

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМ. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО ”  
Факультет електроніки  
Кафедра електронної інженерії

"На правах рукопису"

УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ В. І. Тимофєєв  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.


## Магістерська дисертація

зі спеціальності 153 мікро- та наносистемна техніка


на тему «Метод та засіб вимірювання індуктивності на основі перехідної  
характеристики»

Виконав студент 2 курсу, групи ДМ-11мп

Дакал Богдан Олександрович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

  
(підпис)

Науковий керівник доц. каф. ЕІ, доц., к.т.н. Витязь О.О.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

  
(підпис)


Консультант \_\_\_\_\_  
(назва розділу) \_\_\_\_\_ (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Рецензент доц. каф. ЕПС, доц., к.т.н. Михайлов С.Р.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

  
(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації  
немає запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.

Студент   
(підпис)

Київ - 2022 року

Форма № Н-9.01

**Національний технічний університет України  
“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки  
Кафедра електронної інженерії  
Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за  
Освітньо-професійною програмою  
Спеціальність 153 мікро- та наносистемна техніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ****Завідувач кафедри**

\_\_\_\_\_ В. І. Тимофєєв  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**З А В Д А Н Н Я****НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ**

Дакалу Богдану Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Метод та засіб вимірювання індуктивності на основі перехідної характеристики

Науковий керівник Витязь Олег Олексійович доц. к.т.н.,  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від “08” листопада 2022 року № 4092-с

2. Строк подання студентом дисертації 16.12.2022

3. Об'єкт дослідження Метод та засіб вимірювання індуктивності реактивного двополюсника

4. Предмет дослідження Схемна реалізація вимірювача індуктивності та її метрологічні характеристики (похибка вимірювання не більше 5 % в діапазоні від 100 мкГн до 10 Гн).

5. Перелік питань, які потрібно розробити

Огляд існуючих методів вимірювання індуктивності; пошук запатентованих методів вимірювання індуктивності; вивчення метрологічних аспектів вимірювання індуктивності; розробка методу вимірювання індуктивності на основі визначення її впливу на часові характеристики перехідних процесів, розробка схеми фіксації часової координати особливої точки реакції на експоненціальний імпульс; обчислення перехідної характеристики схеми вимірювача індуктивності; розробка цифро-аналогової схеми вимірювача індуктивності; тестування розробленого пристрою; визначення метрологічних характеристик вимірювача індуктивності.

## 6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу

1. Функціональна модель вимірювача індуктивності. 2. Аналогова частина схеми вимірювача індуктивності 3. Цифрова частина схеми вимірювача індуктивності. 4. Алгоритм роботи мікроконтролера. 5. Результати симуляції аналого-цифрової схеми. 6. Залежності похибки вимірювання від допуску компонентів схеми. 7. Графіки та таблиці для презентації результатів.

## 7. Орієнтовний перелік публікацій

1. Нестерук Д.М., Квітка С.О., Галько С.В. Методи і засоби вимірювань електричних та неелектричних величин: навчальний посібник – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2017. – 206 с.

2. Мандзій Б.А., Писаренко Л.Д., Стахів П.Г. Основи теорії електронних кіл: (друге видання: доопрацьоване і доповнене) – К.: НТУУ «КПІ», 2013.- 416 с.

## 8. Консультанти розділів дисертації


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 05.09.22

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд запатентованих методів вимірювання індуктивності	05.09-26.09	виконано
2	Розроблення аналого-цифрової схеми вимірювача індуктивності	27.09-23.10	виконано
3	Розробка програмного коду для мікроконтролера	24.10-13.11	виконано
4	Дослідження метрологічних характеристик розробленого пристрою	14.11-27.11	виконано
5	Підготовка пояснювальної записки дисертації	28.11-07.12	виконано
6	Підготовка презентації	08.12-11.12	виконано
7			

Студент

  
(підпис)

Дакал Б.О.  
(прізвище та ініціали)

Науковий керівник роботи

  
(підпис)

Витязь О.О.  
(прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 148 с., 4 ч., 9 табл., 59 рис., 3 дод., 28 джерел.

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ, РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ІНДУКТИВНОСТІ, АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ВИМІРЮВАЧ ІНДУКТИВНОСТІ, МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИМІРЮВАЧА ІНДУКТИВНОСТІ.

Об'єктом дослідження є новий метод вимірювання індуктивності реактивного двополюсника та електронний засіб його реалізації.

Предмет дослідження – схемна реалізація вимірювача індуктивності та її метрологічні характеристики.

Метою роботи є розробка автоматизованого вимірювача індуктивності реактивного двополюсника з цифровою індикацією результатів вимірювання.

У першому розділі детально розглянуто теоретичні поняття індуктивного двополюсника та його схемні моделі. Проведено огляд існуючих методів вимірювання індуктивності, а також запатентовані методи вимірювання номіналів реактивних двополюсників.

У другому розділі наведене теоретичне підґрунтя методу вимірювання невідомої індуктивності на основі аналізу реакції інтегруючої RL-ланки на експоненціальний сигнал. Розроблено схему фіксації часової координати особливої точки реакції, який генерується експоненціальним сигналом. Розраховано операторну схемну функцію розробленої схеми та визначено перехідну характеристику системи.

У третьому розділі аналогову схему було доповнено цифровою та проведений аналіз розробленого аналого-цифрового вимірювача індуктивності. Розглянуто функціональну модель пристрою та алгоритм цифрової обробки результатів вимірювання із застосуванням мікроконтролера. Проведена симуляція роботи вимірювача в середовищах Proteus та Matlab. Також було проведено тестування вимірювача індуктивності у різних діапазонах значень вимірюваної величини.

У четвертому розділі проведена оцінка похибок вимірювання розробленого пристрою. Досліджено вплив частоти дискретизації неперервного сигналу та допусків компонентів схеми на похибку вимірювання та обчислення досліджуваної індуктивності.

## ABSTRACT

Explanatory notes: 148 p., 4 sections, 9 tables, 59 figures, 3 add., 28 references.

THEORETICAL BASICS, DEVELOPMENT OF THE INDUCTANCE MEASUREMENT METHOD, ANALOG-DIGITAL INDUCTANCE METER, METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF THE INDUCTANCE METER.

The object of the research is a new method of measuring the inductance of a reactive two-pole and an electronic means of its implementation.

The subject of the study is the schematic implementation of the inductance meter and its metrological characteristics.

The purpose of the work is the development of an automated inductance meter of a reactive two-pole with a digital display of the measurement results.

In the first chapter, the theoretical concepts of the inductive bipolar device and its circuit models are considered in detail. An overview of the existing methods of measuring inductance, as well as patented methods of measuring the nominal values of reactive two-pole devices, has been reviewed.

In the second chapter, the theoretical basis of the method of measuring the unknown inductance based on the analysis of the response of the integrating RL circuit to the exponential signal is presented. A scheme for fixing the time coordinate of a special reaction point, which is generated by an exponential signal, has been developed. The operator circuit function of the developed circuit was calculated and the transient characteristic of the system was determined.

In the third section, the analog circuit was supplemented with a digital one, and the developed analog-digital inductance meter was analyzed. The functional model of the device and the algorithm of digital processing of measurement results using a microcontroller are considered. A simulation of the meter's operation was carried out in the Proteus and Matlab environments. Testing of the inductance meter was also carried out in different ranges of values of the measured value.

In the fourth chapter, the measurement errors of the developed device are estimated. The influence of the sampling frequency of the continuous signal and the tolerances of the circuit components on the error of measurement and calculation of the studied inductance was studied.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ.....	11
1.1 Індуктивний двополюсник та його схемні моделі.....	11
1.2 Огляд існуючих методів вимірювання індуктивності.....	17
1.3 Запатентовані методи вимірювання номіналів реактивних двополюсників	25
1.4 Різновиди похибок вимірювання.....	42
1.5 Висновки до першого розділу.....	46
2 РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ІНДУКТИВНОСТІ.....	48
2.1 Теоретичні основи методу вимірювання індуктивності.....	48
2.2 Схема фіксації часової координати особливої точки реакції на експоненціальний імпульс .....	57
2.3 Визначення схемної функції вимірювача індуктивності.....	63
2.4 Обчислення перехідної характеристики схеми вимірювача індуктивності .	73
2.5 Висновки до другого розділу.....	75
3 АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ВИМІРЮВАЧ ІНДУКТИВНОСТІ.....	77
3.1 Функціональна модель аналого-цифрового вимірювача індуктивності.....	77
3.2 Цифрова обробка результатів вимірювання із застосуванням мікроконтролера.....	82
3.3 Симуляція генерування сигналу для мікроконтролера в середовищах Matlab та Proteus .....	87
3.4 Тестування розробленого вимірювача в середовищі Proteus .....	96
3.5 Висновки до третього розділу.....	99
4 МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИМІРЮВАЧА ІНДУКТИВНОСТІ .	101

4.1 Метрологічні показники блоку генерації сигналу для мікроконтролера в середовищі Matlab .....	101
4.2 Розрахунок похибки вимірювання для різних діапазонів значень вимірюваної величини .....	107
4.3 Вплив допуску номіналів компонентів електронної схеми на результат вимірювання.....	110
4.4 Специфікація схемних компонентів вимірювача .....	118
4.5 Висновки до четвертого розділу.....	120
ВИСНОВКИ.....	122
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	123
ДОДАТОК Б. ЛІСТИНГ ПРОГРАМНОГО КОДУ В СЕРЕДОВИЩІ MATLAB .....	127
ДОДАТОК В. ЛІСТИНГ ПРОГРАМНОГО КОДУ МІКРОКОНТРОЛЕРА .....	133

## ВСТУП

Індуктивністю називається фізична величина, яка характеризує магнітні властивості електричного двополюсника. Індуктивний двополюсник накопичує енергію у магнітному полі, коли через нього протікає електричний струм. Прикладом індуктивного двополюсника є котушка індуктивності. Котушка індуктивності складається з ізольованого дроту, що намотаний на осердя, яке здебільшого зроблене з феромагнітного матеріалу. Застосовують також і осердя, виготовлені з діелектричних матеріалів.

Котушки індуктивності використовуються в електричних колах імпульсних регуляторів, інверторів, випрямлячів середньої та великої потужності, перетворювачів частот, тощо [1].

Вимірювач індуктивності – це прилад, який призначений для вимірювання індуктивності електричних двополюсників. Вимірювання індуктивності дозволяє пересвідчитись, чи відповідає фактичне значення індуктивності двополюсника номінальному та визначити його відхилення від номінального. Такі вимірювання необхідно проводити, наприклад, для проведення вхідного контролю придатності компонентів, що застосовуються при виробництві електронних пристроїв.

Вимірювання індуктивності котушки може здійснюється різними методами, але найбільш поширеними є: мостовий метод, метод амперметра-вольтметра та резонансний метод. Сучасні технології мініатюризації електронних пристроїв оперують з реактивними двополюсниками, номінали яких сягають лише кілька одиниць мікрогенрі, тому вимоги до методичних похибок та точності вимірювальних приладів зростають.

Магістерська дисертація пов'язана з розробленням методу вимірювання індуктивності, який би не поступався вже відомим методам та надавав можливість автоматизації процесу вимірювання у широкому діапазоні значень індуктивності з цифровою індикацією вимірюваного значення.

## 1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ

### 1.1 Індуктивний двополюсник та його схемні моделі

Індуктивність – це фізична величина, яка характеризує здатність двополюсника накопичувати енергію у магнітному полі, коли через двополюсник протікає струм. Дана величина позначається в системі СІ літерою  $L$  та має одиницю вимірювання Генрі (Гн). Індуктивність дорівнює відношенню магнітного потоку самоіндукції  $\Phi$  до струму  $I$ , який викликає самоіндукцію:

$$L = \frac{\Phi}{I} . \quad (1.1)$$

Котушка індуктивності – це елемент електричного кола, який складається з осердя і визначеної кількості витків та здатний накопичувати енергію у магнітному полі при протіканні електричного струму [2,3,4]. На електричних схемах котушка індуктивності позначається у вигляді чотирьох послідовно з'єднаних півкіл (дуг), приклад позначення зображено на рисунку 1.1.



Рисунок 1.1 – Позначення котушки індуктивності на електричних схемах

Основними параметрами котушки індуктивності є номінальне значення її індуктивності, допустиме відхилення індуктивності, опір втрат, максимальний струм котушки, номінальна добротність, власна ємність, робочий діапазон температур.

Величина індуктивності котушки залежить від її розмірів, наявності осердя, магнітної проникності сердечника та кількості витків, та дорівнює:

$$L = \frac{\mu \cdot S \cdot N^2}{l}, \quad (1.2)$$

де  $\mu$  – магнітна проникність сердечника;

$S$  – поперечний переріз сердечника;

$N$  – кількість витків котушки;

$l$  – середня довжина котушки.

Збільшити індуктивність котушки можна шляхом намотування дроту навколо феромагнітного осердя з феритів, електротехнічної сталі, карбонільного заліза, тощо [2,6].



Рисунок 1.2 – Варіанти конструкцій котушок індуктивності [5]

В такому випадку в магнітне коло зазвичай вводять повітряний проміжок для збільшення лінійності індуктивності, яка, зменшує магнітну проникність до ефективного значення  $\mu_e$ . Тоді в загальному випадку відношення  $\mu_e/\mu$  складатиме

від 0,05 до 0,2. Магнітна проникність дорівнює відношенню магнітної індукції  $B$  до напруженості магнітного поля  $H$ .

В залежності від умов вимірювання величина індуктивності може значно змінюватися, особливо ця зміна найбільше спостерігається у котушок з металевим сердечником. Основною причиною варіації вимірювань індуктивності котушок з металевим сердечником є вплив магнітної проникності, яка змінюється в залежності від рівня сигналу, який подається на котушку для вимірювання та постійного зміщення. Перед вимірюванням необхідно розмагнічувати сердечник котушки шляхом прикладення великого змінного сигналу, який з часом зменшується до нуля [7-8].

На рисунку 1.3 показана еквівалентна схема котушки індуктивності.

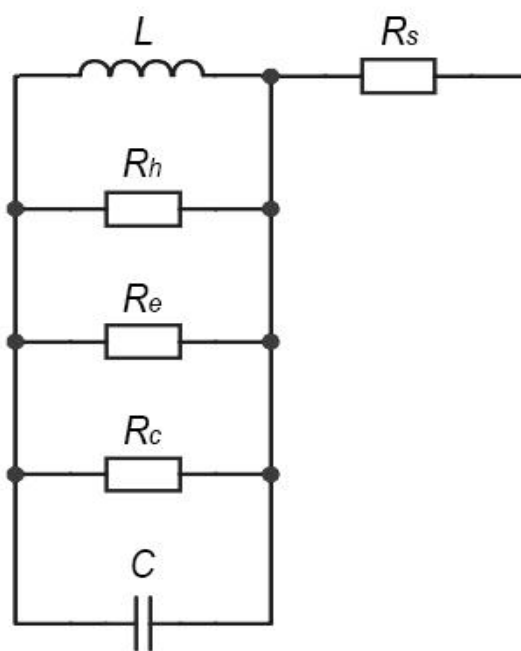


Рисунок 1.3 – Еквівалентна схема котушки індуктивності

На схемі  $L$  – індуктивність двополюсника,  $R_s$  – активний опір обмотки (визначається за постійного струму),  $R_e$  – опір, що описує втрати на вихрові струми,  $R_h$  – опір, який присутній лише для котушок з металевим сердечником, що представляє собою втрати на гістерезис (рис. 1.4) та змінюється в залежності від матеріалу сердечника, магнітної індукції та частоти.

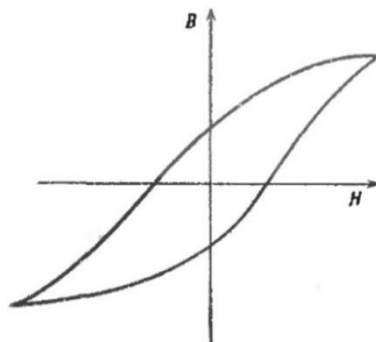


Рисунок 1.4 – Петля гістерезису для типової котушки індуктивності з металевим сердечником

У всіх котушках індуктивності змінний струм, який протікає по них, створює змінне магнітне поле, потік якого індукує вихрові струми в провідниках та їх відповідні втрати. Ємність  $C$  представляє собою розподілену ємність котушки індуктивності, а пов'язані з нею діелектричні втрати позначені на схемі як опір  $R_c$ :

$$R_c = K \cdot \omega^3 \cdot L^2 \cdot C, \quad (1.3)$$

де  $K$  – коефіцієнт потужності розподіленої ємності;

$\omega$  – кругова частота [7].

Існує декілька різновидів котушок індуктивності: контурні котушки індуктивності, варіометри, дроселі, електричні реактори, котушки зв'язку.

Для отримання резонансних контурів використовують контурні котушки разом з конденсаторами. Такі котушки повинні мати високу добротність, точність і стабільність.

Для існування індуктивного зв'язку між якимись окремими електричними колами або каскадами застосовують котушки зв'язку. Індуктивний зв'язок дозволяє розділювати по постійному струму, наприклад, кола підсилювача та навантаження. Для таких котушок не ставлять жорсткі вимоги щодо точності та добротності, і тому вони виготовляються з тонкого дроту у вигляді двох

невеликих за розміром обмоток. Основні параметри таких котушок – їх індуктивність і коефіцієнт зв'язку між ними.

Варіометри – це котушки індуктивності, для яких можлива зміна величини під час роботи: переналаштування фільтрів нижніх і верхніх частот або коливальних контурів (рис. 1.5). Дане переналаштування виконується: плавною зміною числа витків (якщо це одношарова циліндрична котушка), переміщенням уведеного в котушку магнітного або немагнітного осердя, зміною магнітної проникності магнітного осердя котушки шляхом підмагнічування, тощо.

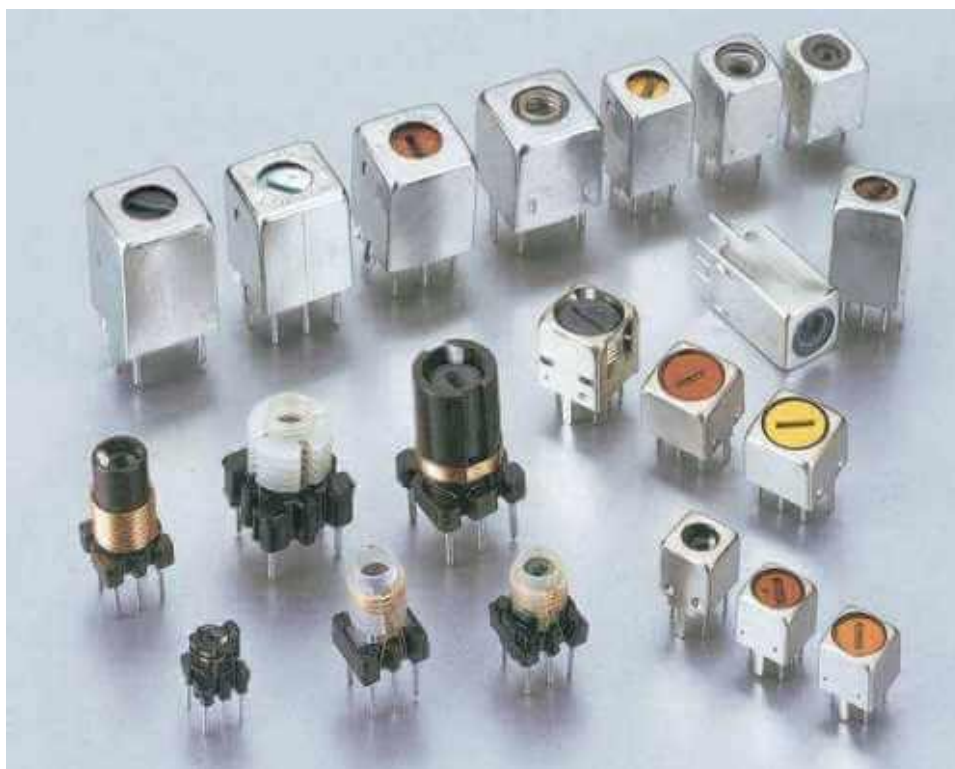


Рисунок 1.5 – Варіометри [11]

Дроселі – це котушки, які мають малий опір щодо постійного струму та високий опір для змінного струму. Застосовують дроселі в електричних колах як фільтрувальний елемент, щоб відсіяти перешкоди у визначеному частотному діапазоні (рис. 1.6). Для обмеження струму у силових електричних колах, наприклад, високовольтних ліній електропередачі застосовують електричні реактори. Нерідко реактори є потрібними для обмеження пускових струмів електродвигунів [10].

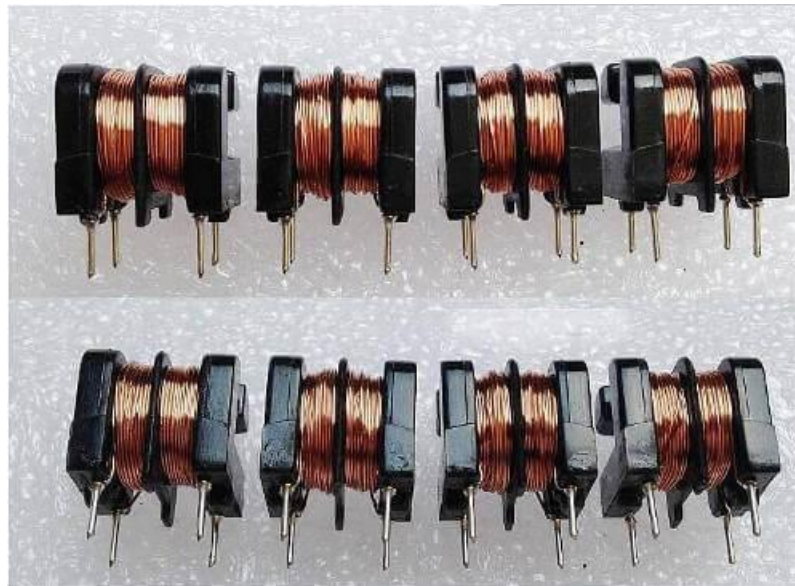


Рисунок 1.6 – Дроселі [11]

Друкована котушка індуктивності є прикладом реалізації котушки індуктивності, що розташовується на друкованій платі. Такі котушки виконують у вигляді плоскої багатовиткової спіралі (рис. 1.7) та виготовляють завдяки травленню фольгованого діелектрика (гетинакса або склотекстоліта).

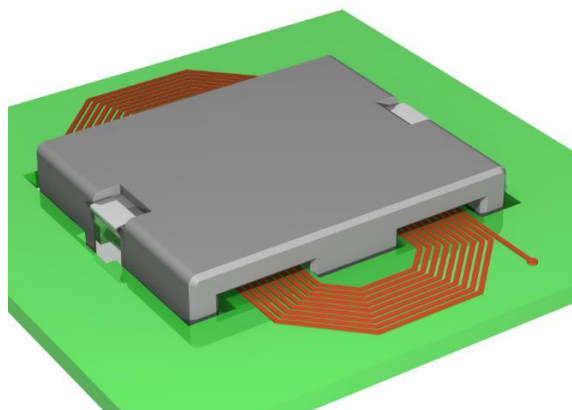


Рисунок 1.7 – Плоска котушка індуктивності, яка розташовується на друкованій платі [10]

Індуктивність таких котушок становить близько 10 мкГн, а добротність 100...120. Товщина провідників 30...50 мкм, ширина 0,2...1 мм [9].

## 1.2 Огляд існуючих методів вимірювання індуктивності

Існує три основних методи вимірювання індуктивності: метод амперметра та вольтметра, резонансний метод і мостовий метод. Кожен з методів має свої переваги та недоліки. Розглянемо кожен із них.

Метод амперметра та вольтметра є найпростішим методом вимірювання індуктивності із трьох розглянутих далі методів, але й водночас найменш точним.

Заснований на законі Ома для електричних кіл, суть якого полягає у вимірюванні діючих значень струму в котушці  $I$  та напруги  $U$  на її виводах. При цьому необхідно знати активний опір котушки  $r$  та частоту струму  $f$ , а форма кривої напруги повинна бути практично синусоїдальною.

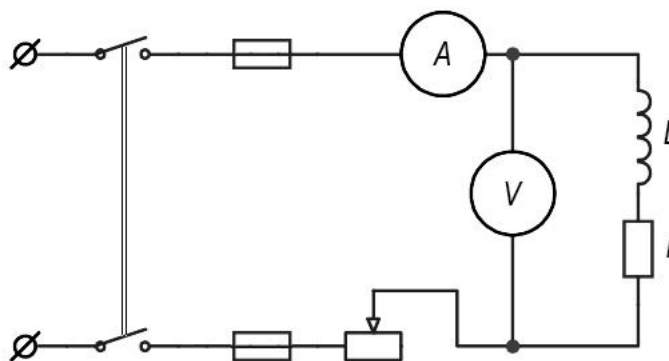


Рисунок 1.8 – Схема для вимірювання індуктивності методом амперметра та вольтметра

Знаючи струм та напругу у вимірювальному колі можна знайти повний опір котушки індуктивності [6,13]:

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{r^2 + X_L^2}, \quad (1.4)$$

де  $Z$  – повний опір котушки індуктивності;

$U$  – діюча напруга на виводах котушки;

$I$  – діючий струм в котушці;

$r$  – активний опір котушки індуктивності;

$X_L$  - реактивний опір котушки індуктивності.

Після відповідних перетворень знайдемо шукане значення індуктивності котушки  $L$ :

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - r^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{Z^2 - r^2}}{2 \cdot \pi \cdot f}, \quad (1.5)$$

де  $L$  – індуктивність котушки;

$\omega$  – циклічна частота струму;

$f$  – частота струму.

