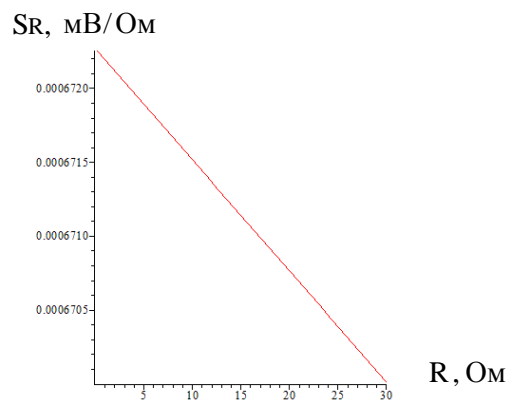


Рисунок 4.15 – Графік чутливості резистивного подільника напруги

Одинарний міст. Принципова схема моста наведена на рис. 4.16. Вихідна напруга одинарного мосту дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (4.30)$$

Чутливість одинарного мосту дорівнює

$$S = \frac{dU_{\text{вих}}}{dR_2} = -\frac{U_{\text{вх}} (R_1 R_4 - R_2 R_3)}{(R_1 + R_2)^2 (R_3 + R_4)} \quad (4.31)$$

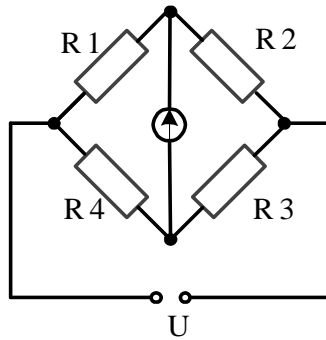


Рисунок 4.16 – Одинарний міст

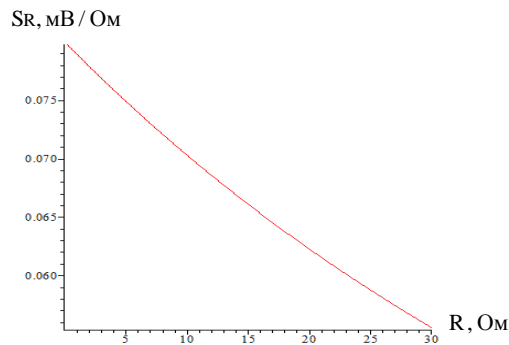


Рисунок 4.17 – Графік чутливості одинарного моста

4.2.2 Терморезистивний перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

Резистивні термоперетворювачі представляють собою пристрої, чутливі до зміни температури їх чутливого елемента (платини, міді). Опір RTD (50 Ом або 100 Ом при температурі 100 °С) збільшується із підвищенням температури, тобто вони мають позитивний температурний коефіцієнт опору (ТКО). У порівнянні з іншими температурними сенсорами, RTD виділяються підвищеною точністю (абсолютна похибка складає не більше 0,026 °С). RTD орієнтовані на використання в областях, де потрібна найвища точність визначення температури. Опір RTD змінюється лінійно залежно від температури, згідно рівняння (4.32)

$$R_{RTD}(T) = R_0(1 + \alpha T), \quad (4.32)$$

де R_0 – опір при температурі $0\text{ }^\circ\text{C}$; α – ТКО (платина – $3,911 \cdot 10^{-3}\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, мідь – $4,3 \cdot 10^{-3}\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$).

Для врахування більш тонких ефектів, що викликають невеликі відхилення температурної залежності від прямої лінії, використовують апроксимацію. Найбільш поширеною є апроксимація Cellendar-Van Dusen, що описується рівнянням (4.33)

$$R_{RTD}(T) = R_0(1 + C_1T + C_2T^2 + C_3(T - 100)^3), \quad (4.33)$$

де коефіцієнти C_1, C_2, C_3 знаходяться, наприклад, за методом найменших квадратів.