Якщо активний опір невеликий, то можна скористатися наближеною формулою знаходження індуктивності котушки [8,12,14]:

$$L = \frac{\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - r^2}}{2 \cdot \pi \cdot f} \approx \frac{U}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot I}. \quad (1.6)$$

Недоліком даного методу вимірювання є низька точність вимірювання в результаті сумарної похибки показань амперметра і вольтметра, а при умові використання рівняння 1.6 низька точність вимірювання викликана методичною похибкою, викликані знехтуванням активного опору котушки.

Резонансний метод – метод, що ґрунтується на явищі електричного резонансу в коливальному LC-контурі за якомога більш точного значенні ємності [15].

Щоб визначити основні характеристики котушки, в тому числі індуктивність  $L_x$ , її під'єднують послідовно з налаштувальним конденсатором за

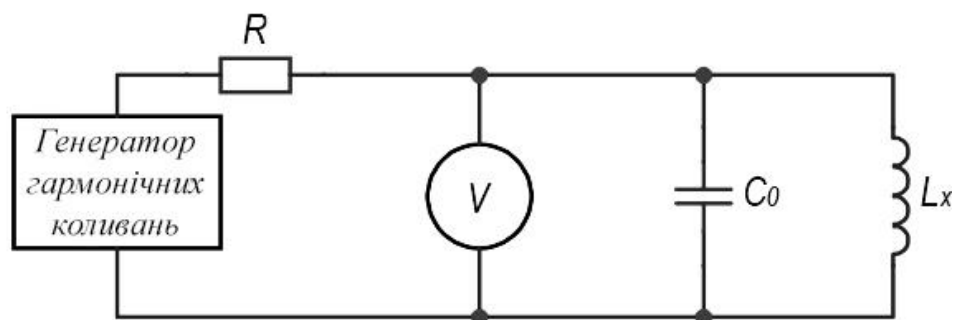


Рисунок 1.9 – Схема паралельного коливального контуру для вимірювання індуктивності резонансним методом

схемою, наведеною на рисунку 1.10. Частота генератора за рахунок перемикачів для вибору діапазонів та ручок плавного налаштування, може змінюватись в широкому діапазоні. Завдяки малому опорі ( $\sim 0,02$  Ом), резистор  $R_i$  істотно не впливає на вимірююче коло.

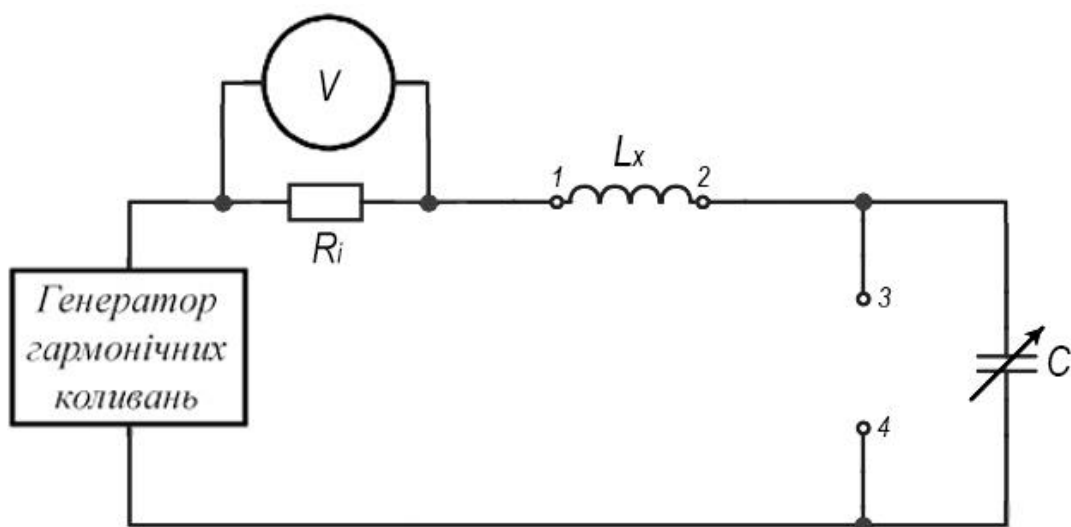


Рисунок 1.10 – Схема послідовного коливального контуру для вимірювання індуктивності

Для визначення резонансу вимірюють напругу на резисторі  $R_i$  вольтметром, змінюючи або частоту генератора, або значення ємності  $C$ . При максимальному значенні напруги на опорі існує резонанс напруг. Змінюючи ємність  $C$  можна досягти максимального значення напруги при фіксованих значеннях напруги та

частоти генератора. Якщо ємність конденсатора  $C$  залишити незмінною, то пошук резонансу відбувається шляхом зміни частоти генератора гармонічних коливань.

При резонансі ми можемо знайти шукане значення індуктивності  $L_x$  невідомої котушки, знаючи частоту генератора  $f_0$  та ємність  $C$ , скориставшись формулою:

$$L_x = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C} , \quad (1.7)$$

де  $L_x$  – шукане значення індуктивності котушки;

$f_0$  – резонансна частота;

$C$  – ємність конденсатора.

Похибка визначення індуктивності резонансним методом залежить від точності налаштування частоти генератора гармонічних коливань, точності вольтметра, точності градуювання конденсатора змінної ємності, та точності зчитування його показань. Дана похибка може сягати до 5 % [7,14].

Мостовий метод – найпоширеніший метод вимірювання опорів, індуктивностей та ємностей досліджуваних компонентів. Суть методу полягає у безпосередньому порівнянні повних опорів вимірюваної величини із зразковим опором.

Найбільш поширена мостова схема – міст Уїтстона (рис. 1.11), який складається з чотирьох елементів, з'єднаних між собою в замкнене коло. На цьому рисунку  $Z_x$  – невідомий опір, а  $Z_1 - Z_3$  змінюються доти, допоки струм через нуль-індикатор  $D$  не буде досягнуто рівності співвідношень опорів схеми (рівним нулю):

$$Z_x \cdot Z_2 = Z_1 \cdot Z_3 . \quad (1.8)$$

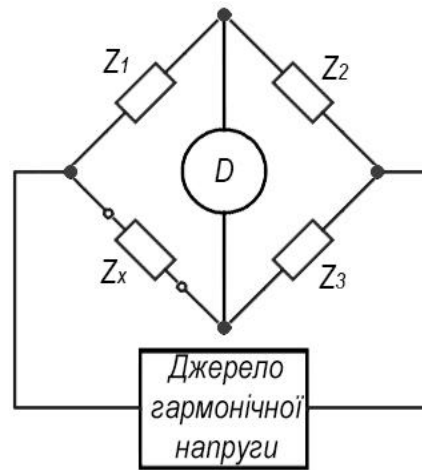


Рисунок 1.11 – Міст Уїтстона

Тоді у стані рівноваги розрахунок невідомого опору проводиться за формулою, отриманою з формули (1.8):

$$Z_x = \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_2}. \quad (1.9)$$

Міст Уїтстона придатний не лише для вимірювання активних опорів за постійного струму, але й для вимірювання невідомої індуктивності з використанням джерела гармонічного сигналу.

В мості Максвелла-Віна, для вимірювання невідомої індуктивності використовується паралельне з'єднання опору та ємності, як це показано на рисунку 1.12. Так як струм через конденсатор випереджає по фазі струм через індуктивність, необхідна фазова компенсація. Тому індуктивні та ємнісні компоненти необхідно розміщати в протилежних плечах мосту. В сучасних мостах змінного струму в якості нуль-індикатора  $D$  використовують чутливі мікроамперметри магнітоелектричної системи у поєднанні з напівпровідниковими діодами, які використовуються для випрямлення струму.

Котушка індуктивності завжди, крім індуктивного опору, має ще й активний опір. Тому комплексний опір першого плеча мосту буде рівним:

$$Z_x = R_x + j \cdot \omega \cdot L_x , \quad (1.10)$$

де  $Z_x$  – повний опір котушки і, водночас, повний опір першого плеча;

$R_x$  – активний опір катушки;

$L_x$  – індуктивність катушки.

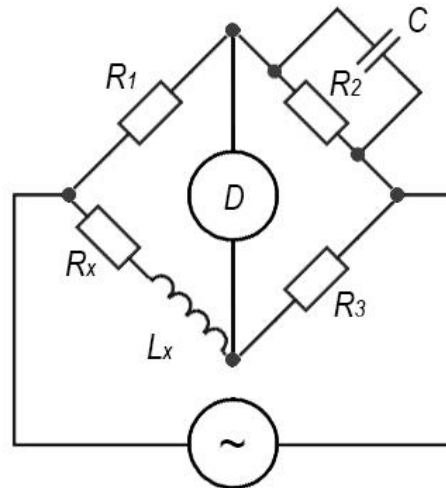


Рисунок 1.12 – Міст Максвелла-Віна

Обчислимо комплексний опір третього плеча (для спрощення розрахунків припустимо, що втрат у конденсаторі немає, але при цьому паралельно до конденсатора під'єднано активний опір  $R_2$ ):

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = \frac{R_2}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_2} , \quad (1.11)$$

де  $Z_2$  – повний опір третього плеча;

$R_2$  – активний опір;

$C$  – ємність конденсатора.

Друге і четверте плече складаються повністю з активних опорів, тому реактивний опір кожного з них дорівнює:

$$Z_1 = R_1, \quad (1.12)$$

$$Z_3 = R_3, \quad (1.13)$$

де  $Z_1$  – повний опір другого плеча;

$Z_3$  – повний опір четвертого плеча.

Підставимо у формулу 1.11 розраховані раніше повні опори плечей схеми:

$$(R_x + j \cdot \omega \cdot L_x) \cdot \frac{R_2}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_2} = R_1 \cdot R_3, \quad (1.14)$$

або

$$(R_x + j \cdot \omega \cdot L_x) \cdot R_2 = R_1 \cdot R_3 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_2). \quad (1.15)$$

Так як комплексні числа рівні лише в тому випадку, коли рівні їх дійсні та уявні частини, то з рівності (1.15) отримуємо:

$$R_x \cdot R_2 = R_1 \cdot R_3, \quad (1.16)$$

$$L_x = R_1 \cdot R_3 \cdot C. \quad (1.17)$$

Ще одною умовою рівноваги служить добротність, яка описується наступним виразом:

$$Q_x = \frac{\omega \cdot L_x}{R_x} = \omega \cdot R_2 \cdot C. \quad (1.18)$$

Для вимірювання індуктивності застосовують конденсатори високої якості. Вони більш технологічні у виготовленні, ніж зразкові котушки індуктивності, а також створюють незначні електромагнітні поля, які можуть негативно впливати

на результат вимірювання. Рівноваги мостової схеми досягають регулюванням  $R_2$  та  $C$ , так як цим забезпечується незалежне урівноваження  $R_x$  та  $L_x$ . Якщо час, який витрачається для урівноваження мосту не є критичним, то можна використовувати фіксовану ємність  $C$  та урівноважувати міст зміною опорів  $R_1$  і  $R_2$  або  $R_3$  [7, 12].

Недоліком використання даної схеми є межа вимірювання індуктивності котушок, у яких добротність  $Q$  нижче 10. Це пов'язане з тим, що згідно формули (1.15) у стані рівноваги мосту суми фазових кутів протилежних плечей моста мають бути рівними (див. (1.19)). А так як  $R_1$  та  $R_3$  не мають реактивної складової, то їх фазові кути дорівнюють нулю. Через індуктивність, яка матиме високу добротність  $Q$ , протікатиме струм, який буде відставати по фазі майже на  $90^\circ$ , і цей кут повинен бути урівноваженим щодо комбінації ємність – опір, яка забезпечить випередження по фазі на  $90^\circ$ . Тож це означає, що резистор  $R_2$  повинен мати дуже великий опір.

$$\varphi_x + \varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3 \quad (1.19)$$

Для вимірювання індуктивності котушок, у яких добротність  $Q$  більше 10, використовують міст Хейя (рис. 1.13). Опір  $R_2$  підключений послідовно з ємністю  $C$ . За високої добротності  $L_x$  опір  $R_2$  можна вибрати малим. Умови рівноваги моста Хейя, визначаються формулами:

$$R_x = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2} \cdot (1 + Q_x^2); \quad (1.20)$$

$$L_x = \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot C}{1 + \frac{1}{Q_x^2}}; \quad (1.21)$$

$$Q_x = \frac{\omega \cdot L_x}{R_x} = \frac{1}{\omega \cdot R_2 \cdot C}. \quad (1.22)$$

Недоліком даного схемного рішення є залежність рівноваги плечей мосту від частоти, в результаті чого стає неможливим проградувати шкалу приладу в значеннях індуктивності. Єдиний спосіб, яким можна скористатись, щоб результат вимірювання не залежав від частоти, це не брати до уваги  $Q_x^2$  у формулі 1.21, при цьому похибка вимірювання буде меншою ніж 1% [7,8].

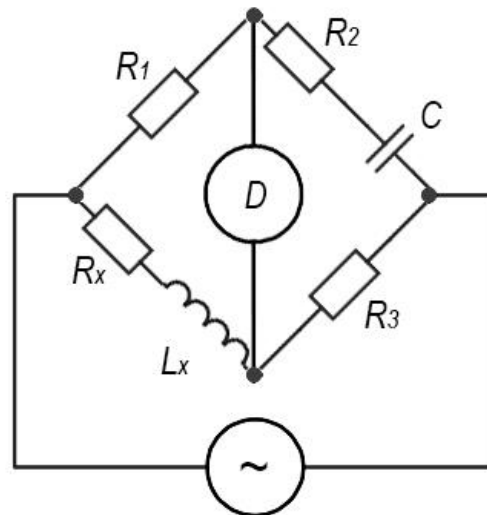


Рисунок 1.13 – Міст Хей

### 1.3 Запатентовані методи вимірювання номіналів реактивних двополюсників

Останніми десятиліттями вчені та інженери шукають все нові й нові способи вимірювання номіналів реактивних двополюсників, при цьому зберігається мета збільшення точності вимірювання та, навпаки, зменшення похибки виміряного значення. Проєктуються дедалі більш прогресивні пристрої, які здатні вимірювати шукане значення досліджуваного двополюсника за дуже короткий час, з доволі великою точністю, з великою прецизійністю та в широких межах вимірювання. Розглянемо детально декілька патентів, в яких була поставлена задача вимірювання невідомої ємності конденсатора та індуктивності котушки індуктивності, та шляхи вирішення цих завдань.

Спершу проведемо огляд патенту US6876936B2, який є винаходом, що відноситься до пристроїв для вимірювання індуктивності. Патент описує метод вимірювання індуктивності, який включає в себе обробку даних форми струму і напруги, пов'язаних з індуктивним пристроєм, для визначення параметрів краю і нахилу для кожного з безлічі циклів даних форми струму. Пропорційний магнітний потік і пропорційний магнітний струм визначаються на основі отриманих даних форми струму та даних форми напруги поблизу визначених крайових областей даних форми сигналу. Значення індуктивності індуктивного пристрою може бути розраховано з пропорційного магнітного потоку та пропорційного магнітного струму.

Одним із типів приладів для вимірювання індуктивності є багатофункціональний вимірювач, такий як вимірювач індуктивності, ємності, опору (LCR). Лічильник LCR використовує принцип балансувального моста або автобалансувального моста. Вимірювальний пристрій збуджує котушку індуктивності за допомогою вбудованого генератора сигналів і методу балансування моста для вимірювання значення імпедансу індуктивності. Зокрема, у лічильнику LCR джерелом сигналу є синусоїдальна хвиля, тоді як у реальному робочому середовищі сигнал може бути прямокутним сигналом із високою напругою та високою складовою струму.

Даний винахід містить спосіб і пристрій для виконання вимірювань індуктивності в схемі, а також спостереження за поведінкою котушки індуктивності в робочому середовищі в реальному часі. Зокрема, дані про сигнали напруги та струму, пов'язані з індуктивним пристроєм (наприклад, імпульсним джерелом живлення), збираються для визначення середнього (пропорційного) потоку намагнічення ( $B$ ) та напруженості магнітного поля ( $H$ ) такого індуктивного пристрою в реальному часі. Потім обчислюється нахил пропорційних даних  $B$ - $H$ , щоб визначити індуктивність котушки індуктивності в реальному часі. Рисунок 1.14 зображує блок-схему високорівневого типового цифрового вимірювального пристрою-накопичувача, що має інструмент вимірювання індуктивності за цим винаходом.

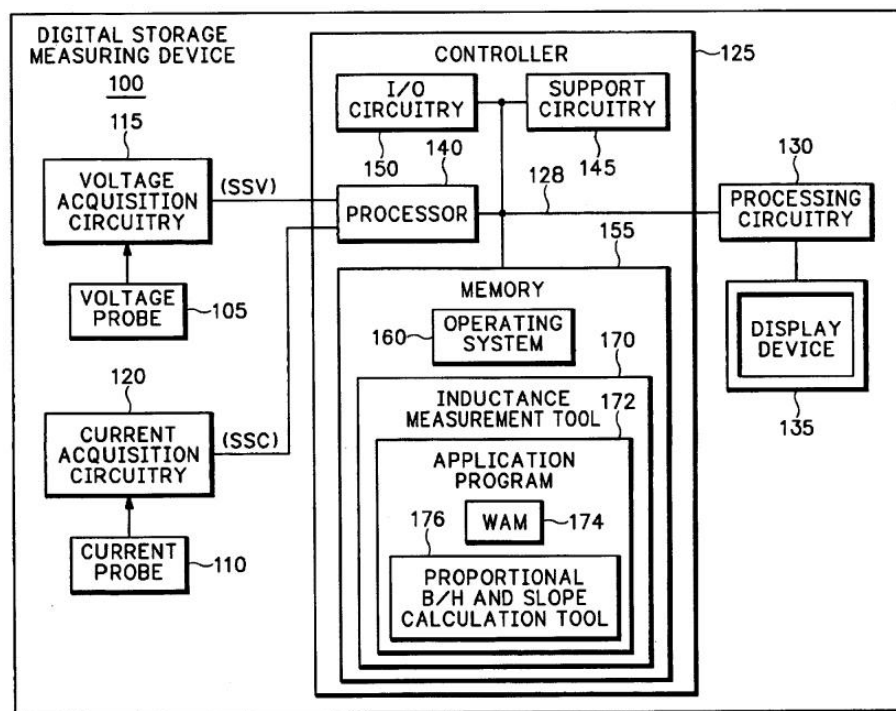


Рисунок 1.14 – Блок-схема вимірювача за патентом US6876936B2 [16]

Зокрема, типовий осцилограф (100) цього винаходу використовує датчик напруги (105) та датчик струму (110) та містить схему збору даних про напругу (115), схему збору даних про струм (120), контролер (125), схему обробки (130) та пристрій відображення (135). Датчик напруги і датчик струму можуть бути будь-якими звичайними датчиками напруги або струму, придатними для відповідно виявлення аналогових сигналів напруги і струму від типового індуктора. Контролер працює для обробки одного або більше отриманих потоків вибірок, наданих схемами збору напруги і струму, щоб генерувати відповідні дані форми сигналу, пов'язані з одним або більше потоками вибірок.

Контролер також може нормалізувати дані форми сигналу, що мають параметри небажаного часу на поділку, вольти на поділку та струм на поділку, щоб створити дані форми сигналу, що мають бажані параметри. Він також надає дані форми сигналу в схему обробки для подальшого представлення на пристрої відображення. Рисунок 1.15 зображує вид зверху типового індуктивного пристрою, придатного для вимірювання за допомогою осцилографа вимірювання індуктивності на рисунку 1.14. Прикладом індукторного пристрою є тороїдальний

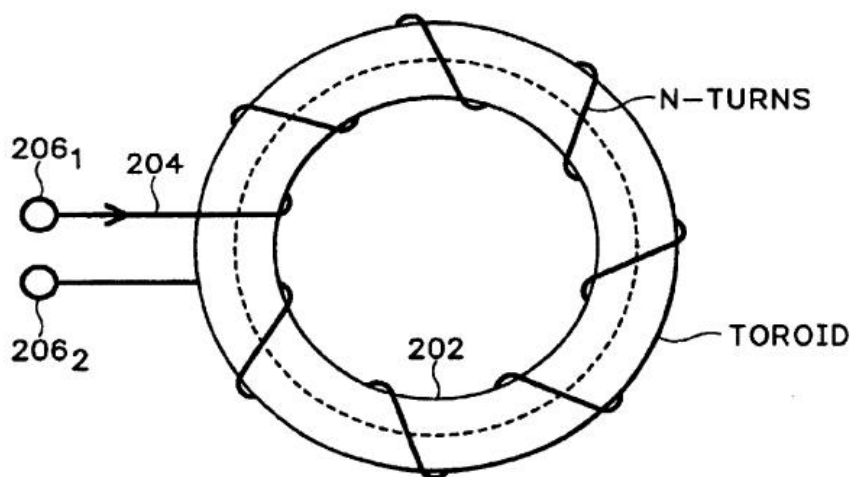


Рисунок 1.15 – Досліджувальний індуктивний пристрій патенту  
US6876936B2 [16]

сердечник індуктора, який має кільцевий феромагнітний сердечник (202) і провідний дріт (204), намотаний навколо кільця осердя з  $N$ -витками, де  $N$  є числом, більшим за 1. Індуктивність ( $L$ ) котушки може бути отримана як функція зміни потоку  $\phi$ , а також струму через провідний дріт. Враховуючи кількість витків котушки, а також вплив магнітного потоку, то індуктивність котушки розраховується як:

$$L = N \cdot \frac{d\phi}{di}, \quad (1.23)$$

де  $N$  – кількість витків;

$\phi$  – потік у веберах;

$i$  – струм через котушку.

Таким чином, чим більша індуктивність котушки (при фіксованому  $N$ ), тим більшою буде миттєва зміна потоку, що з'єднує котушку, через зміну магнітного поля в котушці. Миттєва електрорушійна сила (ЕРС), що вимірюється у вольтах (В), індукована в котушці, становить:

$$e_L = -N \cdot \frac{d\phi}{dt}. \quad (1.24)$$

Таким чином, чим більша швидкість зміни струму через котушку, тим більшою буде індукована напруга. Крім того, оскільки:

$$\phi = \frac{1}{N} \int -edt, \quad (1.25)$$

то індуктивність  $L$  може бути отримана за виразом:

$$L = \frac{\int -edt}{I}. \quad (1.26)$$

Слід зазначити, що індуктивність котушки може бути обчислена за кривою на рисунку 1.16. Посилаючись на цей рисунок, значення індуктивності котушки розглядається як відношення зміни зчеплення магнітного потоку до зміни струму, коли струм змінюється (тобто, один повний цикл). Відповідно,  $L=(DJ/AG)N$ , де  $D$  і  $J$  представляють максимальні значення магнітного потоку на відповідних позитивних і негативних піках сигналу змінного струму,  $A$  і  $G$  представляють максимальні значення струму намагнічування на відповідних позитивних і негативних піках змінного сигналу, а  $N$  - кількість витків.

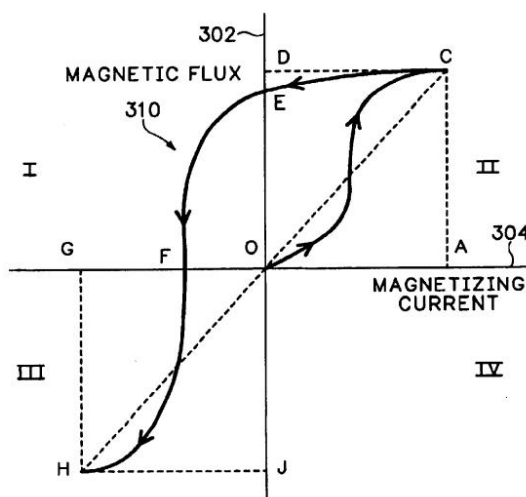


Рисунок 1.16 – Крива для обчислення індуктивності з патенту US6876936B2 [16]

Рисунок 1.17 зображує графічне представлення даних сигналу струму (510), даних сигналу напруги (520) та інтегральних даних сигналу напруги (530).

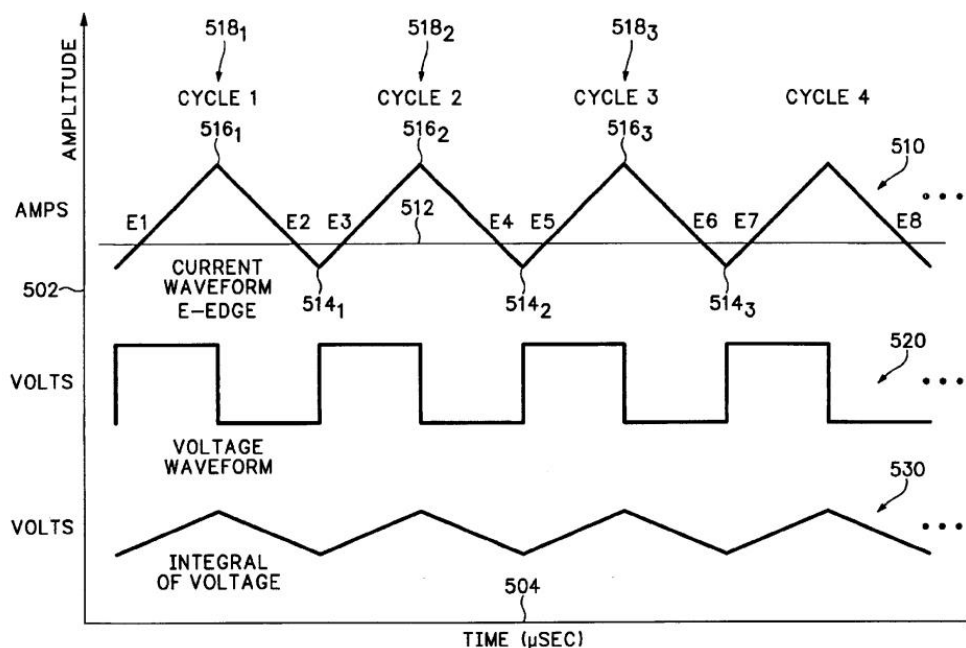


Рисунок 1.17 – Графічні представлення даних патенту US6876936B2 [16]

Графічні представлення форм сигналів напруги та струму буферизуються і відображаються на дисплеї осцилографа шляхом з'єднання датчиків напруги і струму через два кінці індуктивного дроту. Схема обробки вибирає аналоговий сигнал з індуктора і формує цифрове представлення сигналу у вигляді кадру, що має безліч циклів, які формують запис форм сигналу. Рисунок 1.18 зображує блок-схему способу вимірювання індуктивності на основі визначення пропорційного магнітного потоку (В) і магнітного поля (Н) з даних форми сигналу рисунку 1.17. Цей спосіб починається з етапу (601) і переходить до етапу (605), де ідентифікуються наростаючий і спадний фронти (Е) даних форми струму і напруги.

На етапі (610) ідентифікуються піки, сформовані між суміжними краями даних (510) рисунку 1.17. У даних трикутної форми сигналу струму піки ідентифікуються там, де змінюється нахил кожного краю. Посилаючись на

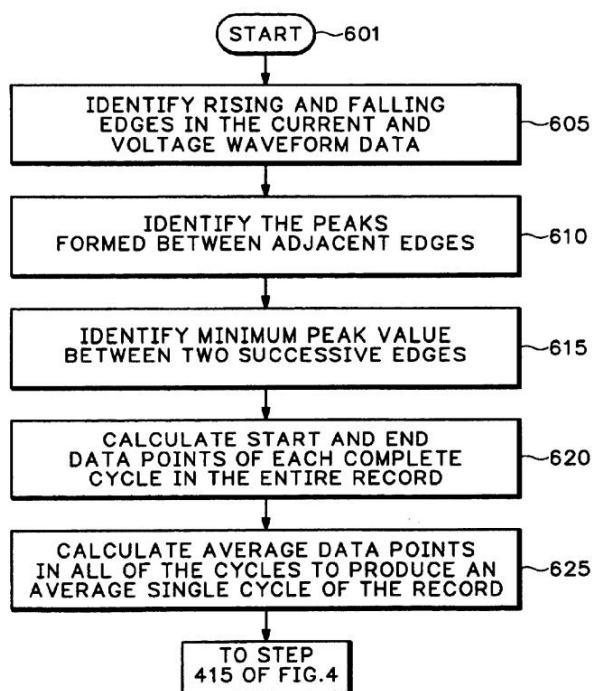


Рисунок 1.18 – Блок-схема способу вимірювання індуктивності патенту  
US6876936B2 [16]

рисунок 1.17 ідентифікований перший високий пік (516), за яким слідує перший низький пік (514). Другий високий пік (516) формується після першого низького піку (514), а другий низький пік (514) слідує за другим високим піком (516). Третій високий пік (516) формується після другого низького піку (514), і третій низький пік (514) слідує за третім високим піком (516) і так далі. У кінці відбувається перехід на етап (615).

На етапі (615) WAM (рис. 1.14) знаходить точки даних початку та кінця кожного циклу поточної форми (510) сигналу через сердечник індуктора шляхом визначення піків між двома послідовними індикаторами нижнього краю на поточній формі (510) сигналу. Під час виконання етапу (620) інструмент обчислення В/Н (пропорційні значення В і Н) обчислює початкову та кінцеву точки даних кожного повного циклу в усьому записі. На етапі (625) точки даних кожного циклу (518) усереднюються для отримання середнього одиничного циклу запису отримання. Етап (625) виконується для кожного з даних (510), (520) і (530) сигналу в записі. Таким чином, визначається окремий цикл для кожного з даних

форми сигналу струму, напруги та інтегральної напруги, де кожен єдиний цикл середнього значення представляє середні точки даних для даних кожної форми сигналу в записі збору даних. Наступний етап розрахунку – обчислення нахилу обчислює нахил пропорційних даних В-Н за допомогою інструменту В/Н. Цей процес можна описати наступним чином. Нехай  $Y = \int V dt$ , а  $X = I$  (струм). Тоді  $Y = LX + K$ , де  $K$  – константа. Оскільки  $X$  і  $Y$  відомі для різного часу, в одному варіанті для отримання значення  $L$  використовується алгоритм найменших квадратів (регресії). Наприклад, щоб знайти:

$$X = \frac{\sum X_i}{N}. \quad (1.27)$$

$$|X|_1 = X_1 - X, i = 1 \dots N, \text{ та } |Y|_1 = Y_1 - Y, i = 1 \dots N$$

Таким чином, індуктивність:

$$L = \frac{\sum |X|_i |Y|_i}{\sum |X|_i^2}, \quad (1.28)$$

де  $L$  може змінюватися зі зміною  $X$ .

Відповідно, програмний інструмент вимірювання індуктивності цього винаходу може бути використаний розробниками схем для виконання внутрішньо-схемного вимірювання індуктивності та спостереження за поведінкою котушки індуктивності в середовищі реального часу. Вимірювання значення індуктивності базується на аналізі за допомогою кривої В-Н. Зокрема, інструмент вимірювання індуктивності (170) на рисунку 1.14 отримує струм і напругу на індукторі та перетворює ці дані в усереднений сигнал струму та інтеграл напруги, що представляє пропорційне магнітне поле і пропорційний магнітний потік через індуктор. Це рішення є резидентним, автоматизованим і

допомагає скоротити існуючу складну процедуру вимірювання. Такий підхід допомагає розробнику схем або користувачеві проаналізувати відповідну криву гістерезису та вимірювання втрат в сердечнику, а також може бути використана для аналізу та усунення проблем, таких як неефективність, перегрів, тощо [16].

Розглянемо патент US005576628A, який є пристроєм для вимірювання ємності, що містить інтегровану схему аналого-цифрового перетворювача портативного лічильника.

На рисунку 1.19 показана принципова схема інтегруючої схеми, яка використовується в аналого-цифровому перетворювачі типового портативного лічильника. Ця інтегруюча схема може бути включена в пристрій для вимірювання ємності згідно з цим винаходом. Інтегруюча схема містить підсилювач (110), резистор (120) і конденсатор (130).

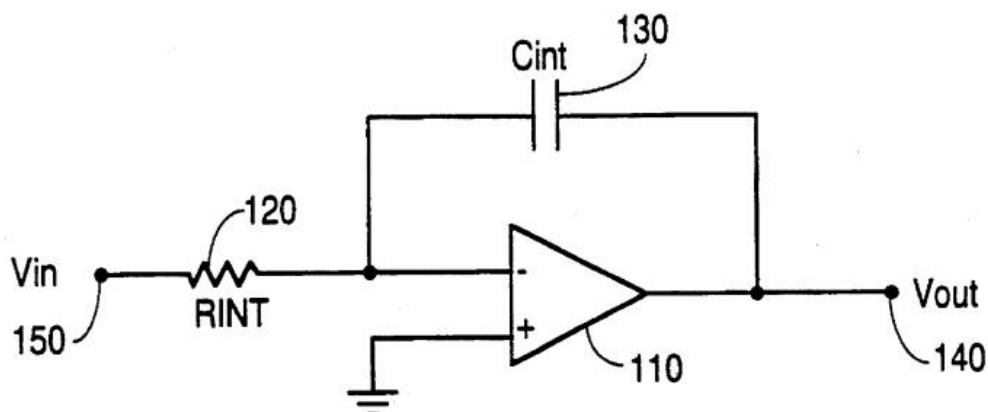


Рисунок 1.19 – Принципова інтегруючої схеми патенту US005576628A [17]

Вихідний сигнал інтегруючої схеми, визначається рівнянням:

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{R_{INT} \cdot C_{INT}} \int_0^t V_{in}(\tau) d\tau + V_{in}(0), \quad (1.29)$$

де  $V_{out}(t)$  – це напруга на вихідній клемі, як функція напруги  $V_{in}(t)$ , що подається на вхідну клему;

$V_{in}(0)$  – початкова напруга на конденсаторі.

Суть даного методу полягає у наступному. Пристрій для вимірювання ємності містить джерело струму, яке заряджає невідому ємність відомим постійним струмом  $I_{charge}$ , доки напруга на невідомому конденсаторі не досягне заданого порогу напруги. Практично в той самий час, коли невідомий конденсатор починає заряджатися, опорна напруга подається як вхідний сигнал до інтегруючої схеми інтегруючого аналого-цифрового перетворювача, так що конденсатор зворотного зв'язку інтегруючої схеми починає заряджатися практично в той самий час. Компаратор використовується для виявлення, коли напруга на невідомій ємності досягає порогового значення напруги. У цей момент логіка керування та синхронізації отримує вихідний сигнал компаратора та керує джерелом струму, щоб припинити зарядку невідомої ємності. Логіка керування та синхронізації також змушує вхідний провід інтегруючої схеми з'єднуватися з джерелом потенціалу землі, щоб конденсатор зворотного зв'язку інтегруючої схеми більше не накопичував заряд.

Потім логіка керування та синхронізації змушує негативну опорну напругу подавати на вхід інтегруючої схеми, щоб заряд знімався з конденсатора зворотного зв'язку інтегруючої схеми з тією ж швидкістю, що й конденсатор зворотного зв'язку заряджався. Практично в той самий час перемикач замикається, щоб закортити клеми невідомої ємності, щоб повністю розрядити її. Лічильник використовується для визначення кількості тактових імпульсів, необхідних для повної розрядки конденсатора зворотного зв'язку, а вихід лічильника можна використовувати для визначення значення невідомої ємності.

Рисунок 1.20 показує принципову діаграму пристрою для вимірювання ємності, що містить інтегруючу схему на рисунку 1.19 Даний пристрій для вимірювання ємності містить інтегруючу схему, яка вже присутня в портативному лічильнику та може бути включений у будь-який тип вимірювального пристрою і не обмежується портативними вимірювальними приладами. Пристрій вимірювання ємності працює в циклах заряд/інтегрування, нульовий вхід-інтегрування та цикли розряду/деінтегрування решітки. У циклі

заряд/інтегрування джерело струму (210) використовується для заряджання невідомої ємності  $C_x$ . Перед заряджанням логіка керування та синхронізації (215) замикає перемикач (211), таким чином розряджаючи невідому ємність  $C_x$ . Таким чином, напруга у вузлі (213) дорівнює по суті нуль вольт.

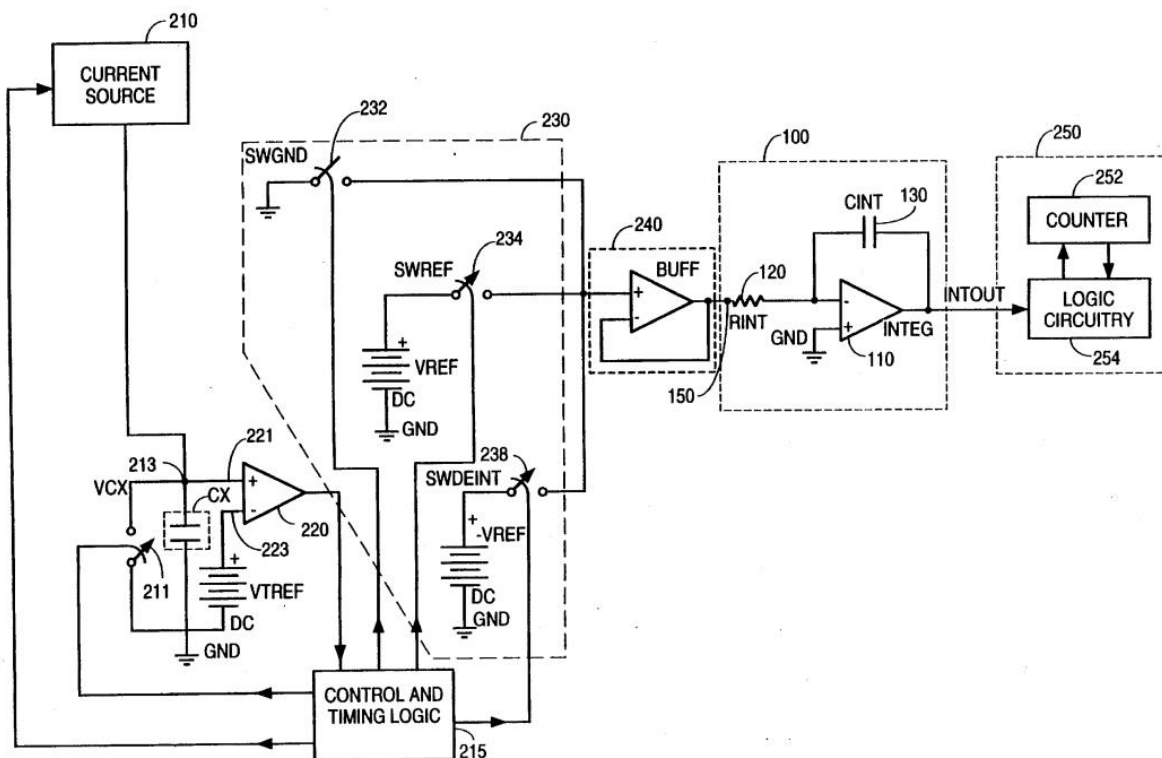


Рисунок 1.20 – Принципова діаграма пристрою патенту US05576628A [17]

Після того як невідома ємність  $C_x$  розряджається, логіка керування та синхронізації розмикає перемикач і починається цикл заряджання. Джерело струму забезпечує заданий постійний струм  $I_{charge}$  до вузла для заряджання невідомої ємності з практично постійною швидкістю. Таким чином, ємність  $C_x$  заряджається більш лінійно, ніж за допомогою резистивного підтягування, з'єднаного з джерелом постійної напруги. Компаратор (220), підключений до вузла, має дуже високий вхідний опір і, таким чином, практично не проводить струм від цього вузла. Напруга  $V_{cx}$  у вузлі виявляється компаратором на позитивному вхідному проводі (221) і порівнюється з напругою  $V$ , що поступає на негативний вхідний провід (223) компаратора.

Вихідний сигнал компаратора приймається логікою керування та синхронізації. Поки невідома ємність  $C_x$  заряджається, а напруга у вузлі (213) залишається нижчою за напругу  $V_{TRIP}$ , компаратор видає сигнал логічного нуля. У відповідь на цю логіку нульовий сигнал, логіка керування та синхронізації замикає перемикач (234) у зв'язку комутатора (230), тим самим викликаючи застосування напруги  $V_{REF}$  до позитивного вхідного виводу (242) буфера (240). Логіка керування та синхронізації, в свою чергу, керує перемикачем (238) щоб він був відкритим. У відповідь на напругу  $V_{REF}$  буфер генерує напругу, що по суті дорівнює напрузі  $V_{REF}$ , яка прикладається до вхідної клеми (150) інтегруючої схеми (100). Як результат, постійний струм, що дорівнює  $V_{REF}/R_{INT}$  починає заряджати конденсатор  $C_{INT}$  (130) практично в той самий час, коли невідома ємність  $C_x$  починає заряджатися. Цикл нульового входу-інтегрування починається, коли напруга  $V_{cx}$  у вузлі (213) підвищується вище напруги  $V_{TRIP}$ . У результаті компаратор видає сигнал логічної одиниці, який змушує логіку керування та синхронізації розмикати перемикач (234) і замикати перемикач (232). Замикання останнього заземлює вхідний провід (242) буфера (240). Потім буфер також видає сигнал 0 В, який припиняє зарядку (або розрядку) конденсатора  $C_{INT}$ . Логіка часу, керування та синхронізації керує джерелом (210) струму, щоб припинити зарядку невідомої ємності  $C_x$ . Таким чином, конденсатор  $C_{INT}$  заряджається протягом, по суті, такого ж часу, як заряджається невідома ємність  $C_x$ . У цей момент заряд  $Q_x$ , що зберігається в невідомій ємності  $C_x$ , обчислюється за допомогою рівняння:

$$Q_x = C_x \cdot V_{TRIP}. \quad (1.30)$$

Заряд, що зберігається в невідомій ємності, можна обчислити за допомогою рівняння:

$$Q_x = I_{charge} \cdot T_1, \quad (1.31)$$

де  $T_1$  – це час, необхідний для підвищення напруги у вузлі VCX (рис. 1.20) від 0 В до напруги  $V_{TRIP}$ .

Поєднання рівнянь (1.37) і (1.38) призводить до:

$$C_x = \frac{I_{charge} \cdot T_1}{V_{TRIP}}. \quad (1.32)$$

Оскільки конденсатор  $C_{INT}$  заряджається протягом практично такого ж часу, як і ємність  $C_x$ , заряд  $Q_{INT}$ , що зберігається в конденсаторі  $C_{INT}$ , можна розрахувати за рівнянням:

$$Q_{INT} = \frac{V_{REF}}{R_{INT}} \cdot T_1. \quad (1.33)$$

На початку циклу розрядки/деінтеграції логіка керування та синхронізації розмикає перемикач (232) і замикає перемикач (238). Перемикач (234) залишається відкритим. Оскільки напруга  $-V_{REF}$  подається на вхідний контакт (150) інтегруючої схеми, конденсатор  $C_{INT}$  розряджається з тією самою швидкістю, з якою був заряджений, і, таким чином, час  $T_2$  для повного розряду конденсатора  $C_{INT}$  дорівнює часу зарядки  $T_1$ . Використовуючи цифрову схему (250), що використовується в інтегрованому аналого-цифровому перетворювачі портативного лічильника, лічильник (252) може бути використаний для визначення кількості тактових циклів, необхідних для повного розряду конденсатора  $C_{INT}$ . Таким чином:

$$C_x = \frac{I_{charge} \cdot T_2}{V_{TRIP}}. \quad (1.34)$$

Шляхом регулювання  $I_{charge}$  і  $V_{TRIP}$  вихідний сигнал лічильника забезпечує вхід до логічної схеми (254) для обчислення значення невідомої ємності  $C_x$ . Потім обчислене  $C_x$  може бути показано на дисплеї. Таким чином, пристрій для вимірювання ємності можна легко адаптувати для вимірювання  $T_1$  або  $T_2$  для обчислення значення ємності  $C_x$  [17].

Наступний, і останній, патент який розглянемо – US4258315A. Патент описує вимірювач індуктивності з прямим зчитуванням, який подає лінійно зростаючі імпульси струму до досліджуваної котушки та порівнює напругу, що виникає на котушці під час появи імпульсів, із напругою, що розвивається на котушці, коли до котушки подається струм у стаціонарному стані. Таким чином, забезпечується вихідна напруга, що має значення, безпосередньо пов'язане з індуктивністю котушки. Вихідна напруга подається на вольтметр, вихідний сигнал якого відкалібрований безпосередньо в Генрі, щоб вимірювач автоматично забезпечував пряме зчитування значення індуктивності випробовуваної котушки. Забезпечується зчитування трьох найбільш значущих цифр для широкого загального діапазону значень індуктивності. У комерційному варіанті здійснення винаходу загальний діапазон становить від 0,1 мкГн до приблизно 10 Гн.

Посилаючись на рисунок 1.21, котушка або інший пристрій індуктивності (10), значення індуктивності якого необхідно виміряти, з'єднане послідовно з нормально відкритим перемикачем  $S_1$  зі зміщенням пружини через діод (14), позитивна клемма якого з'єднана із землею. Коли перемикач  $S_1$  замкнений, значення індуктивності котушки відображається цифровим дисплеєм (15). Відповідно до цього винаходу головна схема (16) керування будь-якої відповідної конструкції виробляє форму хвилі напруги  $A$ , як показано на рисунку 1.22. Форма хвилі  $A$  містить серію позитивних прямокутних імпульсів. Напруга форми  $A$  хвилі прикладається до входів генераторів (18A-18N) зміни напруги. Кожен генератор реагує на негативний перехід або задній фронт форми хвилі. Напруга для забезпечення лінійно зростаючої напруги протягом першого інтервалу часу від  $t_0$  до  $t_1$  і забезпечити стабільну напругу протягом другого інтервалу часу від  $t_1$  до  $t_4$ .

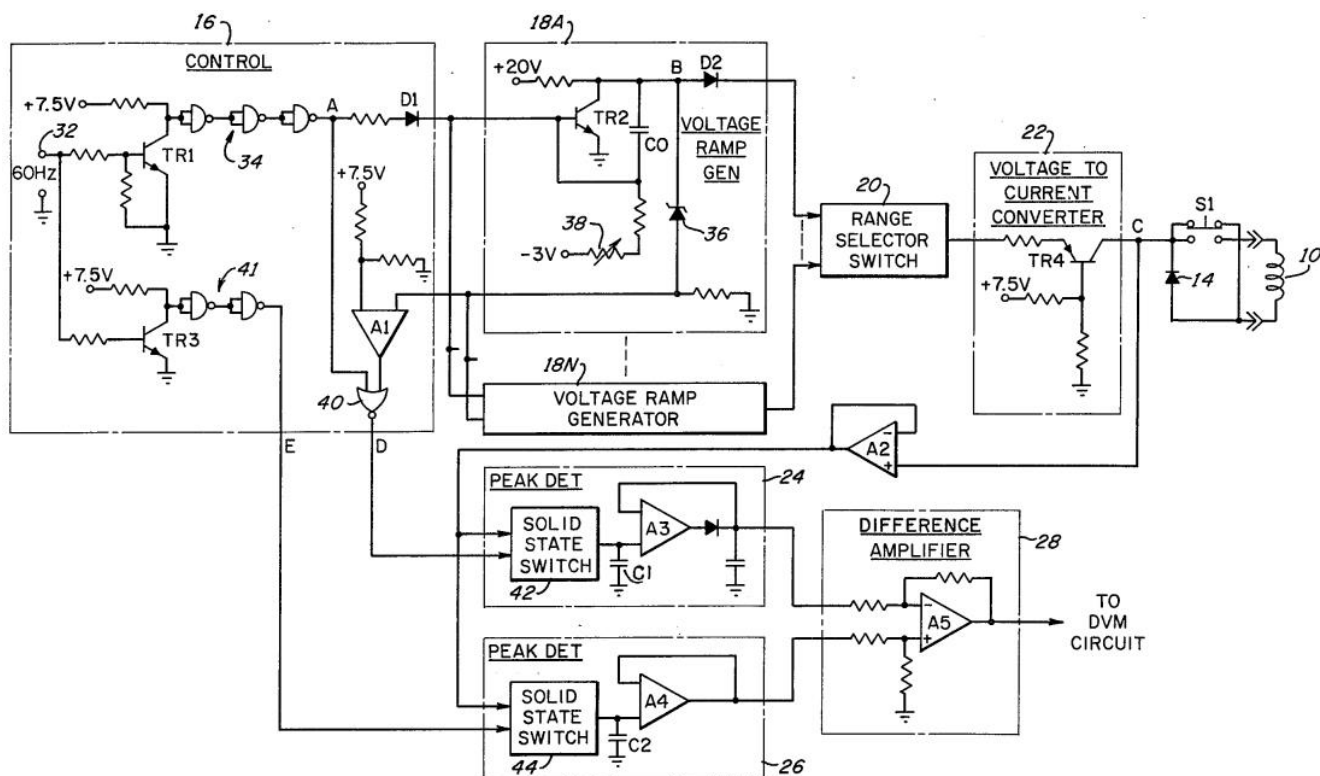


Рисунок 1.21 – Принципова діаграма пристрою патенту US4258315A [18]

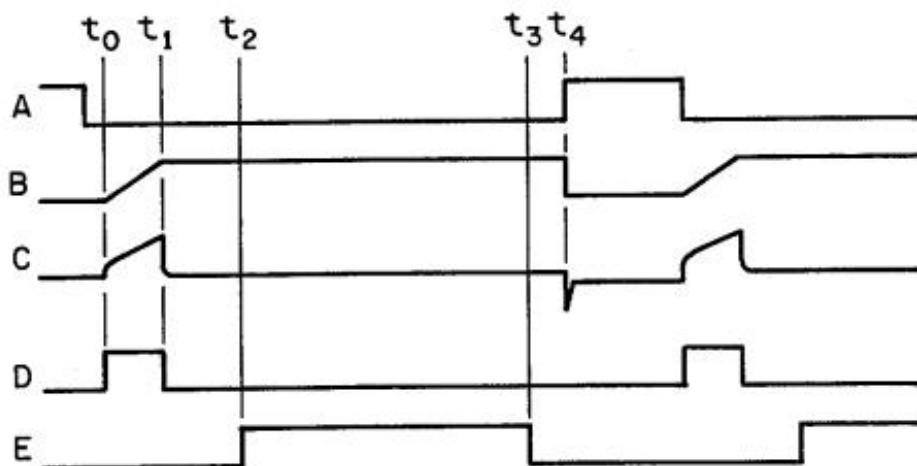


Рисунок 1.22 – Часові діаграми пристрою патенту US4258315A [18]

Вихідна форма хвилі напруги для одного з генераторів змінного струму проілюстрована як форма *B* на рисунку 1.22. Кількість використовуваних генераторів залежить від діапазону значень індуктивності, для якого розроблено конкретний прилад. Кожен з генераторів виробляє форму вихідного сигналу, що має різний нахил у періоді часу від  $t_0$  до  $t_1$ . Перемикач (20) вибору діапазону, яким

можна керувати вручну або автоматично, підключає напругу форми  $B$  від вибраного одного з генераторів зміни напруги до входу перетворювача напруги в струм (22), який, таким чином, має форму сигналу вихідного струму такої ж основної форми, як сигнал  $B$ . Вихідний струм від перетворювача напруги в струм пропускається через котушку, що випробовується, щоб створити напругу на діоді (14), яка матиме форму сигналу  $C$ , як це показано на рисунку 1.22. Цей сигнал напруги  $C$  подається на входи пари вибірково керованих детекторів пікової напруги (24) і (26), відповідні виходи яких з'єднані з різницевим підсилювачем (28).