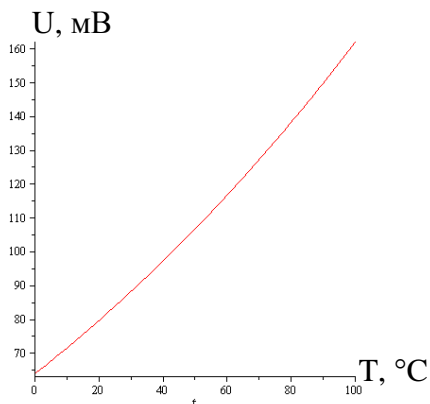


Рисунок 4.18 – Статична характеристика

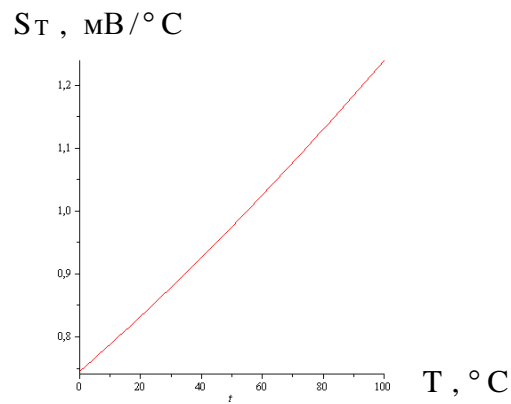


Рисунок 4.19 – Графік чутливості терморезистивного перетворювача на основі ГДХК

Таким чином, RTD з опором 50 Ом має температурний коефіцієнт $0,196\text{ Ом}/^\circ\text{C}$ для платини та $0,215\text{ Ом}/^\circ\text{C}$ для міді. Типові значення струмів збудження складають 250 мкА для платинових RTD та 1 мА для мідних RTD. При струмі збудження 1 мА та ТКО $0,215\text{ Ом}/^\circ\text{C}$ температурний коефіцієнт напруги на RTD буде дорівнювати $0,215\text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Тому для досягнення потенційної розрізнявальної здатності термосенсора $0,1^\circ\text{C}$ і при використанні 12-розрядного АЦП необхідний підсилювач з коефіцієнтом підсилення 125. Це призведе до суттєвого збільшення похибок вимірювання. Тому для створення

перетворювачів сигналу терморезистивних перетворювачів в напругу можна застосовувати властивості хаотичних систем у вимірюваннях.

4.2.3 Тензорезистивний перетворювач на основі RL-діодного ГДХК

Тензорезистивні перетворювачі широко використовуються в даний час для вимірювання механічних величин, таких як сила, маса, деформація, тиск [36].

Принцип дії тензорезисторів опору заснований на використанні тензорезистивного ефекту. Суть тензоефекту полягає в зміні активного опору провідників і напівпровідників при їхній механічній деформації. Під дією інформативного параметра (зусилля Q) мембрана деформується, що, в свою чергу, викликає зміну опору $\Delta R = \frac{Q}{S_{\square}}$, де S_{\square} – чутливість тензорезистивного перетворювача [Г/Ом].

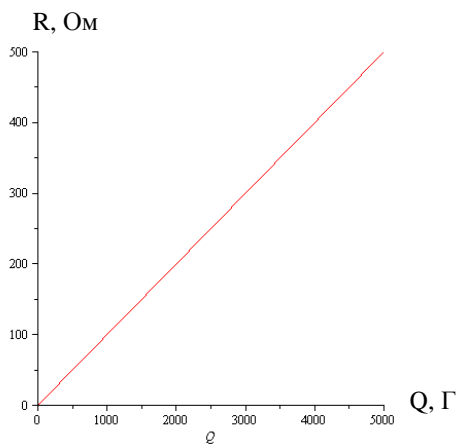


Рисунок 4.20 – Статична характеристика

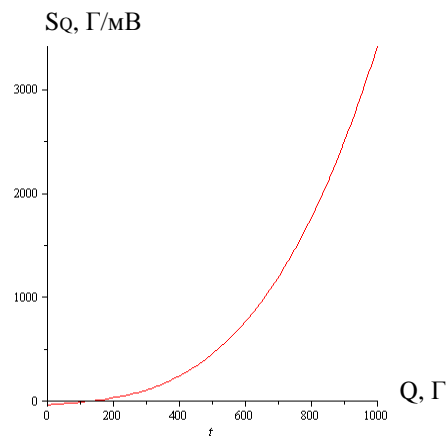


Рисунок 4.21 – Графік чутливості тензорезистивного перетворювача на основі ГДХК

ПІСЛЯМОВА

В монографії на основі виконаних досліджень розв'язано науково-практичну задачу створення резистивного перетворювача фізичних величин на основі генераторів детермінованого-хаотичного сигналу.