Підсилювач забезпечує вихідну напругу постійного струму, що дорівнює різниці між двома вхідними напругами, що подаються на його входи, і ця вихідна напруга вимірюється схемою цифрового вольтметра (30), яка керує цифровим зчитуванням або дисплеєм (15). Детектор пікової напруги має постійний струм по вихідній напрузі, що пропорційна максимальній або піковій напрузі, що розвивається на котушці протягом періоду часу від  $t_0$  до  $t_1$ . Таким чином, керуюча схема (16) включає піковий детектор синхронно з негативним переходом форми  $A$  сигналу і вимикає піковий детектор у момент часу  $t_1$ , коли напруга форми сигналу порушує своє максимальне значення в стаціонарному стані. З цією метою керуюча або стробуюча напруга сигналу  $D$ , показаного на рисунку 2.22 подається на піковий детектор від схеми керування. Піковий детектор має вихідну напругу, пропорційна напрузі, що розвивається на котушці протягом другого періоду від часу  $t_1$  до часу  $t_4$ , у той час як стабільний стан постійного струму пропускається через досліджувану котушку. Таким чином, схема керування включає піковий детектор протягом періоду часу від  $t_2$  до  $t_3$ , прикладаючи керуючу або стробуючу напругу хвилі  $E$  до пікового детектора.

Піковий детектор і запам'ятовуючі пристрої зберігають прикладені до них пікові напруги протягом періоду, що перевищує період повторення імпульсів хвилі  $A$ , при цьому напруга, виміряна цифровим вольтметром, пропорційна різниці пікових або максимальних напруг на котушці протягом першого і другого періодів. Тому різниця напруг пропорційна значенню індуктивності котушки, для

чого цифровий дисплей (15) відображає значення індуктивності котушки, поки перемикач (12) утримується в закритому положенні.

Прилад за цим винаходом відображає на тризначному дисплеї три найбільш значущі цифри вимірних значень індуктивності в широкому діапазоні значень. Відповідно до цього аспекту винаходу, перший генератор (18А) змінного рівня використовується, коли вимірюються значення індуктивності від 0 Гн до 99,9 мкГн, другий генератор використовується, коли вимірюються значення індуктивності між 1 мкГн та 999 мкГн, і так далі. Таким чином, можна побачити, що в приладі для вимірювання значень індуктивності в діапазоні від 0 до 9,99 Гн потрібні шість генераторів наростаючої швидкості.

Щоб полегшити краще розуміння цього винаходу та роботи приладу для вимірювання індуктивності, показано на рисунку 1.21, припустимо, що досліджувана котушка має індуктивність 50 мГн та опір 20 Ом. Для вимірювання значень індуктивності в діапазоні від 1 мГн до 999 мГн вибирається генератор, нахил якого становить 10 вольт/мілісекунду, а нахил хвилі струму, що проходить через котушку, має нахил 10 мА/мс. Цей струм має стабільне значення між моментами часу  $t_2$  до  $t_3$ , та дорівнює 6 мА. Таким чином, протягом першого періоду між  $t_0$  та  $t_1$  пікова напруга, що розвивається на котушці, становить:

$$V_p = L \cdot \frac{di}{dt} + I_{max} \cdot R = 0,05 \cdot 10 + 0,006 \cdot 20 = 0,62 \text{ В.} \quad (1.35)$$

Протягом другого періоду, коли струм, що проходить через котушку, є постійним,  $di/dt$  дорівнює нулю, тому напруга, яка присутня на котушці, становить:

$$V_s = L \cdot \frac{di}{dt} + I_{max} \cdot R = 0,05 \cdot 0 + 0,006 \cdot 20 = 0,12 \text{ В.} \quad (1.36)$$

Оскільки напруга на виході різницевого підсилювача становить:

$$V_D = V_P - V_S, \quad (1.37)$$

То підставляючи (1.35) та (1.36) у (1.37) отримуємо:

$$V_D = V_P - V_S = 0,62 - 0,12 = 0,5 \text{ В}. \quad (1.38)$$

Таким чином, дисплей відобразить цифри 5-0-0. Дисплей градуований і десятковий, щоб показати, що фактичне значення індуктивності становить 50,0 мГн. Якщо, наприклад, котушку, що має індуктивність 525 мкГн і опір 2 Ом, необхідно було б випробувати, буде обраний генератор, який має нахил один А/мс. Тоді, пікова напруга, виявлена під час частини наростання прикладеного струму, буде рівною:

$$\begin{aligned} V_D = V_P - V_S &= L \cdot \frac{di}{dt} + I_{max} \cdot R - I_{max} \cdot R = \\ &= 0,525 \cdot 10^{-3} \cdot 1000 + 0,006 \cdot 2 - 0,006 \cdot 2 = 0,525 \text{ В}. \end{aligned} \quad (1.39)$$

Таким чином, на дисплеї (15) відобразяться цифри 5-2-5, що градуовано до 525 мкГн або 0,525 мГн [18].

#### 1.4 Різновиди похибок вимірювання

Похибка – це кількісна характеристика відхилення результату вимірювання від істинного значення. Вона оцінюється, виходячи з усієї інформації, яка була накопичена під час самого вимірювання. Будь-який результат вимірювання не завжди є істинним, а є наближеним до істинного значення. Все це через те, що ми, перед початком експерименту, вказуємо з якою точністю необхідно провести вимірювання, виходячи із поставлених цілей. Людська похибка або неухважність,

недосконалість вимірювальних приладів, середовище, у якому проводять вимірювання, та інші чинники так чи інакше впливають на похибку вимірювання досліджуваної величини [19].

До основних факторів вимірювальних приладів, які впливають на результат вимірювання відносять: прецизійність, роздільна здатність, діапазон та полоса пропускання, чутливість, точність, шуми.

Прецизійність показує наскільки близькі один до одного результати вимірювання, отримані на різних приладах з різними проградуєваними шкалами. Для прикладу, маємо два омметра, в першого (аналоговий) шкала проградуєвана в кілоомах, в іншого (цифровий) - в омах та маємо резистор з істинним опором, який складає 25135 Ом. На першому результат вимірювання складає 25 кОм, так як на даному пристрої на шкалі це значення є найближчим до істинного. Пристрій доволі точний, але не прецизійний. На другому приладі, де виміряне значення округлюється до одного ома, показання вимірювання того самого резистора складає 24759 Ом. В цьому випадку, пристрій має високу прецизійність, але має низьку точність.

Роздільна здатність приладу – це найменша зміна (дельта) виміряного значення, на яку буде реагувати прилад. Для приладів, які мають рухому стрілку роздільна здатність залежить від відхилення на одиничний вхідний сигнал. Цей параметр лімітується рівнем сигналу, який може відрізнятись на рівні шумових завад.

Діапазон пристрою визначається мінімальним та максимальним можливим зареєстрованим значенням сигналу, що вимірюється. При цьому діапазон вибирається таким, щоб показання пристрою було достатньо великим та відповідало вимогам прецизійності.

Полосою пропускання вимірюючого пристрою називають різницю між мінімальною та максимальною частотами, при яких пристрій буде коректно працювати:

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}, \quad (1.40)$$

де  $\Delta f$  – полоса пропускання;

$f_B$  – максимальна частота;

$f_H$  – мінімальна частота.

Більш широка полоса пропускання покращує постійну часу приладу, але, водночас, система більш схильна до шумових завад, які можуть виступати джерелом похибок. Шуми бувають електричні, магнітні, механічні, та можуть бути зменшені за рахунок захисту пристрою від вібрацій, магнітних полів, електростатики.

Чутливість вимірювального пристрою визначається як відношення вихідного сигналу або показання приладу до вхідного сигналу або вимірюваної величини. Тобто вимірювальний прилад, в якого діапазон по шкалі менший (наприклад 0...5 В), вважається чутливішим, ніж прилад з діапазоном 0...50 В по шкалі.

Точність показує, наскільки близьке виміряне значення до істинного значення вимірюваної величини. Кількісною мірою точності вимірювання є абсолютна похибка та відносна похибка. Абсолютна похибка – це відхилення результату вимірювання від істинного значення виміряної величини. Відносна похибка – це відношення абсолютної похибки до істинного значення виміряної величини:

$$\delta = \frac{\Delta}{x_{\text{іст}}} \cdot 100 \% . \quad (1.41)$$

Здебільшого, точність визначається у відсотках від повної шкали пристрою, тобто вказується відносна похибка вимірювання. Для прикладу, представимо, що маємо пристрій (вольтметр) з повною шкалою 10 В та точністю  $\pm 1\%$ . Це означає, що при будь-якому вимірюванні стрілка пристрою буде відхилятися від істинного значення  $x_{\text{іст}}$  не більше ніж  $\pm 0,1$  В. Припустимо, що прилад показує 9,7 В, тоді

істинне значення вимірюваної величини лежить у межах 9,6...9,8 В, а отже похибка вимірювання буде складати:

$$\delta = \frac{\Delta}{x_{\text{іст}}} \cdot 100 \% = \frac{9,8 - 9,6}{9,7} \cdot 100 \% = 2,06 \%. \quad (1.42)$$

Якщо прилад буде показувати, наприклад 1,2 В, тоді істинне значення буде в межах 1,1...1,3 В, але похибка вимірювання зросте:

$$\delta = \frac{\Delta}{x_{\text{іст}}} \cdot 100 \% = \frac{1,3 - 1,1}{1,2} \cdot 100 \% = 16,667 \%. \quad (1.43)$$

З прикладу очевидно, що для більшої точності необхідно вибирати найбільш відповідний діапазон шкали вимірювального пристрою.

Розрізняють три типи похибок: систематичні, грубі та випадкові. Грубими похибками вважаються такі похибки, які виникають внаслідок неуважності експериментатора (помилки під час вимірювання, неуважно записані результати вимірювання, округлення результатів вимірювання, тощо) або внаслідок несправності вимірювального приладу. Систематичну похибку, яка може бути присутньою в результатах вимірювання, неможливо оцінити без показань іншого приладу, який є більш точним. Часто цю похибку у розрахунках не враховують, але в паспорті вимірювального приладу можуть вказати максимальну можливу похибку вимірювання для даного типу приладів. Випадкові похибки виникають через якісь непередбачувані події: значна зміна температури, вібрація, скачки напруги в електромережі, помилки зчитування інформації, тощо. Щоб усунути дану похибку проводять ряд вимірювань для визначення статистичних закономірностей, на основі яких визначають остаточний результат [3,7].

## 1.5 Висновки до першого розділу

У першому розділі було розглянуто індуктивний двополюсник одним з параметрів якого є значення індуктивності, а прикладом якого є котушка індуктивності. Зроблено огляд елементів її еквівалентної схеми, типів індуктивних котушок та їх застосування. Ознайомилися з основними параметрами котушки: номінальним значенням індуктивності, максимальним струмом котушки, власною ємністю, опором втрат, допустимим відхиленням індуктивності, номінальною добротністю, робочим діапазоном температур. Проаналізовано залежність значення індуктивності від параметрів еквівалентної схеми котушки.

Розглянуто існуючі методи вимірювання індуктивності: метод амперметра та вольтметра, резонансний метод, мостовий метод. Метод амперметра та вольтметра є найпростішим у вимірюванні, але при цьому точність вимірювання може бути не достатньою у деяких випадках. Резонансний метод – метод, який ґрунтується на явищі електричного резонансу в коливальному LC-контурі. Точність вимірювання резонансного методу залежить від допусків елементів схеми, точності шкали градуювання, калібрування пристрою та точності читання показів. Мостовий метод серед розглянутих методів є найточнішим, але при цьому має чималу кількість елементів, до яких ставляться високі вимоги до фактичної точності номіналів. Існують декілька факторів, які впливають на точність вимірювання з допомогою моста: частота сигналу, опір з'єднувальних контактів та проводів, чутливість нуль-індикатора, стабільність зразкових імпедансів, які використовуються у плечах моста.

Був проведений огляд існуючих патентів на предмет методів вимірювання номіналів реактивних двополюсників. Кожен патент мав свої переваги та недоліки. Найбільшим недоліком деяких розглянутих винаходів є їх габаритність, через яку ускладнюється переміщення пристроїв вимірювання, а також велика кількість радіодеталей, що підвищує собівартість обладнання.

Проаналізовано типи похибок вимірювальних приладів. Прецизійність, точність, роздільна здатність, діапазон та полоса пропускання, чутливість, шуми є основними факторами похибки результату вимірювання.

## 2 РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ІНДУКТИВНОСТІ

### 2.1 Теоретичні основи методу вимірювання індуктивності

Розроблений метод вимірювання індуктивності базується на дослідженні перехідних процесів, які виникають у RL-інтеграторі, який містить у собі досліджувану котушку індуктивності, номінал якої необхідно знайти. Інтегруючі RL-ланки застосовують в електроніці як фільтр нижніх частот, тобто коли необхідно, щоб схема могла пропускати низькі частоти, а високі відсікати. Основна схема інтегратора RL (рис. 2.1) – це індуктивність, яка підключена послідовно з резистором та джерелом сигналу.

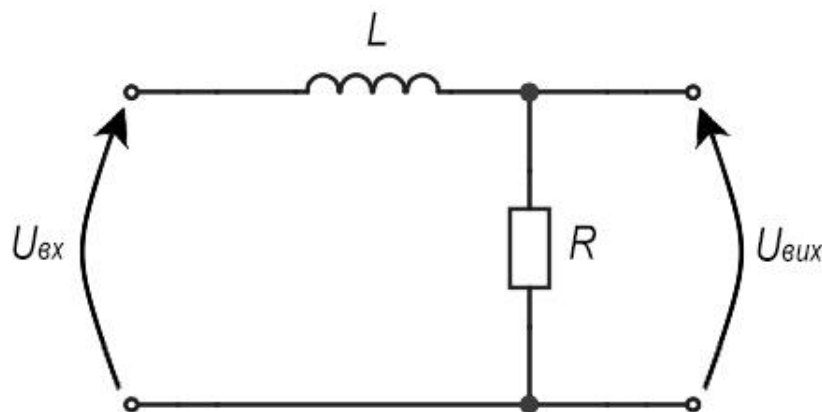


Рисунок 2.1 – Схема інтегратора RL

Якщо на вхід RL-інтегратора подати від деякого джерела постійну напругу  $U_{вх}$ , то виникає перехідний процес, адже струм через індуктивність може наростати лише поступово. Усталений стан, коли напруга  $U_{вих}$  стане рівною вхідній напрузі  $U_{вх}$ , настає після закінчення перехідного процесу, практична тривалість якого пропорційна значенню вимірюваної індуктивності. Постійна часу перехідного процесу визначається формулою:

$$\tau_L = \frac{L}{R} . \quad (2.1)$$

Якщо змінити форму сигналу на вході RL-інтегратора, то стала часу не зміниться, а зміниться форма сигналу на його виході. Одним з таких сигналів може бути експоненціальний затухаючий сигнал. Проведемо дослідження реакції інтегруючої ланки на експоненціальний сигнал за нульових початкових умов та визначимо вплив індуктивності на форму реакції. Для цього під'єднаємо до входу досліджуваної ланки джерело експоненціального сигналу, яке описується рівнянням:

$$U_{\text{вх}}(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_e}}, \quad (2.2)$$

де  $A$  – амплітуда вхідного сигналу;

$t$  – часова координата;

$\tau_e$  – стала часу затухання вхідного сигналу.

Реакція схеми за нульових початкових умов (вихідна напруга знімається з опору) знаходиться за формулою:

$$U_{\text{вих}}(t) = \int_0^t U_{\text{вх}}(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau, \quad (2.3)$$

де  $U_{\text{вх}}$  – вхідний сигнал, який подається на інтегруючу ланку;

$g(t)$  – імпульсна характеристика інтегратора.

При використанні класичного методу для аналізу електронної схеми необхідно розв'язувати диференціальні рівняння. Труднощі аналізу можуть зростати по мірі ускладнення схем, які аналізуються, а це, у свою чергу, призводить до збільшення порядку системи рівнянь. Тому для спрощення розрахунків, використовуватиметься операторний метод аналізу перехідних процесів [20]. Даний метод базується на перетворенні Лапласа та належить до

класу символічних методів, суть якого полягає в аналізі електричного кола в області функцій комплексної змінної  $S$ :

$$S = \sigma + j \cdot \omega , \quad (2.4)$$

де  $\sigma$  – дійсна частина;

$\omega$  – уявна частина;

$j$  – уявна одиниця.

В результаті, система класичного методу диференціальних рівнянь змінюється на систему алгебраїчних рівнянь комплексної змінної  $s$ . Після всіх розрахунків та спрощень рівнянь в операторній формі, виконується обернений перехід до області функцій дійсної змінної  $t$ . Прямий перехід від функції дійсної змінної  $t$  до функції комплексної змінної  $S$  здійснюється за допомогою інтегрального перетворення Лапласа [21,22]:

$$F(S) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-S \cdot t} \cdot dt , \quad (2.5)$$

де  $F(S)$  – операторне зображення (зображення Лапласа);

$f(t)$  – оригінал функції, зображення якої необхідно знайти.

Обернене перетворення Лапласа (перехід до оригіналу функції) виконується за допомогою рівняння:

$$f(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot j} \cdot \int_{\sigma_0 - j \cdot \infty}^{\sigma_0 + j \cdot \infty} F(S) \cdot e^{S \cdot t} \cdot dS , \quad (2.6)$$

де  $f(t)$  – оригінал функції;

$\sigma_0$  – деяке додатне число;

$F(S)$  – функція в операторному вигляді, для якої необхідно знайти оригінал.

Згідно з (2.5) вхідний сигнал  $U_{\text{вх}}(t)$  має таке зображення:

$$U_{\text{вх}}(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_e}} \Leftrightarrow U_{\text{вх}}(S) = \frac{A}{S + \frac{1}{\tau_e}}. \quad (2.7)$$

Операторну схемну функцію передачі напруги RL-ланки (рис. 2.1) можна знайти за формулою дільника напруги:

$$k_U(S) = \frac{R}{R + Z_L}, \quad (2.8)$$

де  $Z_L$  – операторний опір котушки індуктивності;

$R$  – опір RL-ланки.

Спростимо рівняння, для цього винесемо опір у знаменнику за дужки:

$$k_U(S) = \frac{R}{R + Z_L} = \frac{R}{R \cdot \left(1 + \frac{Z_L}{R}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{Z_L}{R}} = [Z_L = S \cdot L] = \frac{1}{1 + \frac{S \cdot L}{R}}, \quad (2.9)$$

де  $L$  – індуктивність котушки.

Приймаючи до уваги (2.1), операторна схемна функція інтегратора приймає наступний вигляд:

$$k_U(S) = \frac{1}{1 + S \cdot \tau_L}, \quad (2.10)$$

де  $\tau_L$  – стала часу RL-ланки.

Підставимо (2.7) та (2.10) у рівняння (2.3) для отримання операторного зображення реакції інтегратора:

$$U_{\text{вих}}(S) = \frac{A}{S + \frac{1}{\tau_e}} \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \tau_L} = \frac{A}{\left(S + \frac{1}{\tau_e}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right) \cdot \tau_L}. \quad (2.11)$$

Для переходу до оригіналу функції виду  $U_{\text{вих}}(t)$ , необхідно знайти полюси зображення  $U_{\text{вих}}(S)$ , тобто показники степені експонент, які входять до оригіналу:

$$U_{\text{вих}}(t) = K_1 \cdot e^{S_1 \cdot t} + K_2 \cdot e^{S_2 \cdot t}, \quad (2.12)$$

де  $K_1$  і  $K_2$  – коефіцієнти, які необхідно знайти для отримання оригіналу функції;

$S_1$  і  $S_2$  – полюси зображення  $U_{\text{вих}}(S)$ .

Полюси зображення (корені характеристичного рівняння) можна знайти прирівнявши знаменник (2.11) до нуля:

$$\left(S + \frac{1}{\tau_e}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right) \cdot \tau_L = 0. \quad (2.13)$$

Тоді, полюси зображення  $U_{\text{вих}}(S)$  дорівнюють:

$$S_1 = -\frac{1}{\tau_e}; \quad (2.14)$$

$$S_2 = -\frac{1}{\tau_L}. \quad (2.15)$$

Знайдемо коефіцієнти  $K_1$  і  $K_2$ , прийнявши до уваги (2.14) та (2.15):

$$\begin{aligned} K_1 = U_{\text{вих}}(S) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_e}\right) &= \frac{A \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_e}\right)}{\left(S + \frac{1}{\tau_e}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right) \cdot \tau_L} = \left[S = -\frac{1}{\tau_e}\right] = \\ &= \frac{A}{\left(\frac{1}{\tau_L} - \frac{1}{\tau_e}\right) \cdot \tau_L} = \frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} K_2 = U_{\text{вих}}(S) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right) &= \frac{A \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right)}{\left(S + \frac{1}{\tau_e}\right) \cdot \left(S + \frac{1}{\tau_L}\right) \cdot \tau_L} = \left[S = -\frac{1}{\tau_L}\right] = \\ &= \frac{A}{\left(\frac{1}{\tau_e} - \frac{1}{\tau_L}\right) \cdot \tau_L} = \frac{A}{\frac{\tau_L}{\tau_e} - 1} = -\frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Підставимо всі знайдені невідомі у (2.12) і отримаємо, таким чином, функцію-реакцію інтегратора на експоненціальний сигнал:

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(t) = K_1 \cdot e^{S_1 \cdot t} + K_2 \cdot e^{S_2 \cdot t} &= \frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_e}} - \frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}} = \\ &= \frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}} \cdot \left(e^{-\frac{t}{\tau_e}} - e^{-\frac{t}{\tau_L}}\right), \end{aligned} \quad (2.18)$$

де  $\tau_L$  – стала часу RL-ланки;

$\tau_e$  – стала часу затухання вхідного сигналу;

$A$  – амплітуда вхідного сигналу;

$t$  – часова координата.

За знайденою функцією (2.18) побудуємо графік залежності напруги на виході RL-ланки від часу (рис. 2.2) в середовищі Matlab (Параметри для функції (2.18):  $A=1$ ;  $\tau_C=14,96$  мкс;  $\tau_L=10$  мкс).

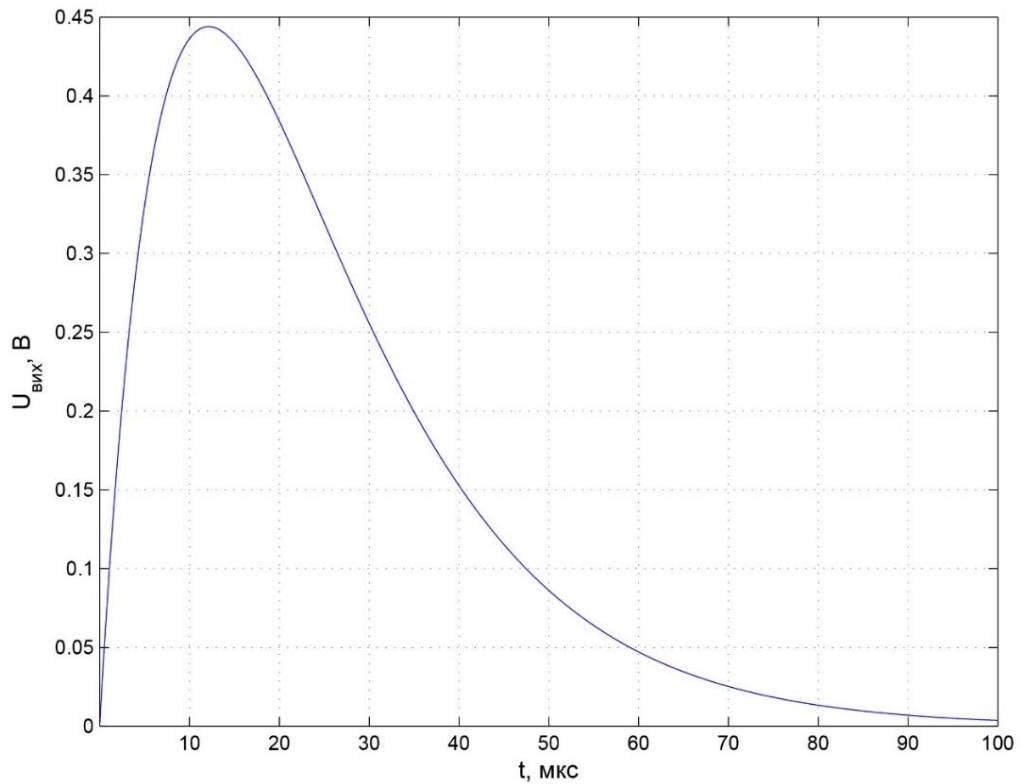


Рисунок 2.2 – Залежність реакції RL-ланки на вплив у вигляді затухаючого експоненціального імпульсу від часу

Для визначення невідомої індуктивності RL-ланки, скористаємось присутністю максимуму у її реакції на експоненціальний імпульс (див. рис. 2.2). Щоб знайти час  $t_{max}$ , коли спостерігається максимальна (пікова) напруга, необхідно виміряти максимальне значення напруги. Вимірювання максимальної напруги є ускладненим, адже ця напруга змінюється повільно в околі максимуму. Це призводить до великої похибки визначення часу  $t_{max}$ , що й ускладнює пошук істинного часу  $t_{max}$ .

Щоб зменшити похибку визначення  $t_{max}$ , необхідно збільшити швидкість зміни вихідного сигналу в околі часу, де ми спостерігаємо пікову напругу. Для цього скористаємось похідною вихідного сигналу за часом [23]. В результаті, значення похідної в точці  $t_{max}$  дорівнюватиме нулю, тобто похідна перетинає вісь

часу в точці. Такий підхід спрощує пошук та мінімізує похибку вимірювання  $t_{max}$ .  
Відшукаємо похідну функції (2.18) :

$$U'_{\text{вих}} = \frac{dU_{\text{вих}}}{dt} = \frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}} \cdot \left( \frac{1}{\tau_L} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}} - \frac{1}{\tau_e} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_e}} \right). \quad (2.19)$$

За знайденою функцією (2.19) побудуємо графік залежності похідної напруги за часом від часу (рис. 2.3) в середовищі Matlab. (Параметри для функції (2.19):  $A=1$ ;  $\tau_c=14.96$  мкс;  $\tau_L=10$  мкс).