У галузі теоретичних та експериментальних досліджень:

- проаналізовано існуючі методи та засоби вимірювання резистивних вимірювальних перетворювачів;

- проаналізовано існуючі методи та засоби технічної реалізації генераторів детерміновано-хаотичних коливань;

- розроблено математичні моделі генераторів детерміновано-хаотичних коливань;

- виконано експериментальну перевірку математичних моделей генераторів детерміновано-хаотичних коливань;

- розроблено метод та засіб вимірювання резистивних вимірювальних перетворювачів;

- оцінено основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу засобу вимірювання параметрів резистивних перетворювачів;

- виконано експериментальні дослідження, що підтверджують адекватність розроблених теоретичних моделей, ефективність запропонованих методів і створеного на цій основі засобу вимірювання параметрів резистивних перетворювачів.

У галузі практичного використання:

- створено детерміновано-хаотичний резистивний вимірювальний перетворювач з підвищеною чутливістю;

- математичні моделі, що отримані в роботі, можуть бути використані для інженерного розрахунку функції вимірювального перетворення та чутливості резистивних перетворювачів.

- розроблено структуру та принципову схему вимірювального перетворювача опору в напругу на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник: У 2 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. 2. Вимірювальна техніка. – 656 с.
2. Справочник по электроизмерительным приборам / К.К. Илюнин, Д.И. Леонтьев, Л.И. Небебина и др.; Под ред. К.К. Илюнина. – 3-е изд. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 784 с.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.
4. Основи метрології та електричних вимірювань: підручник / Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю., Володарський Є. Т., Грабко В. В. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 522 с.
5. 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.
6. Семейство схемы Чуа [Электронный ресурс] / Сюсань У. // ТИИЭР, 1987. – Т.75, №8. – С. 55.
7. Введение в теорию хаотических систем для инженеров [Электронный ресурс] / Т.С. Паркер, Л.О. Чуа // ТИИЭР, 1987. – Т.75, №8. – С. 6 – 40. – Режим доступа к журналу: <http://it.fitib.altstu.ru/index.php?action=show&show=140>.
8. K. Gopakumar, V. Premlet, K.G. Gopehandran 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>
9. Метод вимірювання з використання хаотичного генератора [Електронний ресурс] / В.Ю. Кучерук, В.С. Маньковська// Контроль і управління в складних системах: ІХ 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.

10. Ермолаев Ю.Л. Электронная синергетика/ Ермолаев Ю.Л., Санин А.Л. – Л.: Изд-во ЛГУ, Л. – 1989. – 248 с.
11. Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение: пер. с англ./ Шустер Г. – М.: Мир. – 1988. – 240 с.
12. Воронов С.С. Измерительная техника/ Воронов С.С., Колпаков Л.В., Кузнецов В.А. – 1996. – № 12. – 16 с.
13. Электрические схемы с хаотическим поведением [Электронный ресурс] / Хаслер М.Ж. // ТИИЭР, 1987. - Т.75, №8. – С. 40 – 54. – Режим доступа к журналу: <http://it.fitib.altstu.ru/index.php?action=show&show=140>.
14. Кучерук В.Ю. Метод параметричних вимірювань з використанням генератора хаотичних коливань/ В.Ю. Кучерук, В.С. Маньковська// Комп'ютерні науки та інженерія: III Міжнародна конференція молодих вчених CSE-2009, 14-16 травня, 2009р.: тези доповіді. – Львів, 2009. – С. 341.
15. Кучерук В.Ю. Параметричні вимірювання на основі генератора хаотичних коливань/ В.Ю. Кучерук, В.С. Маньковська// Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси: Друга міжнародна науково-практична конференція, 25-28 травня, 2009р.: тези доповіді. – Київ, 2009. – С. 72.
16. Кучерук В.Ю. Метод вимірювання на основі генератора хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Маньковська В.С.// Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування: IV Міжнародна науково-технічна конференція СПРТП-2009, 8-10 жовтня, 2009р.: тези доповіді. – Вінниця, 2009. – С. 75.
17. 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.
18. Новиков В. Измерение малых сопротивлений /Новиков В.// Радиомир. – 2011. – № 2. – С.24-25.
19. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
20. Метод параметричних вимірювань з використанням генератора хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Маньковська В.С.// Вісник Інженерної академії України. – 2009. - №1. - С. 116 – 120.
21. Кучерук В.Ю., Севастьянов В.М., В.С. Маньковська/