Розрахуємо величину  $t_{max}$ , прирівнявши (2.19) до нуля:

$$\frac{A}{1 - \frac{\tau_L}{\tau_e}} \cdot \left( \frac{1}{\tau_L} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}} - \frac{1}{\tau_e} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_e}} \right) [t = t_{max}] = 0. \quad (2.20)$$

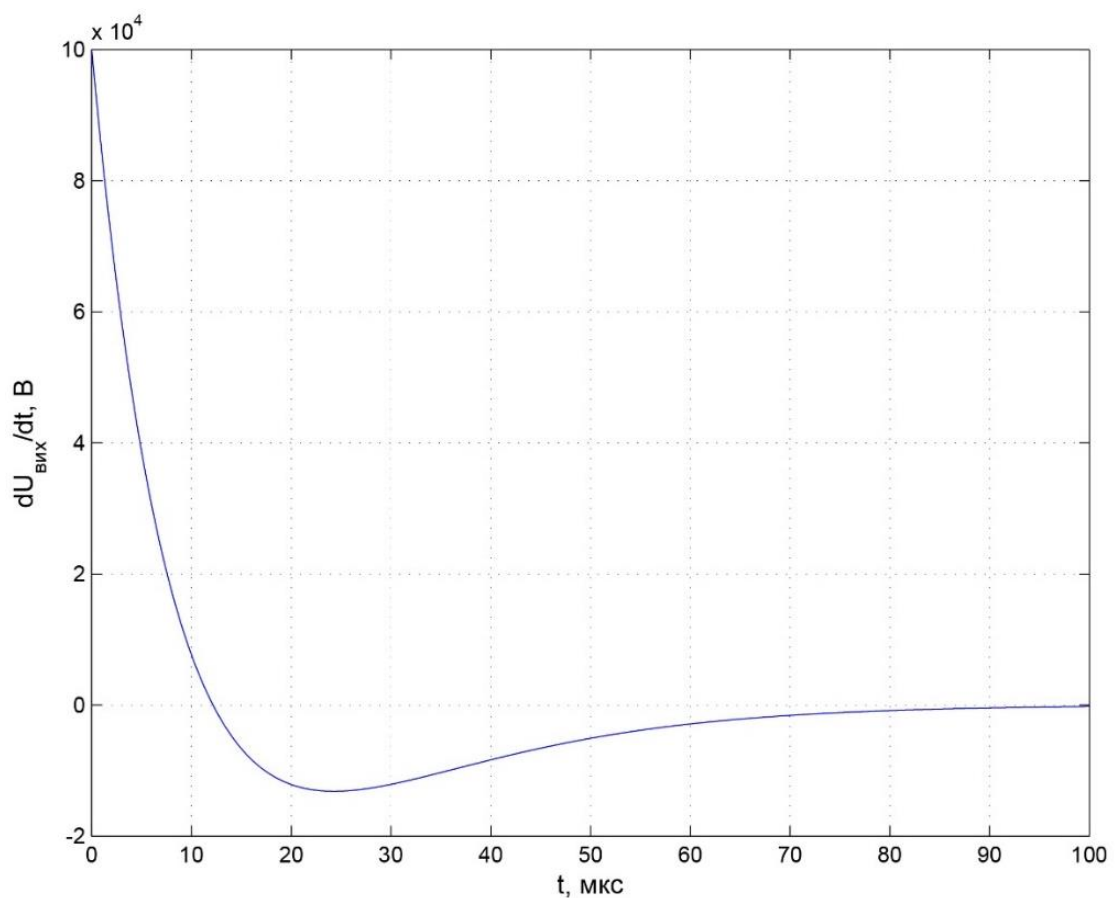


Рисунок 2.3 – Залежність похідної напруги  $U_{\text{вих}}$  за часом від часу

Після спрощення (2.20) набуде вигляду:

$$\frac{1}{\tau_L} \cdot e^{-\frac{t_{max}}{\tau_L}} = \frac{1}{\tau_e} \cdot e^{-\frac{t_{max}}{\tau_e}}. \quad (2.21)$$

Перенесемо постійні часу праворуч, а експоненти ліворуч та прологарифмуємо обидві частини рівняння, щоб позбутись експонент:

$$\frac{t_{max}}{\tau_e} - \frac{t_{max}}{\tau_L} = \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_e}\right). \quad (2.22)$$

Для виведення формули визначення часу  $t_{max}$  винесемо це значення за дужки:

$$t_{max} \cdot \frac{\tau_L - \tau_e}{\tau_e \cdot \tau_L} = \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_e}\right). \quad (2.23)$$

Тоді час  $t_{max}$  визначається за формулою:

$$t_{max} = \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_e}\right) \cdot \frac{\tau_e \cdot \tau_L}{\tau_L - \tau_e}, \quad (2.24)$$

де  $\tau_L$  – стала часу RL-ланки;

$\tau_e$  – стала часу затухання вхідного сигналу.

Оскільки величину невідомої індуктивності RL-ланки можна знайти, знаючи сталу часу даної ланки (рис. 2.1), необхідно розв'язати нелінійне рівняння (2.24) відносно невідомої сталої часу  $\tau_L$ :

$$\ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_e}\right) \cdot \frac{\tau_e \cdot \tau_L}{\tau_L - \tau_e} - t_{max} = 0. \quad (2.25)$$

Розв'язок даного рівняння можна виконати, використовуючи вбудовану функцію `fsolve` в середовищі Matlab або інші методи, наприклад, метод половинного ділення. Для даного рівняння був розроблений універсальний алгоритм розрахунку невідомої сталої часу  $\tau_L$  на основі методу половинного ділення.

Отримавши значення величини  $\tau_L$  шукана індуктивність RL-ланки знаходиться за формулою:

$$L = R \cdot \tau_L . \quad (2.26)$$

## 2.2 Схема фіксації часової координати особливої точки реакції на експоненціальний імпульс

Для реалізації методу вимірювання індуктивності розроблена аналогова електрична схема, яка представлена на рисунку 2.4. На вхід схеми J1 подається сигнал у вигляді прямокутних імпульсів, який направляється на два паралельні з'єднання: по першому сигнал проходить через шість каскадів для вимірювання часу  $t_{max}$  (2.25); по другому – через неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення рівним п'яти. Друге з'єднання слугує для підсилення сигналу джерела прямокутних імпульсів до рівня логічної «одиниці» (зазвичай це 5В), який необхідний для подальшого порівняння сигналів виміряного значення  $t_{max}$  та прямокутного імпульса на мікроконтролері.

Прямокутні імпульси подаються на перше паралельне з'єднання на вхід першого каскаду, тобто на RC-ланку, де він диференціюється і на виході утворюються експоненціальні імпульси із сталою часу  $\tau_C$ . Потім сигнал проходить через наступні каскади, які з'єднані каскадно (вихід попереднього каскаду підключається до входу наступного), а саме: повторювач на операційному

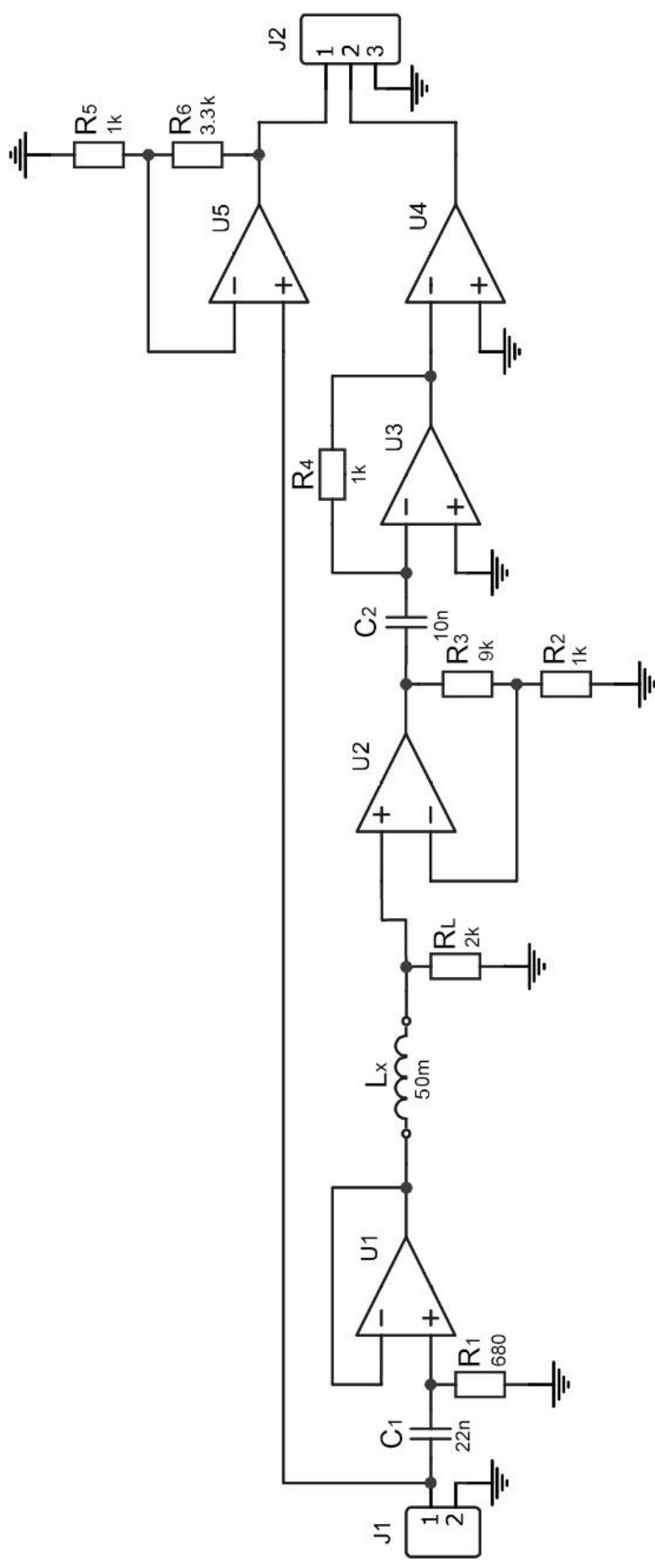


Рисунок 2.4 – Схема електрична принципова вимірювача індуктивності

підсилювачі; інтегратор (RL-ланка), яка містить котушку з невідомою індуктивністю; підсилювач сигналу на операційному підсилювачі; диференціатор на операційному підсилювачі та компаратор.

RC-ланка, яка складається з конденсатора  $C_1$  та резистора  $R_1$  (рис. 2.5) необхідна для генерації експоненціального сигналу та є фільтром високих частот. Диференціатор виконує дві важливі функції: відсікання постійної складової сигналу та формування двополярного сигналу на виході каскаду. Сигнал, який ми будемо спостерігати на виході диференціатора описується рівнянням, згідно (2.2):

$$U_{\text{вх}} = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}}, \quad (2.27)$$

де  $A$  – амплітуда вхідного сигналу;

$\tau_c$  – стала часу RC-ланки.

Стала часу даної RC-ланки розраховується за формулою:

$$\tau_c = R_1 \cdot C_1, \quad (2.28)$$

де  $R_1$  та  $C_1$  – компоненти диференціатора.

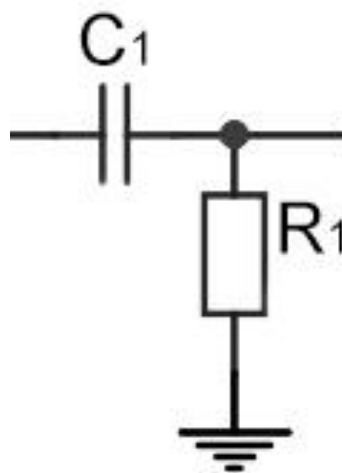


Рисунок 2.5 – Диференціатор

Повторювач на операційному підсилювачі  $U1$  (рис. 2.6) є другим каскадом. Він служить для того, щоб не допустити впливу інтегруючої ланки на форму експоненціального сигналу.

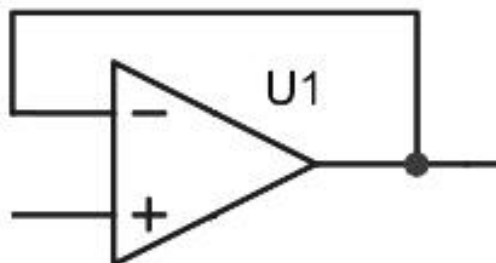


Рисунок 2.6 – Повторювач на операційному підсилювачі

Третім каскадом схеми є інтегратор (RL-ланка), який складається з індуктивності  $L_x$ , номінал якої необхідно знайти та резистора  $R_L$ . Функції, які виконує дана ланка описано у попередньому підрозділі.

Наступний четвертий каскад – неінвертуючий підсилювач на операційному підсилювачі (рис. 2.7).

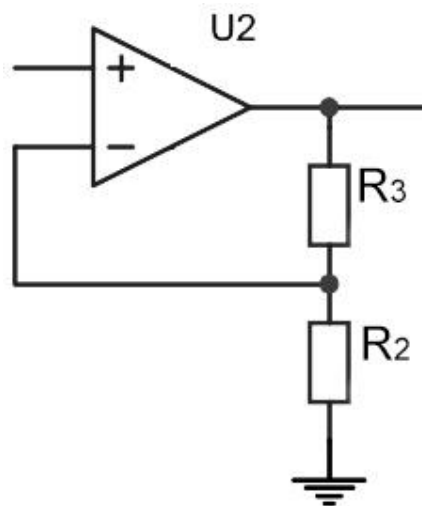


Рисунок 2.7 – Неінвертуючий підсилювач на операційному підсилювачі

Його роль – підсилення сигналу для точнішого визначення  $t_{max}$ . Даний каскад складається з операційного підсилювача  $U2$ , та двох резисторів  $R_2$  та  $R_3$ , які регулюють коефіцієнт підсилення [24,25]. Вихідний сигнал підсилювача описується рівнянням:

$$U_{\text{вих}} = k_U \cdot U_{\text{вх}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot U_{\text{вх}}, \quad (2.29)$$

де  $k_U$  – коефіцієнт підсилення по напрузі каскаду;

$U_{\text{вх}}$  – сигнал, який поступає на вхід підсилювача;

$R_2, R_3$  – опори, які зображені на рисунку 2.7.

Диференціатор на операційному підсилювачі (рис. 2.8) виступає п'ятим каскадом. Він складається з операційного підсилювача  $U3$ , конденсатора  $C_2$  та резистора  $R_4$  [25]. Основне його призначення – це диференціювання сигналу для збільшення швидкості зміни вихідного сигналу (крутизни сигналу). Це необхідно для швидкого та більш точного пошуку часу  $t_{\text{max}}$ , який необхідний для розрахунку невідомого значення індуктивності третього каскаду (2.25). Вихідний сигнал диференціатора описується функцією:

$$U_{\text{вих}} = -\tau_{C_2} \cdot \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -C_2 \cdot R_4 \cdot \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}, \quad (2.30)$$

де  $\tau_{C_2}$  – стала часу даного диференціатора;

$U_{\text{вх}}$  – сигнал, який поступає на вхід диференціатора на операційному підсилювачі;

$C_2, R_4$  – компоненти диференціатора.

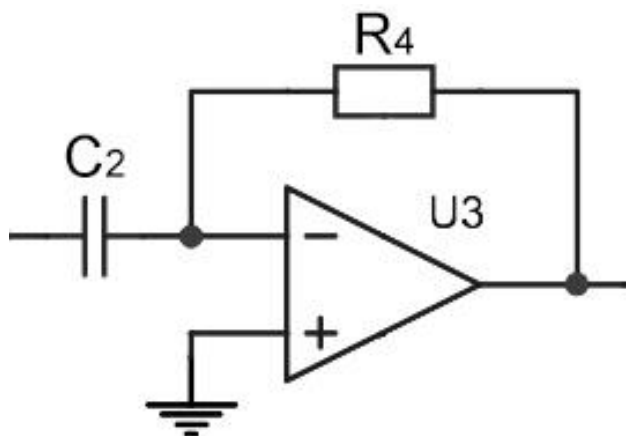


Рисунок 2.8 – Диференціатор на операційному підсилювачі

Шостий каскад – компаратор  $U4$  (рис. 2.9), який використовується для порівняння рівня сигналу (напруги), що подається на негативний вхід операційного підсилювача, із опорною напругою та необхідний для реєстрування часу  $t_{max}$ . У разі, коли на вхід подається негативна напруга, то на виході компаратора спостерігатиметься сигнал логічної одиниці (рівень сигналу визначається значенням живлення операційного підсилювача та завжди менший за це значення).

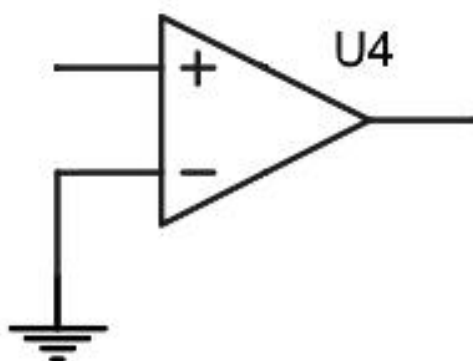


Рисунок 2.9 – Компаратор

Якщо на вхід подається напруга, яка більша за нуль, то на його виході буде сигнал логічного «нуля» (нульова напруга). Він служить зв'язком між неперервним сигналом, наприклад напругою, та логічними змінними цифрових пристроїв. Таким чином компаратор переводить аналоговий сигнал у сигнал логічної одиниці та логічного нуля для подальшого реєстрування сигналу у мікроконтролері.

Так як генератор прямокутних імпульсів створює періодичний сигнал амплітудою 1 В, то для його правильної обробки мікроконтролером, сигнал необхідно підсилити. Завдяки ланці на операційному підсилювачі  $U5$  (рис. 2.10) відбувається посилення сигналу з генератора прямокутних імпульсів до амплітуди активного рівня (5 В). Коефіцієнт підсилення цієї ланки:

$$k_U = 1 + \frac{R_6}{R_5} . \quad (2.31)$$

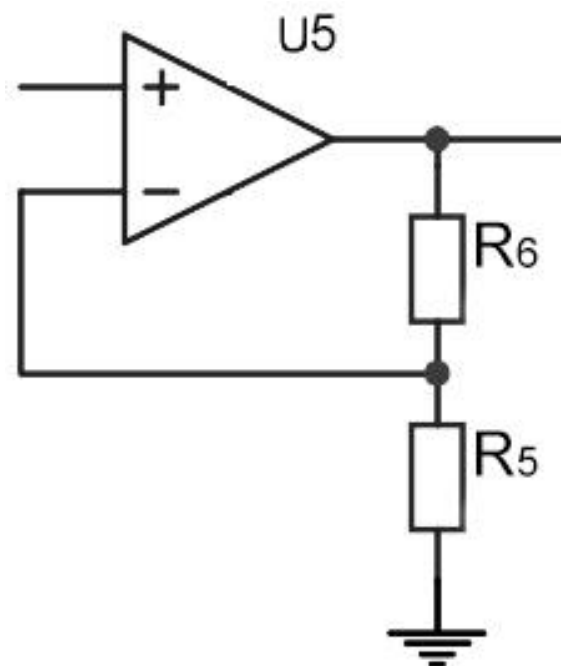


Рисунок 2.10 – Неінвертуючий підсилювач на операційному підсилювачі

Для реєстрування часу  $t_{max}$  необхідно подати два сигнали на мікроконтролер через вихід схеми J2 (рис. 2.4): перший сигнал з генератора прямокутних імпульсів, а другий з компаратора.

### 2.3 Визначення схемної функції вимірювача індуктивності

Для моделювання вимірювання індуктивності в симуляторах, необхідно знайти схемну функцію аналогової частини схеми. Обчислювати схемну функцію будемо в операторній формі для зручності та простоти розрахунків. На рисунку 2.11 подано структуру аналогової частини схеми вимірювача індуктивності.

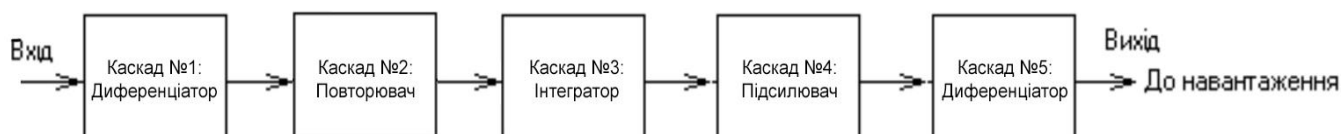


Рисунок 2.11 – Структура схеми вимірювача індуктивності

Для спрощення розрахунків загального  $k_U$  схеми, розрахуємо коефіцієнт передачі напруги окремо для кожного каскаду. Так як опір навантаження присутній у кожному каскаді і має вплив на попередні ланки схеми, розрахунок схемної функції почнемо з останньої ланки. Складемо матрицю провідності п'ятого каскаду на основі схеми (рис. 2.12).

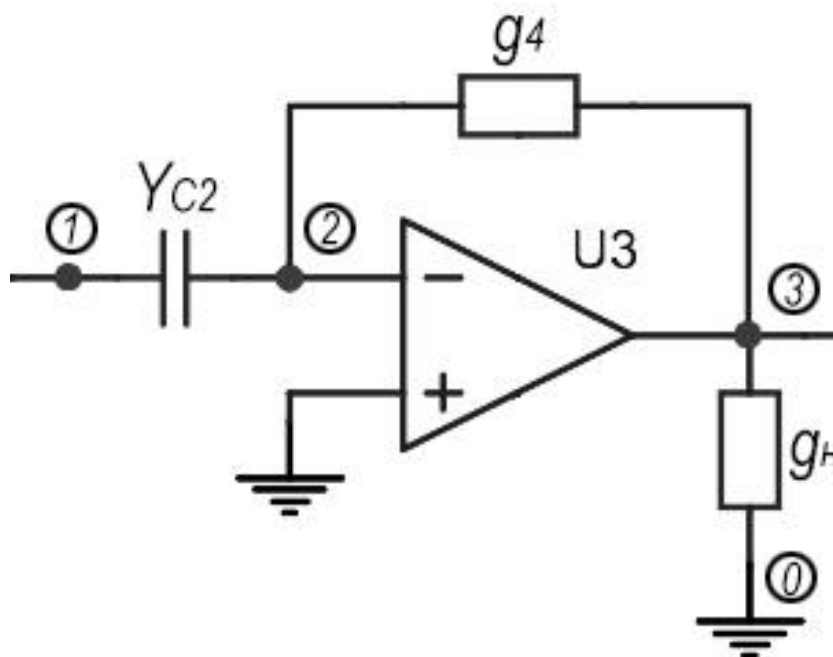


Рисунок 2.12 – Схема п'ятого каскаду

	1	2	3
1	$Y_{C_2}$	$-Y_{C_2}$	0
2	$-Y_{C_2}$	$Y_{C_2} + g_4$	$-g_4$
3	0	$-g_4$	$g_4 + g_H$

$Y_5 =$

Вважаючи операційний підсилювач ідеальним, ми можемо застосувати алгоритм його врахування у матриці провідності, викресливши другий стовпчик та третій рядок:

$$Y_5 = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} & \begin{array}{|c|c|c|} \hline Y_{C_2} & -Y_{C_2} & 0 \\ \hline -Y_{C_2} & Y_{C_2} + g_4 & -g_4 \\ \hline 0 & -g_4 & g_4 + g_H \\ \hline \end{array} \end{array} \end{array}$$

В результаті отримаємо кінцеву матрицю провідності:

$$Y_5 = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & 1 & 3 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \end{array} & \begin{array}{|c|c|} \hline Y_{C_2} & 0 \\ \hline -Y_{C_2} & -g_4 \\ \hline \end{array} \end{array} \end{array}$$

Коефіцієнт передачі по напрузі даного каскаду, враховуючи опір навантаження (вхідний опір компаратора), визначається за формулою:

$$k_U = \frac{R_H \cdot \Delta_{13}}{R_H \cdot \Delta_{11} + \Delta_{11,33}} \quad (2.32)$$

Розрахуємо цей коефіцієнт:

$$\begin{aligned} k_{U5} &= \frac{R_H \cdot \Delta_{13}}{R_H \cdot \Delta_{11} + \Delta_{11,33}} = [\Delta_{11,33} = 0] = \frac{R_H \cdot \Delta_{13}}{R_H \cdot \Delta_{11} + 0} = \frac{R_H \cdot \Delta_{13}}{R_H \cdot \Delta_{11}} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}} = \\ &= \frac{-Y_{C_2} \cdot (-1)^{1+2}}{-g_4} = -\frac{Y_{C_2}}{g_4} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Як бачимо, опір навантаження не впливає на коефіцієнт передачі по напрузі. В операторному вигляді коефіцієнт передачі дорівнює:

$$k_{U5}(S) = -S \cdot C_2 \cdot R_4. \quad (2.34)$$

Обчислимо вхідний опір даного каскаду:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{-g_4}{-g_4 \cdot Y_{C_2}} = \frac{1}{Y_{C_2}}. \quad (2.35)$$

В операторному вигляді:

$$R_{\text{вх}}(S) = \frac{1}{S \cdot C_2}. \quad (2.36)$$

Аналогічно побудуємо матрицю провідності для четвертого каскаду (рис. 2.13).