Перетворювач опору в напругу на основі RL-діодного генератора хаотичних коливань / Патент України на корисну модель №76973, G 01 R 27/00. - u201207808; заявл. 25.06.2012; опубл. 25.01.2013, бюл. №2

22. Кучерук В.Ю. Севастьянов В.М., В.С. Маньковська, Овчинников К.В./ Перетворювач опору в напругу на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань/ Патент України на корисну модель №88493, G 01 R 27/00. - u201306533; заявл. 27.05.2013.; опубл. 25.03.2014, бюл.№6

23. 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

24. Метод генератора хаотичних коливань: контроль параметрів нелінійних хаотичних систем/ Кучерук В.Ю., Маньковська В.С.// Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія “Обчислювальна техніка та автоматизація” збірник наук. праць. випуск 19(169) Донецьк, ДонНТУ 2010. – С. 223-227

25. Введение в теорию хаотических систем для инженеров [Электронный ресурс] /Паркер Т.С., Чуа Л.О. // ТИИЭР, 1987. – Т.75, №8. – С. 6. – Режим доступа к журналу: <http://it.fitib.altstu.ru/index.php?action=show&show=140>.

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

27. Параметричні вимірювання з використанням генератора хаотичних коливань / Кучерук В.Ю., Маньковська В.С., Дудатьєв І.А.// Міжнародний науково-технічний журнал “Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія” № 1(17) 2010. – С. 99-103

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

29. Використання прецизійних генераторів хаотичних коливань у вимірювальній техніці / Кучерук В.Ю., Маньковська В.С., Севастьянов В.М.// Вісник Інженерної академії України. - 2011. - №3-4. – С. 152-156

30. Кучерук В.Ю. Перетворювач опору в напругу з використанням RL-діодного генератора хаотичних коливань / Кучерук В.Ю., Севастьянов

В.М., Маньковська В.С. // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2012. № 6(82). – С. 129-133

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

32. Воронов С.С. Измерительная техника/ Воронов С.С., Колпаков Л.В., Кузнецов В.А. – 1996. – № 12. – 16 с.

33. Кучерук В.Ю. Обґрунтування доцільності використання генераторів хаотичних коливань у приладах контролю фізичних величин/ Кучерук В.Ю., Севастьянов В.М., Маньковська В.С.// Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси: Четверта міжнародна науково-практична конференція, 23-25 травня, 2011р.: тези доповіді. – Київ, 2011. – С. 172-174

34. Кучерук В.Ю. Про основні принципи створення вимірювальних пристроїв з використанням генераторів хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Севастьянов В.М., Маньковська В.С.// Перша міжнародна наукова конференція пам'яті професора Володимира Поджаренка “Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах” (ВКДТС-2011), 18-20 жовтня, 2011р.: тези доповіді. – Вінниця, 2011. – С. 91

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

36. Кучерук В.Ю. Тензорезистивний перетворювач на основі RL-діодного генератора хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., 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

37. Kucheruk V.Y. Resistance-to-voltage converter based on RL-diode generator of chaotic oscillations/ Kucheruk V.Y., Sevastyanov V.M., Mankovska V.S. // International Ukrainian-Japanese Conference on Scientific and Industrial Cooperation; 24 – 25 October 2013. – Odessa: ONPU, 2013. – P. 109-111