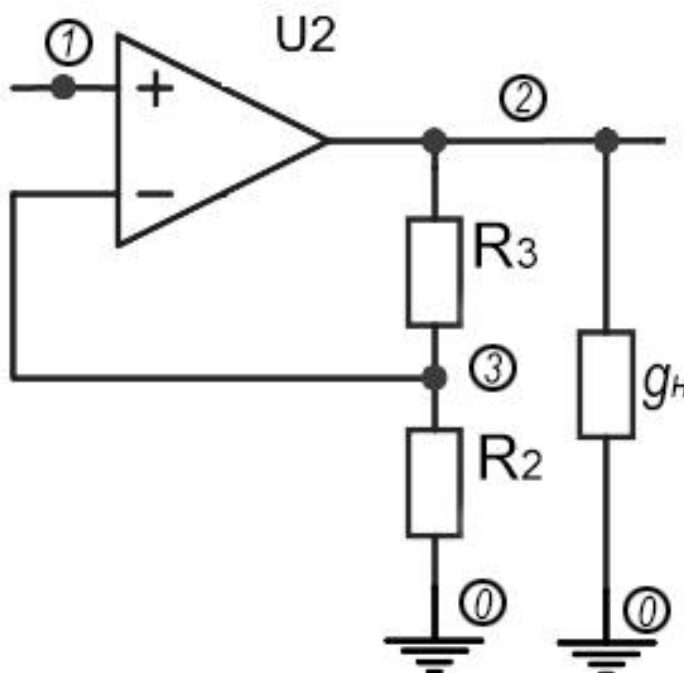


Рисунок 2.13 – Схема провідності четвертого каскаду

$$Y_4 = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} & \begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & g_3 + g_H & -g_3 \\ \hline 0 & -g_3 & g_2 + g_3 \\ \hline \end{array} \end{array} \end{array}$$

Приймаючи, що операційний підсилювач ідеальний, ми можемо спростити матрицю провідності, викресливши перший стовпчик та другий рядок:

$$Y_4 = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & 2 & 3 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 3 \end{array} & \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & 0 \\ \hline -g_3 & g_2 + g_3 \\ \hline \end{array} \end{array} \end{array}$$

Розрахуємо коефіцієнт передачі по напрузі даного каскаду, враховуючи, що опір навантаження – це вхідний опір п'ятого каскаду (2.36):

$$\begin{aligned} k_{U4} &= \frac{R_H \cdot \Delta_{12}}{R_H \cdot \Delta_{13} + \Delta_{11,33}} = [\Delta_{11,33} = 0] = \frac{R_H \cdot \Delta_{12}}{R_H \cdot \Delta_{13} + 0} = \frac{R_H \cdot \Delta_{12}}{R_H \cdot \Delta_{13}} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{13}} = \\ &= \frac{(g_2 + g_3) \cdot (-1)^{1+2}}{-g_3} = \frac{g_2 + g_3}{g_3}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

В цьому каскаді опір навантаження теж не впливає на схемну функцію. В операторному виді:

$$k_{U4}(S) = \frac{R_2 + R_3}{R_2} = 1 + \frac{R_3}{R_2}. \quad (2.38)$$

Вхідний опір четвертої ланки, прийнявши, що операційний підсилювач ідеальний, дорівнюватиме нескінченності:

$$R_{\text{вх}} = \infty. \quad (2.39)$$

Розрахуємо  $k_{U3}$  третього каскаду використавши метод дільника напруги (рис. 2.14). Вихідний сигнал каскаду описується рівнянням:

$$U_{\text{вих}}(S) = \frac{U_{\text{вх}}(S) \cdot R_L}{R_L + Z_L}, \quad (2.40)$$

де  $Z_L$  – операторний опір котушки індуктивності;

$R_e$  – еквівалентний опір, який складається з двох паралельно з'єднаних опорів  $R_L$  та  $R_n$ .

Обчислимо еквівалентний опір  $R_e$ , який складається з двох паралельно під'єднаних опорів  $R_L$  та  $R_n$ . Прийmemo до уваги, що опір  $R_n$  чисельно дорівнює нескінченності:

$$R_e = \frac{R_L \cdot R_n}{R_L + R_n} = [R_n = \infty] \cong R_L, \quad (2.41)$$

де  $R_L$  – опір інтегратора;

$R_n$  – опір навантаження каскаду, який чисельно дорівнює (2.39).

Так як коефіцієнт передачі дорівнює відношенню вихідної напруги до вхідної, то  $k_{U3}$  розраховується за формулою:

$$k_{U3}(S) = \frac{U_{\text{ВИХ}}(S)}{U_{\text{ВХ}}(S)} = \frac{U_{\text{ВХ}}(S) \cdot R_e}{U_{\text{ВХ}}(S) \cdot (R_e + Z_L)} = \frac{R_e}{R_e + Z_L}. \quad (2.42)$$

Операторний опір обчислюється за формулою:

$$Z_L = S \cdot L, \quad (2.43)$$

де  $L$  – індуктивність котушки.

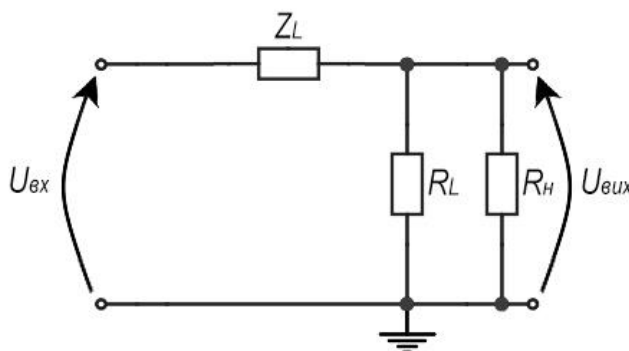


Рисунок 2.14 – Інтегратор з опором навантаження

В результаті маємо:

$$k_{U3}(S) = \frac{R_e}{R_e + Z_L} = \frac{R_e}{R_e \cdot \left(1 + \frac{S \cdot L}{R_e}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{S \cdot L}{R_e}}. \quad (2.44)$$

Обчислювати вхідний опір цієї ланки ми не будемо, так як попередній другий каскад схеми – повторювач (див. рис. 2.6), який складається лише з одного операційного підсилювача.

По суті, повторювач – це неінвертуючий підсилювач (рис. 2.15), у якого резистор зворотнього зв'язку  $R_{зз}$  дорівнює нулю, а резистор  $R_I$  дорівнює нескінченності. Коефіцієнт підсилення такого підсилювача [25]:

$$k_U = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (2.45)$$

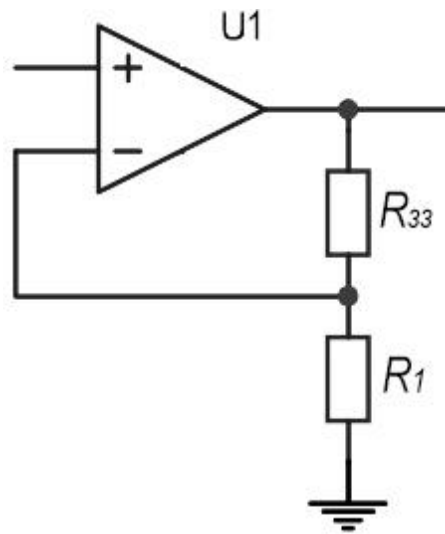


Рисунок 2.15 – Неінвертуючий підсилювач на операційному підсилювачі

В нашому випадку коефіцієнт передачі повторювача дорівнює:

$$k_{U2}(S) = 1 + \frac{R_{33}}{R_1} = 1 + \frac{0}{\infty} = 1. \quad (2.46)$$

Коефіцієнт передачі  $k_{U2}(S)$  дорівнює одиниці, тому опір навантаження третього каскаду не буде впливати. Вхідний опір другої ланки, прийнявши, що операційний підсилювач ідеальний, дорівнюватиме нескінченності:

$$R_{\text{вх}} = \infty. \quad (2.47)$$

Коефіцієнт передачі по напрузі першого каскаду (рис. 2.16) обчислимо за методом дільника напруги:

$$k_{U1}(S) = \frac{U_{\text{вих}}(S)}{U_{\text{вх}}(S)} = \frac{U_{\text{вх}}(S) \cdot R_{e2}}{U_{\text{вх}}(S) \cdot (R_{e2} + Z_{C1})} = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + Z_{C1}}, \quad (2.48)$$

де  $R_{e2}$  – еквівалентний опір, який складається з двох паралельно з'єднаних опорів  $R_1$  та  $R_H$ ;

$Z_{C_1}$  – операторний опір конденсатора.

Операторний опір конденсатора визначається за формулою:

$$Z_C = \frac{1}{S \cdot C_1}, \quad (2.49)$$

де  $C_1$  – ємність конденсатора.

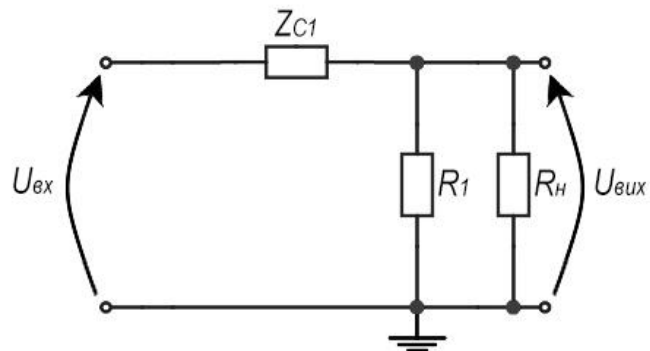


Рисунок 2.16 – Диференціатор з опором навантаження

Обчислимо еквівалентний опір  $R_{e2}$ :

$$R_{e2} = \frac{R_1 \cdot R_H}{R_1 + R_H}, \quad (2.50)$$

де  $R_H$  – опір навантаження каскаду, який дорівнює (2.47).

Так як  $R_H = \infty$ , то доданок  $R_1$  в знаменнику не відіграє ролі. В результаті отримаємо кінцеве значення еквівалентного опору, яке дорівнюватиме лише  $R_1$ :

$$R_{e2} = \frac{R_1 \cdot R_H}{R_H} = R_1. \quad (2.51)$$

Тоді:

$$k_{U1}(S) = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + Z_{C1}} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{S \cdot C_1}} = \frac{R_1}{\frac{R_1 \cdot S \cdot C_1 + 1}{S \cdot C_1}} = \frac{R_1 \cdot S \cdot C_1}{R_1 \cdot S \cdot C_1 + 1}. \quad (2.52)$$

Знайдемо загальний коефіцієнт передачі по напрузі усієї схеми, який дорівнює добутку усіх коефіцієнтів передачі послідовно з'єднаних каскадів:

$$\begin{aligned} k_U(S) &= k_{U1}(S) \cdot k_{U2}(S) \cdot k_{U3}(S) \cdot k_{U4}(S) \cdot k_{U5}(S) = \\ &= \frac{R_1 \cdot S \cdot C_1}{R_1 \cdot S \cdot C_1 + 1} \cdot 1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{S \cdot L}{R_e}} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot (-S \cdot C_2 \cdot R_4). \end{aligned} \quad (2.53)$$

Щоб спростити вигляд рівняння, скористаємось (2.1) та (2.28):

$$\tau_C = R_1 \cdot C_1; \quad (2.54)$$

$$\tau_L = \frac{L}{R_e}. \quad (2.55)$$

В результаті отримаємо схемну функцію в операторній формі:

$$\begin{aligned} k_U(S) &= -\frac{S^2 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4 \cdot \tau_C}{(S \cdot \tau_C + 1) \cdot (S \cdot \tau_L + 1) \cdot R_2} = -\frac{S^2 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4 \cdot \tau_C}{\tau_C \cdot \left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \tau_L \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) \cdot R_2} = \\ &= -\frac{S^2 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) \cdot \tau_L \cdot R_2}. \end{aligned} \quad (2.56)$$

## 2.4 Обчислення перехідної характеристики схеми вимірювача індуктивності

Знайдемо операторне зображення перехідної характеристики схеми  $h(t)$ , яка є реакцією на одиничний ступінчастий сигнал за нульових початкових умов, застосувавши операторне зображення одиничної ступінчастої функції  $1/S$ :

$$H(S) = U_{\text{вих}}(S) = U_{\text{вх}}(S) \cdot k_U(S); \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(S) &= \frac{A}{S} \cdot \left( - \frac{S^2 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) \cdot \tau_L \cdot R_2} \right) = \\ &= - \frac{A \cdot S \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) \cdot \tau_L \cdot R_2} = - \frac{F_1(S)}{F_2(S)}, \end{aligned} \quad (2.58)$$

де  $F_1(S)$  та  $F_2(S)$  – поліноми від  $S$ .

Наступним кроком буде перехід до оригіналу функції виду  $U_{\text{вих}}(t)$ . Для початку необхідно знайти корені характеристичного рівняння, тобто показники степені експоненти. Формула переходу до оригіналу функції виду  $U_{\text{вих}}(t)$ :

$$U_{\text{вих}}(t) = \frac{F_1(S_1)}{F_2'(S_1)} \cdot e^{S_1 \cdot t} + \frac{F_1(S_2)}{F_2'(S_2)} \cdot e^{S_2 \cdot t}. \quad (2.59)$$

Прирівняємо знаменник формули (2.58) до нуля:

$$\left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) \cdot \tau_L \cdot R_2 = 0. \quad (2.60)$$

Відповідно, корені даного рівняння дорівнюють:

$$S_1 = -\frac{1}{\tau_C}; \quad (2.61)$$

$$S_2 = -\frac{1}{\tau_L}. \quad (2.62)$$

Операторне рівняння  $U_{\text{вих}}(S)$  обчислюємо відносно  $F(S)$ .

$$F_1(S) = \frac{A \cdot S \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\tau_L \cdot R_2}; \quad (2.63)$$

$$F_2(S) = \left(\frac{1}{\tau_C} + S\right) \cdot \left(\frac{1}{\tau_L} + S\right) = S^2 + \frac{S}{\tau_L} + \frac{S}{\tau_C} + \frac{1}{\tau_L \cdot \tau_C}. \quad (2.64)$$

Підставимо отримані корені (2.61) та (2.62) у (2.63):

$$F_1(S_1) = -\frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\tau_C \cdot \tau_L \cdot R_2}; \quad (2.65)$$

$$F_1(S_2) = -\frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\tau_L^2 \cdot R_2}. \quad (2.66)$$

Знайдемо похідну  $F_2(S)$ :

$$F_2'(S) = \left(S^2 + \frac{S}{\tau_L} + \frac{S}{\tau_C} + \frac{1}{\tau_L \cdot \tau_C}\right)' = 2 \cdot S + \frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_C}. \quad (2.67)$$

Підставимо корені (2.61) та (2.62) у (2.67):

$$F_2'(S_1) = -\frac{2}{\tau_C} + \frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_C} = \frac{1}{\tau_L} - \frac{1}{\tau_C}; \quad (2.68)$$

$$F_2'(S_2) = -\frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_C} = -\left(\frac{1}{\tau_L} - \frac{1}{\tau_C}\right). \quad (2.69)$$

Підставимо всі щойно знайдені невідомі у рівняння  $U_{\text{вих}}(t)$  та знайдемо зображення вихідного сигналу схеми:

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(t) &= -\left(\frac{F_1(S_1)}{F_2'(S_1)} \cdot e^{s_1 \cdot t} + \frac{F_1(S_2)}{F_2'(S_2)} \cdot e^{s_2 \cdot t}\right) = -\left(-\frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\tau_C \cdot \tau_L \cdot R_2} \div \right. \\ &\quad \left. \div \left(\frac{1}{\tau_L} - \frac{1}{\tau_C}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_C}} - \frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{\tau_L^2 \cdot R_2} \div \left(-\left(\frac{1}{\tau_L} - \frac{1}{\tau_C}\right)\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}}\right) = \\ &= \frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{R_2 \cdot (\tau_C - \tau_L)} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_C}} - \frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4 \cdot \tau_C}{\tau_L \cdot R_2 \cdot (\tau_C - \tau_L)} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}}. \quad (2.70) \end{aligned}$$

В результаті спрощення (2.70), отримали функцію-реакцію схеми на вхідний ступінчастий сигнал:

$$U_{\text{вих}}(t) = \frac{A \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3) \cdot R_4}{R_2 \cdot (\tau_C - \tau_L)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{\tau_C}} - \frac{\tau_C}{\tau_L} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_L}}\right). \quad (2.71)$$

## 2.5 Висновки до другого розділу

В даному розділі досліджено теоретичні основи нового методу вимірювання індуктивності. Досліджено реакцію інтегруючої ланки на експоненціальний сигнал та побудовано графік залежності вихідного сигналу від часу. Для більш точного визначення часу  $t_{max}$  було запропоновано застосувати похідну вихідного сигналу інтегруючої ланки.

Розроблено схему фіксації часової координати особливої точки реакції на експоненціальний сигнал. Проведено детальний аналіз кожного каскаду аналогової схеми. Отримана операторна схемна функція передачі напруги, на основі якої знайдена перехідна характеристика аналогової схеми, тобто реакція на одиничний ступінчастий сигнал.

### 3 АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ВИМІРЮВАЧ ІНДУКТИВНОСТІ

#### 3.1 Функціональна модель аналого-цифрового вимірювача індуктивності

На рисунку 3.1 показана функціональна модель пристрою. Розглянемо детально кожен із блоків.

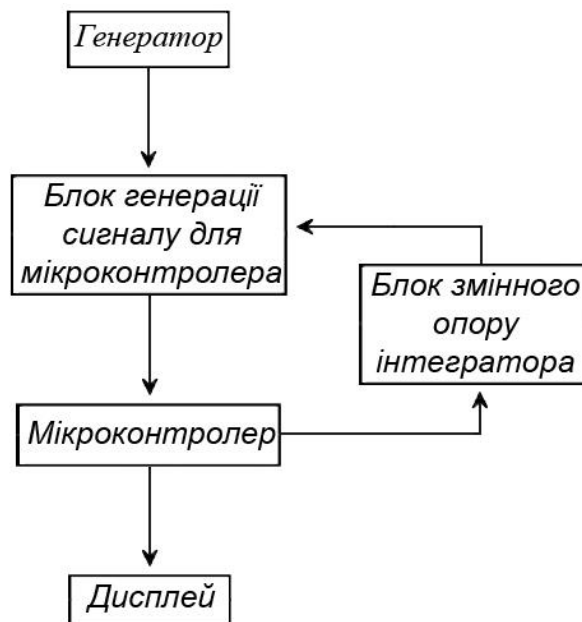


Рисунок 3.1 – Функціональна модель вимірювача індуктивності

Блок генератора – це генератор прямокутних імпульсів, який має наступні параметри: амплітуда сигналу 1 В, частота сигналу 4 кГц, коефіцієнт наповнення рівний 50 %, час наростання та час спадання переднього і заднього фронту дорівнює 1 нс. Генератор прямокутних імпульсів використовується для отримання періодичної послідовності затухаючих експоненціальних імпульсів.

Наступним блоком виступає блок генерації сигналу для мікроконтролера. Він необхідний для утворення двох сигналів з високими та низькими рівнями, що дозволяють мікроконтролеру починати або закінчувати реєстрування тривалості часу  $t_{max}$  (див. розділ 2.2). Блок складається з семи каскадів (рис. 3.2), у тому числі з інтегратора, в який вставляють котушку з невідомою індуктивністю  $L_x$ , що необхідно виміряти. До котушки під'єднано навантаження у вигляді блоку

змінних опорів інтегратора. Він дозволяє змінювати величину навантаження в залежності від діапазону вимірювання досліджуваної котушки програмно. Живлення операційних підсилювачів  $U1-U4$  двополярне  $+5\text{ В}$  та  $-5\text{ В}$ .

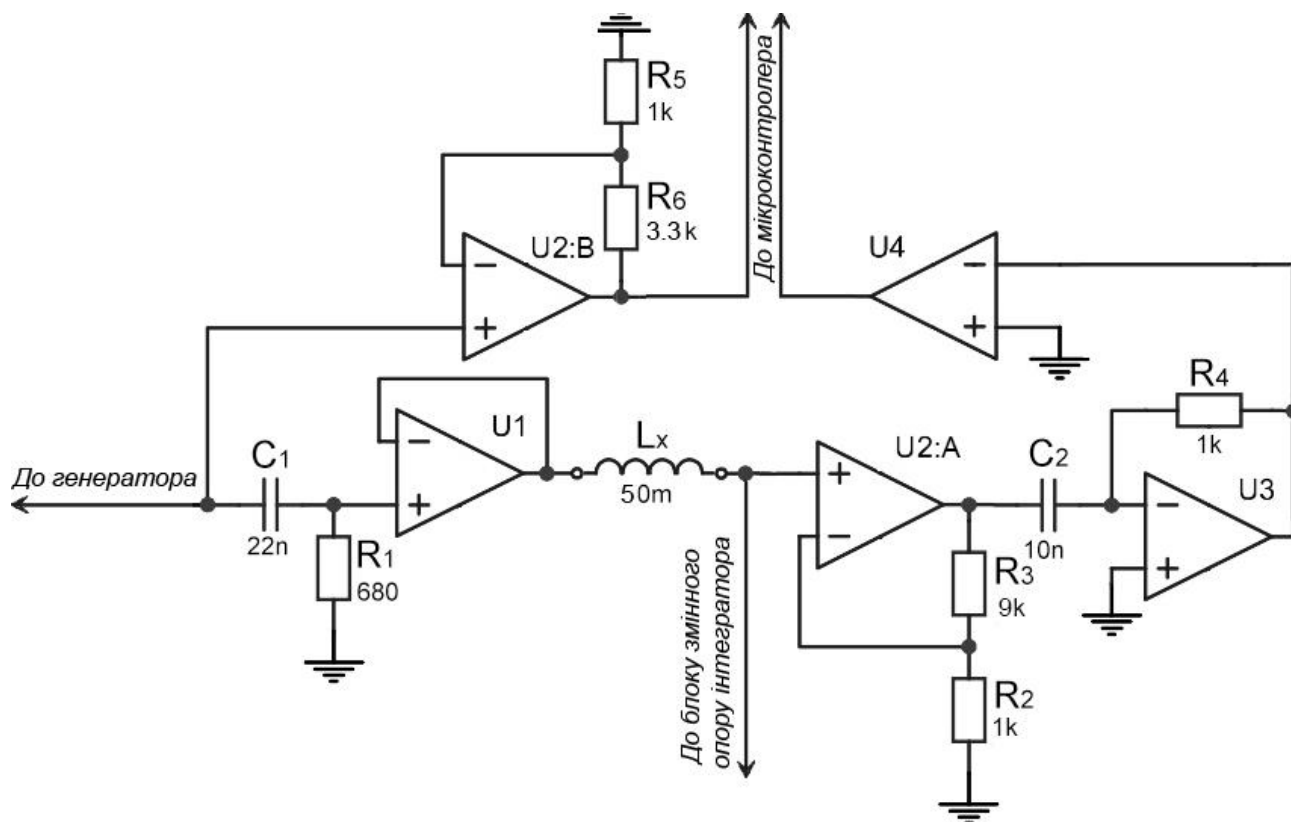
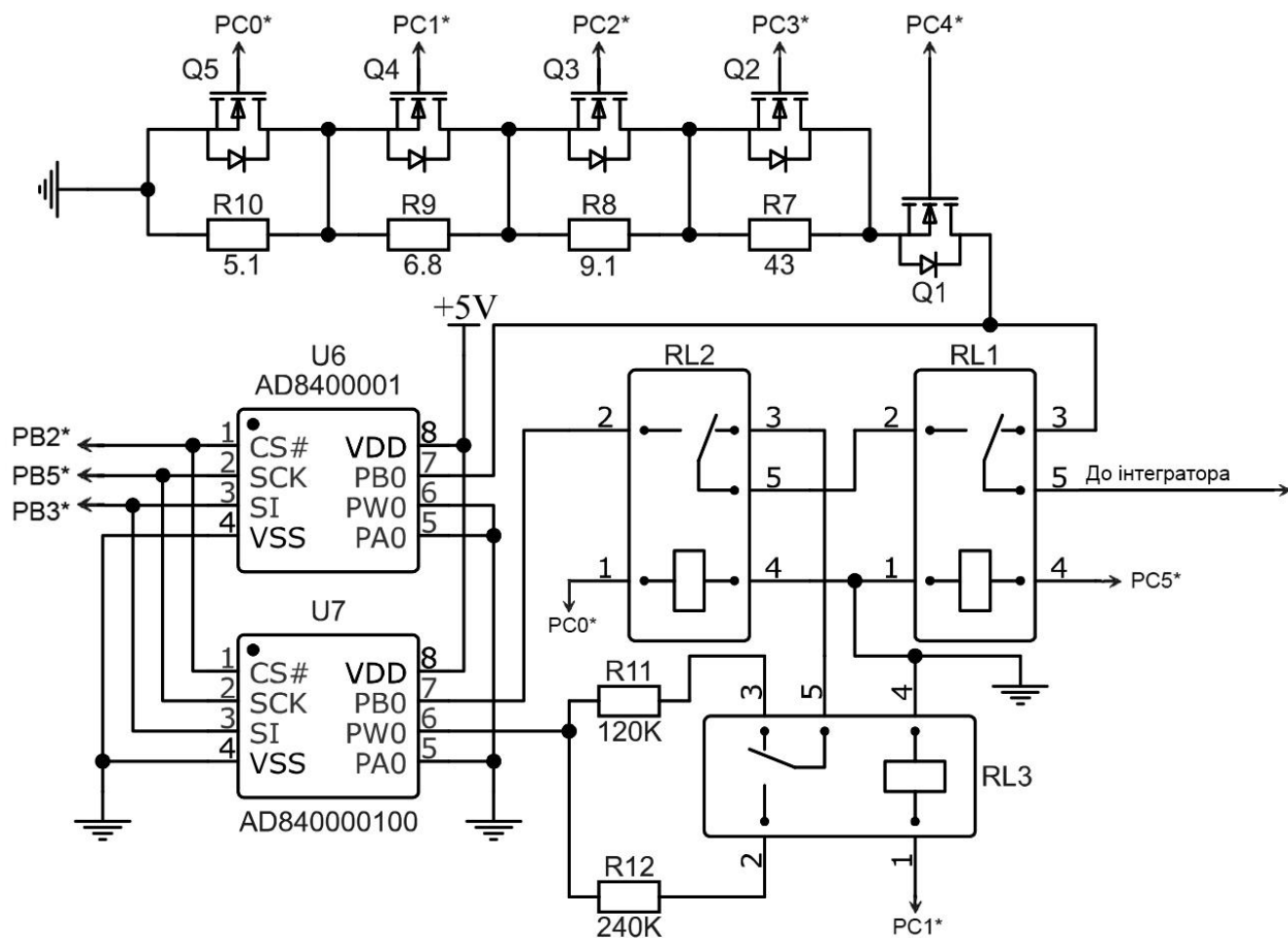


Рисунок 3.2 – Блок генерації сигналу для мікроконтролера

Блок змінного опору інтегратора, як показано на рисунку 3.3, складається з п'яти частин: електромагнітне реле  $RL1$ ; два цифрових потенціометра  $U6$ ,  $U7$  та дві гілки кола для паралельного та послідовного з'єднання опору навантаження. Керування блоком відбувається мікроконтролером через його виходи  $PB2-PB5$  та  $PC0-PC5$ .