38. Кучерук В.Ю. Ємнісний перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю.,

Севастьянов В.М., Маньковська В.С., Трачук М.О.// 2-а Міжнародна наукова конференція “Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах” (ВКДТС-2013), 29-31 жовтня, 2013р.: тези доповіді. – Вінниця, 2013. – С. 96-97

39. Kucheruk V.Y. Research of the «determined chaos» phenomenon in the RL-diode electric circuit of sinusoidal current/ Katsyv S.Sh., Mykhalko M.V., Kucheruk V.Y., Mankovska V.S.// Proceeding the Sixth World Congress “Aviation in the XXI-st Century”, volume 1, September 23-25, Kyiv, 2014, p. 1.10.20-1.10.24

40. Кучерук В.Ю. Хаотичні коливання в RL-діодних колах високочастотного синусоїдного струму/ Кучерук В. Ю., Каців С. Ш., Маньковська В.С.// Контроль і управління в складних системах: XII Міжнародна конференція КУСС-2014, 14-16 жовтня, 2014 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2014. – С. 65

41. Кучерук В.Ю. Ємнісний перетворювач рівня на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Маньковська В.С., Трачук М.О.// Контроль і управління в складних системах: XII Міжнародна конференція КУСС-2014, 14-16 жовтня, 2014 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2014. – С. 64

42. Кучерук В.Ю. Перетворювач ємності в напругу на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Севастьянов В. М., Маньковська В.С., Трачук М. О.// Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement -2015» 2-6 лютого, 2015 р.: тези доповіді. Славське, 2015. – С. 66-67

43. Кучерук В.Ю. Дослідження чутливості RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань/ Кучерук В.Ю., Маньковська В.С.// Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи: II Міжнародна науково-практична конференція, 28-30 травня, 2015 р.: тези доповіді. – Львів, 2015. – С. 206-207

44. Вимірювальні перетворювачі: лабораторний практикум/ Кучерук В. Ю., В.М. Севастьянов, О.Г. Ігнатенко, В.С. Маньковська – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 183 с.

45. Электрические схемы с хаотическим поведением [Электронный ресурс] / Хаслер М.Ж. // ТИИЭР, 1987. - Т.75, №8. – С. 40 – 54. – Режим доступа к журналу: <http://it.fitib.altstu.ru/index.php?>

action=show&show=140.

46. Шахтарин Б.И., Кобылкина П.И., Сидоркина Ю.А., Кондратьев А.В., Митин С.В. Генераторы хаотических колебаний: учебное пособие. – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 248 с.

47. Мацумото Т. Хаос в электронных схемах. ТИИЭР Т.75 №8 1987. С.66-87.

48. Chua, LO., Komuro, M., Matsumoto, T. [1986] “The Double Scroll Family” IEEE Transactions on Circuits & Systems, vol.CAS-33, no.11, pp.1073-1118.

49. S.S. Voronov, L.V. Kolpakova, V.A. Kuznetsov Measurement methods using the properties of nonlinear dynamic systems. Measurement techniques. Vol.39 N12, 1996. p. 1188-1190

50. Воронов С.С., Колпакова Л.В., Кузнецов В.А. Метод хаотического генератора: подходы к диагностированию параметров нелинейных хаотических систем. //Измерительная техника.-2000.-№5.

51. Wu, C.W., Rulkov, N.F. Studying chaos via 1-D maps- a tutorial.- IEEE Transactions on Circuits & Systems I-Fundamental Theory & Applications, vol.40,1993, no.10, pp.707-721.

52. Aissi C., Kazakos D.A., Review of Chaotic Circuits, Simulation and Implementation. Proceeding of the 10th WSEAS International Conference on Circuits, Vouliagmeni, Athens, Greece, July 10-12, (2006), 125-131.