Реле  $RL1$  має наступні характеристики: робоча постійна напруга до  $28\text{ В}$ , час замикання або розмикання контакту кола навантаження до  $5\text{ мс}$  та опором контакту кола навантаження  $100\text{ мОм}$ . Керування реле відбувається мікроконтролером та має два стани, що встановлюються в залежності від діапазону пошуку номіналу котушки індуктивності. Так, якщо необхідно встановити значення опору до  $1.05\text{ кОм}$ , то положення контакту перемикачання реле має бути нормально-розімкнуте (на гілку керування подають низький рівень

сигналу), а у випадку встановлення діапазону опору більше ніж 1.05 кОм – положення нормально-замкнуте (на гілку керування подають високий рівень сигналу).



\* – позначення виводів схеми, що приєднуються безпосереднього до однойменних виходів мікроконтролера.

Рисунок 3.3 – Блок змінного опору інтегратора

Цифровий потенціометр *U6* призначений для зміни опору навантаження у межах від 50 Ом до 1,05 кОм. Він використовується для вимірювання номіналу котушки індуктивності в межах від 1 мГн до 25 мГн. Коли номінал досліджуваної котушки менший за 1 мГн, то до цифрового потенціометра підключається паралельна гілка керування завдяки транзисторному ключеві *Q1* [26]. Транзистори *Q1* – *Q5* є MOSFET-транзисторами, які розраховані на робочу постійну напругу стоку-витоку 20 В та має дуже низьке значення опору стоку-витоку ( $R_{DS(on)}=70$  мОм). Тому вплив цих транзисторів на сумарний опір

навантаження дуже малий. Кожен транзистор  $Q2 - Q4$  під'єднаний паралельно до свого резистора, чим забезпечується ступінчаста зміна сумарного опору. Таким чином, таке схемотехнічне рішення дозволяє вимірювання індуктивності у межах від 100 мкГн до 1 мГн.

Цифровий потенціометр  $U7$  призначений для зміни опору навантаження у межах від 50 Ом до 100,05 кОм. Це дозволяє вимірювання невідомої індуктивності у межах від 25 мГн до 2 Гн. Потенціометр послідовно приєднано до ще однієї гілки навантаження (див. рис. 3.3), яка дозволяє вимірювання індуктивності з номіналом більше 2 Гн. Електромагнітне реле  $RL2$  та  $RL3$  мають низький опір контакту перемикачання (100 мОм). В режимі вимірювання до 2 Гн реле увімкнені таким чином, що навантаженням інтегратора служить лише потенціометр  $U7$ . Коли настає момент вимірювання індуктивності з номіналом більше 2 Гн, то реле  $RL2$  та  $RL3$  по черзі перемикаються, приєднуючи резистори  $R11$  та  $R12$  з великим опором, чим забезпечується ступінчаста зміна сумарного опору навантаження для великих значень номіналу індуктивності.

Регулювання стану цифрових потенціометрів виконується через інтерфейс SPI мікроконтролером.

Наступним блоком пристрою вимірювання індуктивності є мікроконтролер  $U5$ . Його підключення показано на рисунку 3.4. Цей головний «мозок» електричної схеми виконує наступні функції:

- Реєстрування часу  $t_{max}$ ;
- Перевірка зареєстрованого значення на відповідність заданим критеріям;
- Корегування значення навантаження інтегратора через блок змінного опору інтегратора;
- Розрахунок номіналу котушки індуктивності, що досліджується, за універсальним алгоритмом на основі методу половинного ділення;
- Виведення розрахованого значення індуктивності на дисплей.

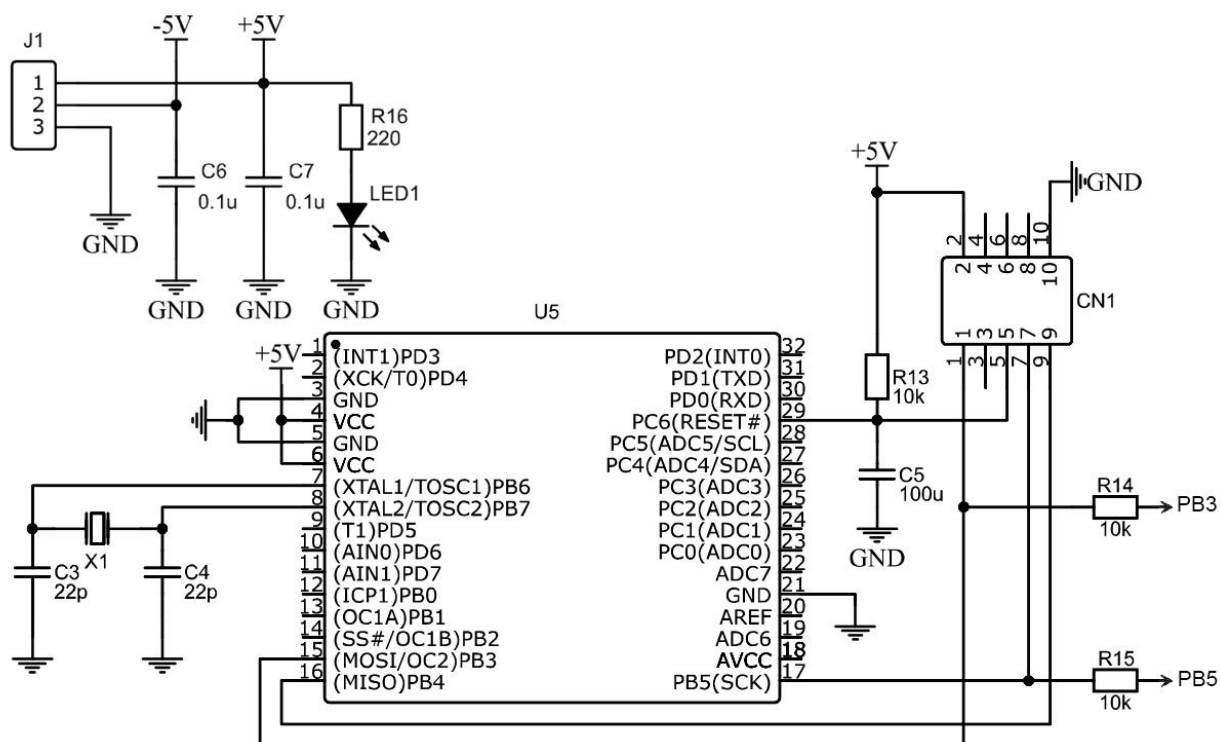


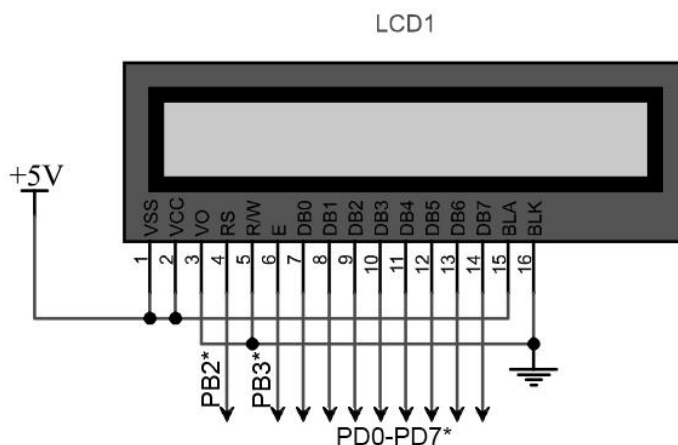
Рисунок 3.4 – Схема підключення мікроконтролера

Зазвичай, мікроконтролери такого типу працюють на тактовій частоті, яка встановлюється внутрішнім RC-ланцюгом. Ця частота може сягати від 1 до 8 МГц. Для зменшення похибки реєстрування  $t_{max}$ , використовується зовнішній кварцовий резонатор  $X1$  на 16 МГц. Згідно з документацією мікроконтролера, це максимально можливе значення частоти, яке можна встановити для нього. До того ж, кварцовий резонатор стабілізує тактову частоту мікроконтролера. Така швидкість пристрою дозволяє опрацювати мільйони інструкцій, які описуються у програмному коді, за секунду. Опис алгоритму роботи мікроконтролера наведено у наступному розділі.

Роз'єм  $J1$  є роз'ємом живлення усієї схеми вимірювача. Світлодіод  $LED1$  вказує на наявність живлення на схемі. Роз'єм  $CN1$  дозволяє перепрограмувати мікроконтролер. Для виключення впливу цифрових потенціометрів на процес програмування мікроконтролера, на відповідних виводах стоять обмежувальні резистори  $R14$ ,  $R15$ .

Останній блок електричної схеми – рідкокристалічний дисплей, який підключений до мікроконтролера через виходи  $PB2-PB3$  та  $PD0-PD7$ , як це

показано на рисунку 3.5. Даний LCD-дисплей відображає два рядки по шістнадцять символів, що дозволяє використання його в широкому аспекті. Його роль проста: виведення інформації про розраховане значення індуктивності та іншої додаткової інформації.



\* – позначення виводів дисплея, що приєднуються безпосереднього до однойменних виходів мікроконтролера.

Рисунок 3.5 – Схема підключення дисплея

### 3.2 Цифрова обробка результатів вимірювання із застосуванням мікроконтролера

Цифрова обробка результатів вимірювання проводиться у кілька етапів (рис. 3.6). Лістинг програмного коду мікроконтролера перших трьох етапів наведений у додатку В. Етап перший – реєстрування тривалості сигналу з низьким рівнем на входах *PB0* та *PB1* (див. рис. 3.4). Процес реєстрування відбувається за короткий проміжок часу від 15 мкс до 25 мкс. Цього часу достатньо для точного вимірювання, оскільки мікроконтролер працює на частоті 16 МГц (1 такт = 62,5 нс).

Обробка результату вимірювання відбувається наступним чином: якщо на вході *PB0* або *PB1* мікроконтролера присутній високий рівень сигналу, то програма працює в режимі циклу до тих пір, поки не наступить умова, що до обох

входів прикладена напруга з низьким рівнем сигналу. В цей момент, починається лічба тактів мікроконтролера. Як тільки на одному з двох входів з'являється сигнал з високим рівнем підрахунок тактів припиняється та записується у пам'ять. Цей етап виконується тричі для усереднення результатів вимірювання.

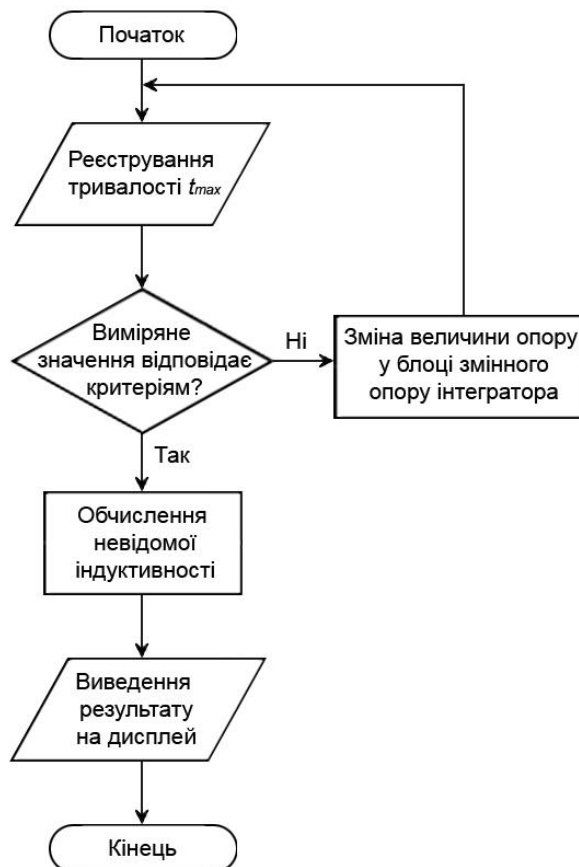


Рисунок 3.6 – Алгоритм роботи мікроконтролера

Другий етап – це етап перевірки кількості тактів, що було підраховано, на відповідність критеріям (величина кількості тактів має входити у певний визначений діапазон значень). Якщо ця умова справджується, то виконується етап чотири, інакше – етап три.

Третій етап пов'язаний зі зміною величини навантаження інтегратора блоку генерації сигналу для мікроконтролера. Програма виконує послідовність дій, що у результаті призведе до зміни величини сумарного опору блоку змінного опору інтегратора:

- 1) Зміна стану цифрових потенціометрів на ступінь, що визначена у пам'яті мікроконтролера;

- 2) Зміна стану транзисторних ключів, в залежності від наступної інструкції зміни опору;
- 3) Зміна стану електромагнітного реле, в залежності від робочого діапазону навантаження;
- 4) Збереження значення виставленого опору блоку у пам'яті для подальших розрахунків.

Стан цифрових потенціометрів змінюється через інтерфейс SPI. Кількість таких станів може бути різною від 64 до 1024, а у нашому випадку це значення є рівним 256. Особливість інтерфейсу SPI є простота у використанні та надійність передачі даних. Для функціонування інтерфейсу необхідно наперед визначати пристрій-master (в нашому випадку це мікроконтролер).

Для зміни опору цифрових потенціометрів, які є пристроями-slave, необхідно передати на них дані про нове значення опору у вигляді десятибітного числа. Перші дві цифри числа, що передається, показують на якому потенціометрі необхідно змінити опір – це необхідний крок, оскільки по інтерфейсу SPI можна підключити безліч пристроїв-slave і лиш один пристрій-master, що буде ними керувати. Інші вісім цифр є восьмибітним двійковим значенням стану потенціометра, на який його необхідно налаштувати.

У мікроконтролерах виділено чотири виходи для передачі інформації по інтерфейсу SPI: *PB2*, *PB3*, *PB4* та *PB5* (див. рис. 3.4). Процес передачі даних показаний на рисунку 3.7. Вихід *PB5* використовується для сигналу годинника CLK, з кожним імпульсом якого йде передача одного біта інформації. Вихід *PB4* служить для передачі даних з пристроїв-slave до пристрою-master, але в нашому випадку він не використовується при передачі. Для передачі десятибітного регістру використовується вихід *PB3*, через який з кожним тактом годинника CLK передається один біт інформації. Вихід *PB2* потрібен для встановлення сигналу читання/запис. Тобто, якщо ми хочемо передати десятибітне число і щоб потенціометр його прочитав, необхідно встановити на цьому виході низький рівень сигналу. Високий рівень сигналу на виході *PB2* дозволяє потенціометру встановити нове значення опору, що було передано через вихід *PB3*.

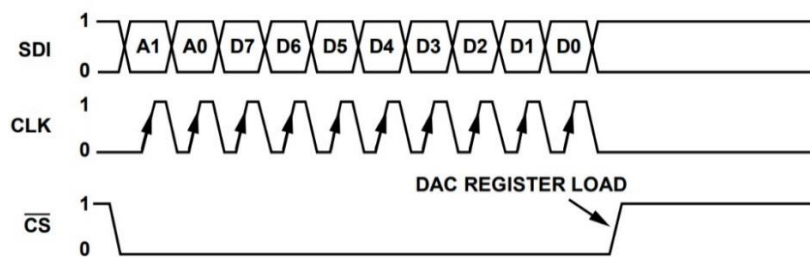


Рисунок 3.7 – Часова діаграма передачі даних на цифровий потенціометр через інтерфейс SPI [27]

Стан транзисторних ключів змінюється в залежності від встановленого діапазону навантаження. Відкривання транзисторів відбувається встановленням високого рівня сигналу на виходах *PC0 – PC4* мікроконтролера (див. рис. 3.4), а закривання, відповідно, встановленням низького рівня сигналу.

Положення нормально-замкнуте контакту перемикачання електромагнітного реле встановлюється високим рівнем сигналу на виході *PC5* мікроконтролера, тоді як положення нормально-розімкнуте – низьким рівнем сигналу.

Четвертий етап є трудомістким етапом для мікроконтролера, тут відбувається: перерахунок кількості тактів, що була зареєстрована в першому етапі, на значення часу в секундах; розрахунок значення встановленого навантаження інтегратора; обчислення невідомої індуктивності за розробленим універсальним алгоритмом та підготовка даних для виводу їх на дисплей.

Основною проблемою з якою довелося стикнутись це проблема обчислення значень з плаваючою комою на низькорівневій мові програмування *Assembler*. Перевагою цієї мови програмування є ефективність та швидкодія обчислення, компактність, якщо ця програма не дуже велика. Недоліком виступає значний час розробки програми. Програмний код, що наведений у додатку В, долає перешкоди обчислення чисел з плаваючою комою використовуючи формат *IEEE Std 754–2008* [28]. Але для збільшення швидкодії розрахунку невідомого значення індуктивності без істотної похибки пропонується використання цього ж формату з урізаною мантисою до 16 біт замість 24 біт. Похибка обчислень при такому підході не перевищує 0,005 %, а час розрахунку зменшується в рази. Для

описання числа з плаваючою комою використовується три комірки пам'яті по 8 біт кожна: одна комірка для показника степеня числа та дві комірki для мантиси числа.

Після перетворення, обчислення та запису у пам'ять часу  $t_{max}$  та сумарного опору  $R_L$  блоку змінного опору інтегратора виконується підбір сталої часу  $\tau_L$  за універсальним алгоритмом пошуку на основі методу половинного ділення використовуючи рівняння (2.30). Максимальна похибка обчислення за алгоритмом складає 0,033 %. Остаточний розрахунок невідомої індуктивності закінчується операцією множення обчисленого значення сталої часу  $\tau_L$  та опору навантаження інтегратора  $R_L$ .

П'ятий заключний етап – виведення результату вимірювання. Отриманий результат конвертується у посимвольний масив даних, який буде готовий для відображення на цифровому дисплеї. Передача інформації на дисплей відбувається у кілька кроків:

- 1) Посилання команди очищення екрану;
- 2) Посилання команди ініціалізації дисплею (відбувається лише один раз при запуску схеми вимірювача);
- 3) Передача даних, яких необхідно зобразити.

Вихід мікроконтролера  $PB2$  регулює режим передачі інформації: низький рівень сигналу відповідає режиму команди, а високий – режиму виведення даних на екран. Вихід  $PB3$  по суті регулює початок та кінець передачі інформації і тому на цьому виході встановлюється високий і низький рівні сигналу, відповідно.  $PD0-PD7$  відповідають за встановлення восьмибітного значення символьного типу (char), що дозволяє дисплею зчитувати цей регістр та записувати символ на екран. В цілому, процес надсилання одного символу інформації виглядає так: встановлення високого рівня на виході  $PB2$  (якщо це ще не відбулось), встановлення високого рівня на виході  $PB3$ , виставлення 8-бітного регістру  $PD0-PD7$ , очікування часу зчитування інформації дисплеєм до 2 мс, встановлення низького рівня на виході  $PB3$ .

Ну і звичайно, що цей процес викликається програмою циклічно, допоки не буде передана вся інформація на дисплей. Перед новою «партією» інформації екран очищується та готовий до відображення нових символів.

На цьому один програмний цикл мікроконтролера закінчується та починається інший цикл з першого етапу (див. рис. 3.6).

### 3.3 Симуляція генерування сигналу для мікроконтролера в середовищах Matlab та Proteus

Аналіз схеми вимірювання індуктивності проведений у двох симуляторах: в середовищі Proteus за схемою вимірювання, яка зображена на рисунку 3.8 та в середовищі Matlab за схемними функціями, виведеними у розділі 2. Лістинг

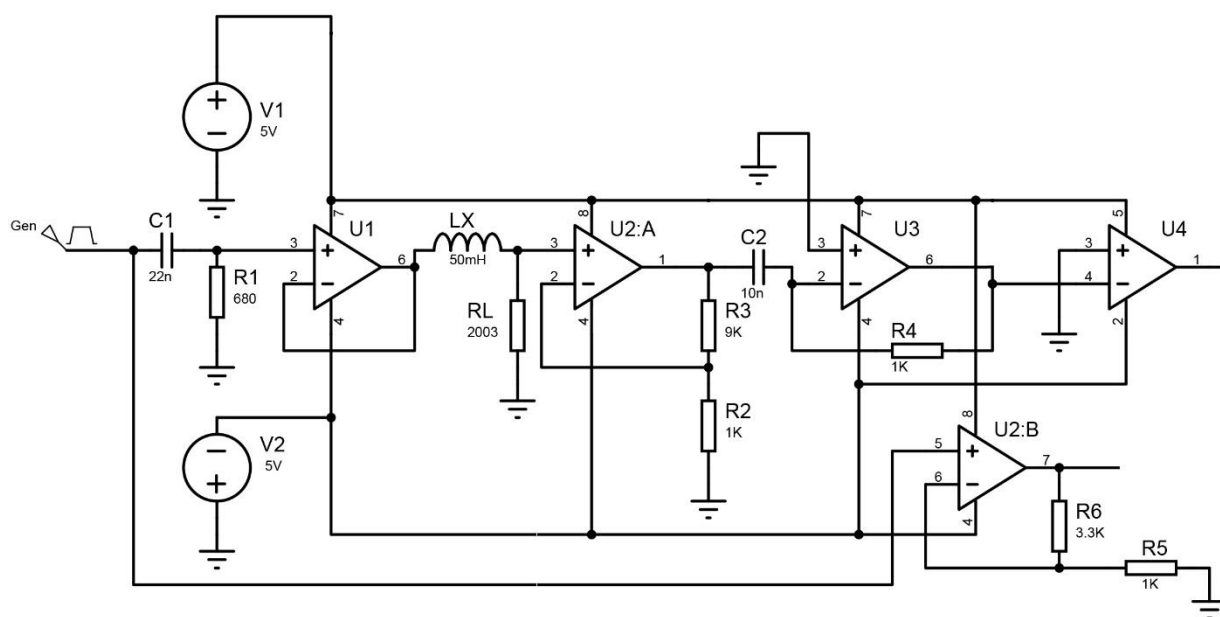


Рисунок 3.8 – Схема вимірювання в симуляторі Proteus

програмного коду в середовищі Matlab наведений в додатку Б. Параметри схеми вимірювання в Proteus та Matlab:

- Генератор прямокутних імпульсів:  $U_{max} = 1$  В,  $U_{min} = 0$  В,  $f = 4$  кГц,  $Width$  (коефіцієнт заповнення) = 50%;

- Диференціююча RC-ланка:  $C_1 = 22$  нФ,  $R_1 = 680$  Ом;
- Повторювач на операційному підсилювачі  $U1$ :  $V_s = \pm 5$  В;
- Інтегруюча RL-ланка:  $L_x = 50$  мГн,  $R_L = 2003$  Ом;
- Підсилювач на операційному підсилювачі  $U2:A$ :  $V_s = \pm 5$  В,  $R_2 = 1000$  Ом,  $R_3 = 9000$  Ом;
- Диференціююча RC-ланка на операційному підсилювачі  $U3$ :  $V_s = \pm 5$  В,  $C_2 = 10$  нФ,  $R_4 = 1000$  Ом;
- Компаратор на операційному підсилювачі  $U2:B$ :  $V_s = \pm 5$  В;
- Підсилювач на операційному підсилювачі  $U4$ :  $V_s = \pm 5$  В,  $R_5 = 1000$  Ом,  $R_6 = 3300$  Ом;

На вхід схеми (див. рис. 3.8) подається періодичний прямокутний імпульсний сигнал, який показано на рисунку 3.9.

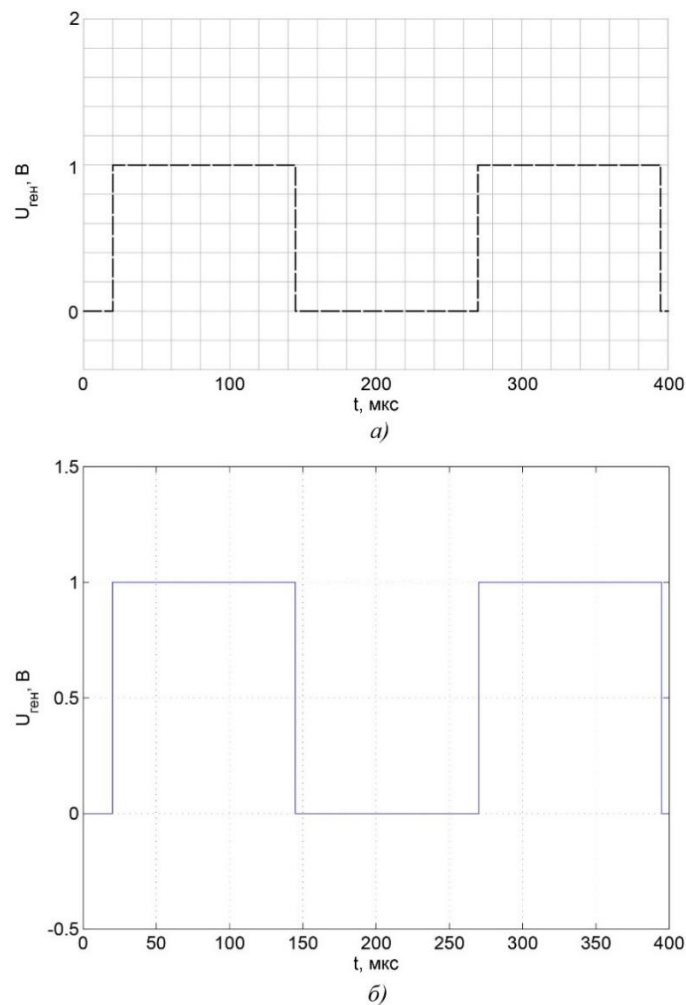


Рисунок 3.9 – Сигнал з генератора прямокутних імпульсів: а) середовище Proteus;  
б) середовище Matlab

Потім сигнал подається на каскад диференціатора, на виході якого сигнал набуває експоненціального вигляду (рис. 3.10).