53. Alam J., Anwar S.: Chasing Chaos with an RL-Diode Circuit. LUMS School of Science and Engineering. – March 24, 2010.

54. Azzonz A., Hasler M.: Orbits of the RL-Diode. Circuits and Systems, Vol. 37, (1990), n. 11, 1330-1338.

55. Korotkii V.P.: Transducer in a Dynamic Chaos Regime. Measurement Techniques October 2001, Volume 44, n. 10, 989 -92 Transl. from Izmieritel'naja Tekhnika (2001) n.10, 17-19.

56. Satoshi Tanaka, Jun Noguchi, Shinichi Higuchi, Takashi Matsumoto. Bifurcation Analysis of a Driven RL-Diode Circuit. Математический анализ (1991). n. 760, 111-128.

57. Воронов С.С., Колпакова Л.В., Кузнецов В.А. Метод измерения с использованием свойств нелинейных динамических систем. //Измерительная техника.-1996.-№12.-С.16-18.

58. Браславский Д.А., Петров В.В. Точность измерительных

устройств. - М.: Машиностроение, 1976. –312 с.

59. 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.

60. 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>

61. 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

62. Дмитриев А.С., Кислов В.Я. Стохастические колебания в радиофизике и электронике. – М.: Наука, 1989. – 280 с.

63. Elwakil A.S. Nonautonomous pulse-driven chaotic oscillator based on Chua's circuit // IEEE Transactions/ 2003/ 0-7803-7761-3/03. P. 136-139.

64. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.

65. В.Д. Цюцюра Метрологія та основи вимірювань: навч. посіб./ В.Д. Цюцюра, С.В. Цюцюра. – К., “Знання – Прес”, 2003. – 256 с.

66. В.О. Поджаренко Метрологія та вимірювальна техніка/ В.О. Поджаренко, В.В. Кухарчук, П.І. Кулаков, О.Г. Ігнатенко. – Вінниця: ВНТУ, 2000. – 65 с.

67. Хакен Г. Синергетика/ Г. Хакен. – Москва: Мир, 1980. – 406 с.

68. Пригожин И. Р. От Сущестующего к Возникающему. Время и сложность в физических науках/ И.Р. Пригожин. – М.: Наука, 1985. – 326 с.

69. Пригожин И. Порядок из хаоса: Новый диалог человека с природой/ Пригожин И., Стенгерс И. – М.: Прогресс, 1986. – 141с.

70. Пригожин И. Познание сложного: пер. с англ. / Николис Г., Пригожин И. – Изд. 2 – е стер. – Едиториал УРСС, 2003. – 344 с. – ISBN 5-354-00273-7.

71. Мандельброт Б. Фракталы в физике/ Мандельброт Б. – М.:

Мир, 1988. – 656 с.

72. Опанасюк А.С. Сучасна фізична картина світу: конспект лекцій для студ./ Опанасюк А.С., Лопаткін Р.Ю. – Суми: СУМ ДУ, 2004. – 86 с.

73. Дмитриев А.С. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи/ Дмитриев А.С., Панас А.И. – М.: Физ. – мат. лит., 2002. – 252 с.

74. Генерация последовательности хаотических импульсов при воздействии периодического на динамическую систему/ Дмитриев А.С., Єфремова Е.В., Кузьмин Л.В.// Письма в ЖТФ. – 2005. - Т. 31. Вып. 22. – 29 с.

Підписано до друку 05.07.2021. Формат 60×84 1/16. Папір офсетний
Умовн. друк. арк. 7,38. Обл. вид. арк. 3,81. Зам. № 983.
Наклад 50 прим.

Видавець «ФОП Середняк Т.К.», 49000, Дніпро, 18, а/с 1212
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного
реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої
продукції ДК № 4379 від 02.08.2012.

Ідентифікатор видавця в системі ISBN 8010
49000, Дніпро, 18, а/с 1212
тел. (096)-308-00-38, (056)-798-04-00
E-mail: 7980400@gmail.com

Віддруковано на базі поліграфічно-видавничого центру «Арбуз»
49000, Дніпро, 18, а/с 1212
тел. (066)-55-312-55, (056)-798-22-47
E-mail: arbuz.in.ua@gmail.com
www.arbuz.in.ua