Надалі, для чіткого бачення, як змінюється сигнал проходячи через ланку, що розглядається, графіки з симуляторів виконуються з представленням вхідного та вихідного сигналу каскаду.

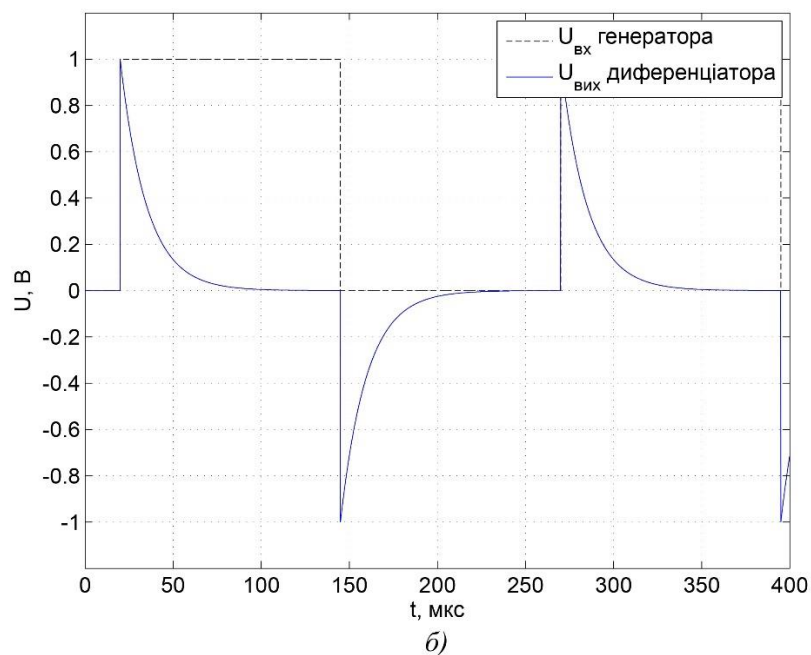
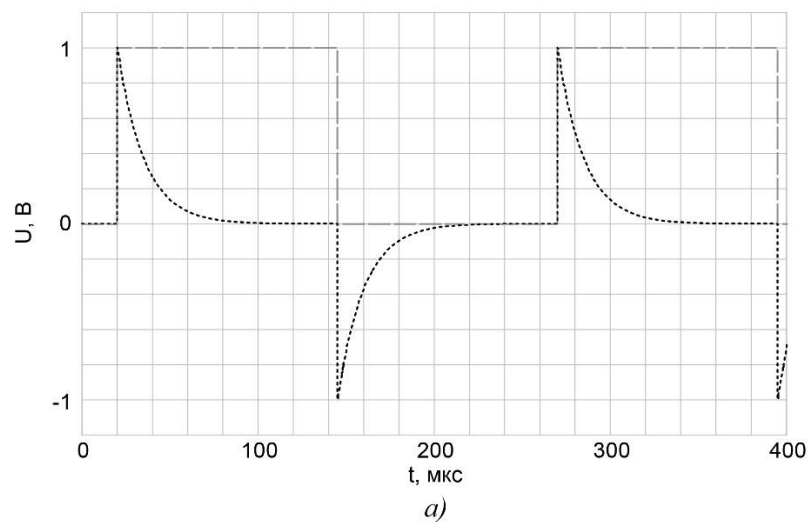


Рисунок 3.10 – Сигнал з диференціатора: а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

Наступним каскадом виступає повторювач, що виконує роль буфера. Таке схемотехнічне рішення виконується, щоб наступна інтегруюча RL-ланка не мала вплив на попередню диференційну RC-ланку. Так, як коефіцієнт передачі напруги

повторювача дорівнює одиниці, то сигнал з виходу повторювача, що використовується для збудження інтегруючого каскаду, має такий самий вигляд, як це показано на рисунку 3.10. Далі сигнал надходить на вхід інтегруючої ланки у складі індуктивності, що вимірюється. Реакція інтегруючої RL-ланки показана на рисунку 3.11.

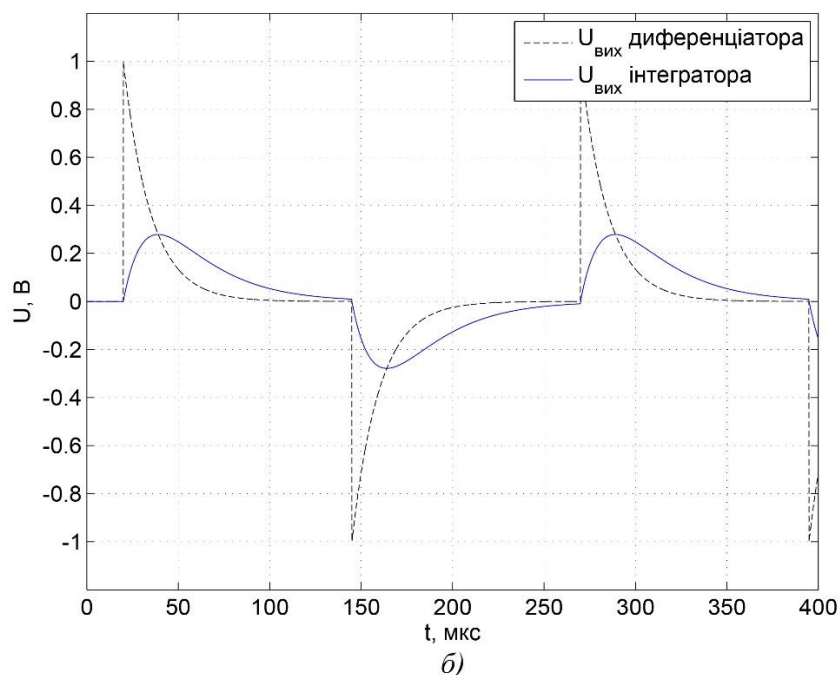
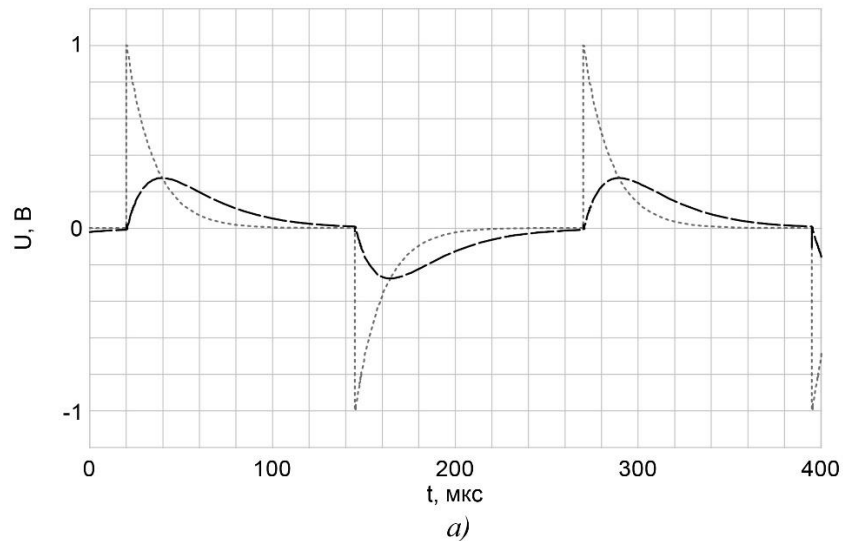


Рисунок 3.11 – Реакція інтегратора на експоненціальний сигнал: а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

Далі сигнал з інтегратора подається на каскад неінвертуючого підсилювача на операційному підсилювачі. Мета підсилення – точніше визначення  $t_{max}$  за

рахунок збільшення швидкості наростання та спадання сигналу. Коефіцієнт підсилення даного каскаду в симуляторах рівний 10. Вихідний сигнал з каскаду підсилення показано на рисунку 3.12.

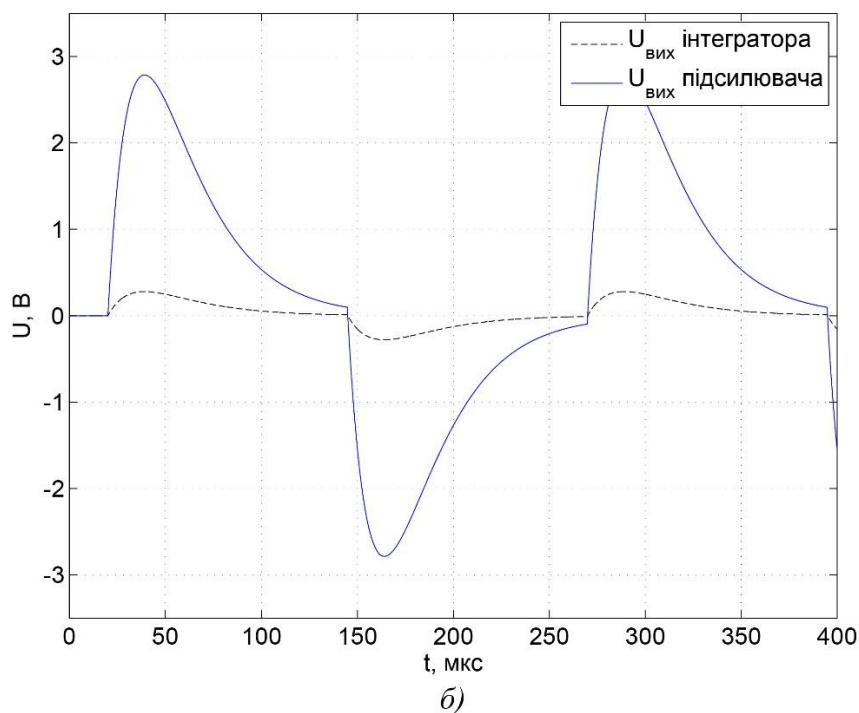
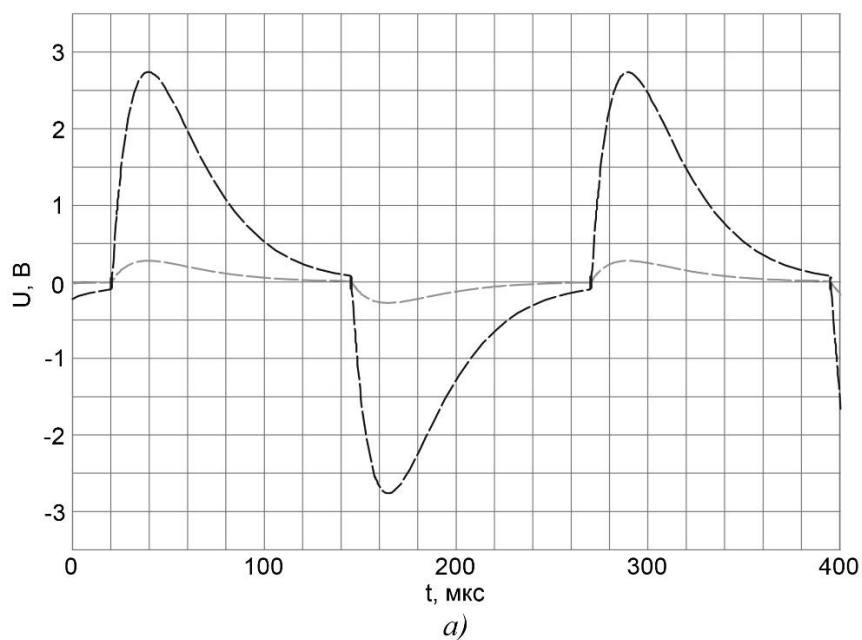


Рисунок 3.12 – Підсилення сигналу з інтегратора на операційному підсилювачі:

а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

Як бачимо, вихідний сигнал підсилювача став досить підсиленим і чітко вираженим відносно сигналу з інтегратора.

Наступним каскадом виступає диференціатор на операційному підсилювачі.  
Реакція диференціатора на сигнал з рисунку 3.12 представлена на рисунку 3.13.

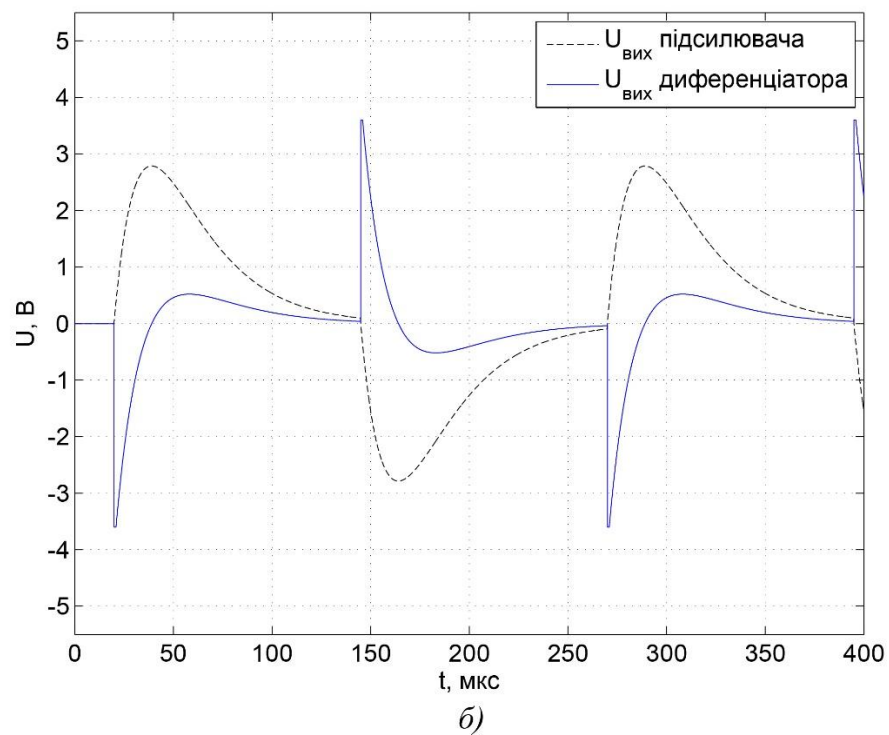
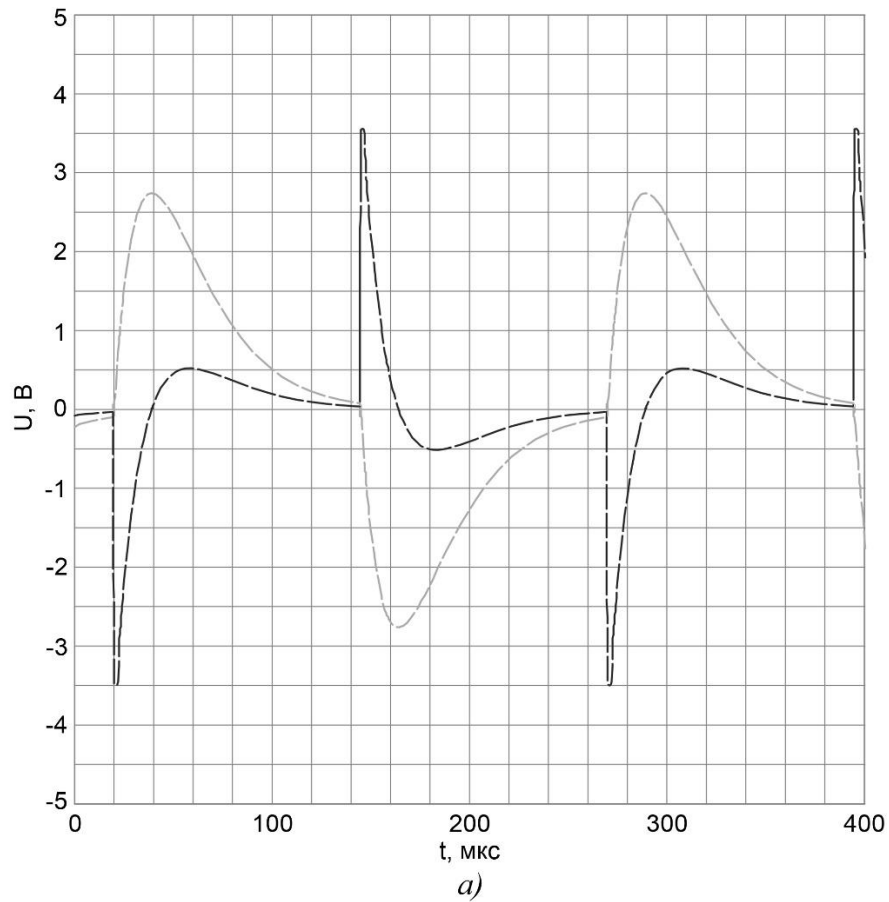


Рисунок 3.13 – Реакція п'ятого каскаду (диференціатора):

а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

Основна роль цієї ланки – диференціювання сигналу для збільшення крутизни сигналу. Таким чином, точність вимірювання значення  $t_{max}$ , яке необхідне для розрахунку невідомого значення індуктивності, збільшується за рахунок того, що кінцева точка вимірювання не є піковим значенням на рисунку. Тепер вона розташовується на перетині вісі нульової напруги, що спрощує визначення її місцезоташування на часовій шкалі.

Така реакція виконується за умови, що вхідний сигнал є різницею двох ступінчастих функцій, одна з яких запізнюється на час, який визначає тривалість результуючого прямокутного імпульсу (у такому разі реакція є різницею відповідних перехідних характеристик).

За сигналом, який наведений на рисунку 3.13, вже можна виміряти значення  $t_{max}$ , але для автоматизації процесу реєстрування та збільшення його точності пропонується використання мікроконтролера. Він обчислить значення невідомої індуктивності за розробленим алгоритмом пошуку величини обчисленням та виведе інформацію на дисплей розраховане значення.

Для цього на два входи мікроконтролера, які призначені для зовнішніх вхідних сигналів, необхідно подавати напругу логічного нуля 0 В на обидва входи в момент часу, коли вимірюється тривалість часу  $t_{max}$ . Реєстрування часу  $t_{max}$  починається зі зміною рівня сигналу на генераторі сигналу (з нульової напруги до напруги в 1 В або ж навпаки). Зміну рівня сигналу можна спостерігати на рисунку 3.13 у вигляді піків з амплітудою 3,6-3,8 В. Щоб амплітуда сигналу генератора була близькою до логічної одиниці (для розпізнавання мікроконтролером зміни рівня сигналу) використовується неінвертуючий підсилювач на операційному підсилювачі. Якщо хоча б на один вхід буде подаватись високий рівень сигналу (переважно від 2.7 В), то реєстрування припиняється.

До виходу диференціатора (п'ятого каскаду) під'єднано інвертуючий компаратор, який реєструє зміну полярності сигналу з ланки диференціювання. На виході компаратора сигнал буде змінюватись в залежності від полярності сигналу, який надходить на його вхід: високий рівень сигналу при негативній напрузі та низький рівень при позитивній напрузі. Ця ланка необхідна, щоб

мікроконтролер чітко розпізнав, коли необхідно проводити реєстрування  $t_{max}$ . Вихідний сигнал компаратора в залежності від вхідного сигналу показано на рисунку 3.14.

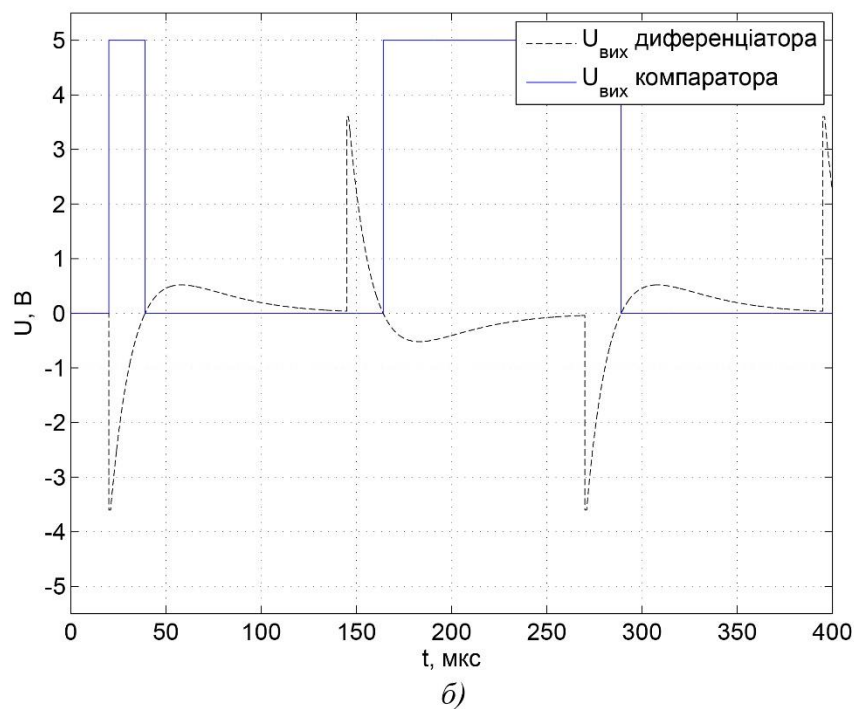
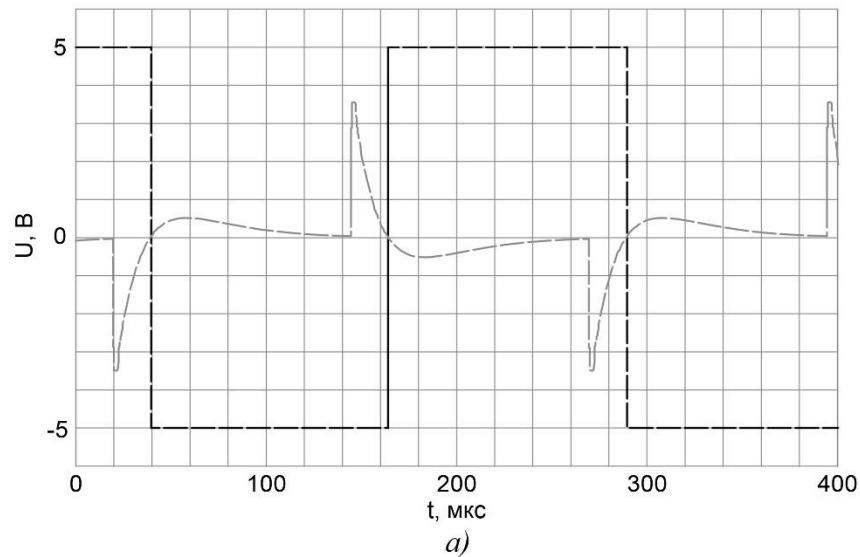


Рисунок 3.14 – Вихідний сигнал компаратора:

а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

В результаті мікроконтролер буде реєструвати значення  $t_{max}$  як проміжок часу, позначений зеленою штриховою косою лінією, що показана на рисунку 3.8. На цьому ж рисунку також можна побачити сигнали з компаратора та

підсилювача прямокутних імпульсів. Коли припиниться реєстрування значення  $t_{max}$ , то програмний код мікроконтролера спочатку розрахує за алгоритмом пошуку формули (2.30) сталу часу RL-ланки та, власне, невідомої індуктивності котушки даної ланки за формулою (2.31). Розраховане значення індуктивності котушки буде виведено на дисплей, який під'єднаний до мікроконтролера.

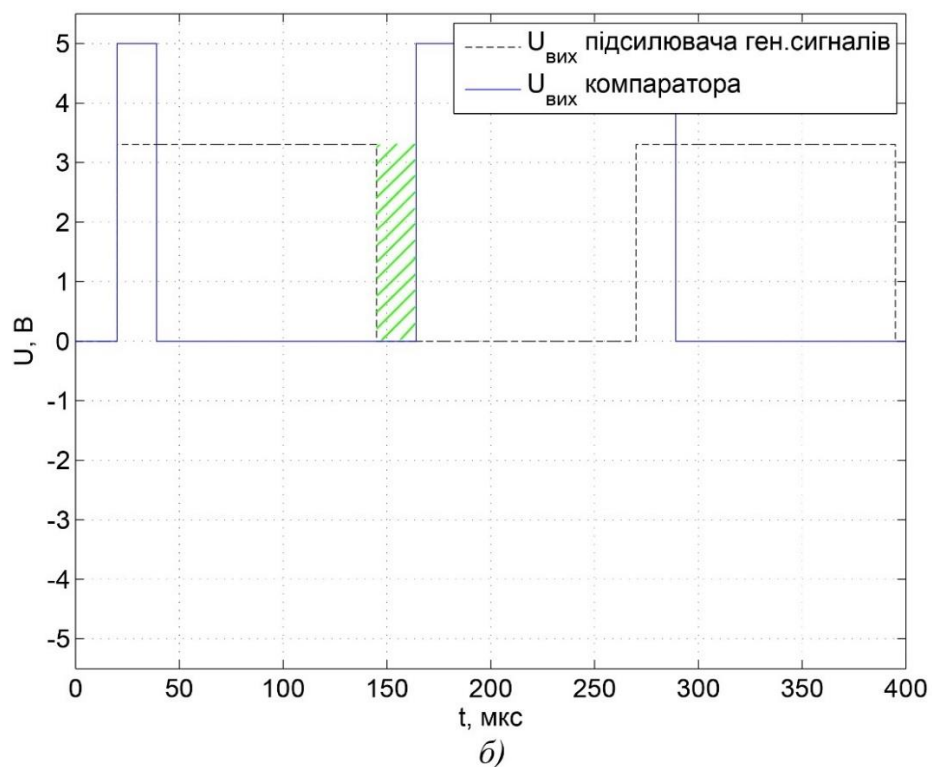
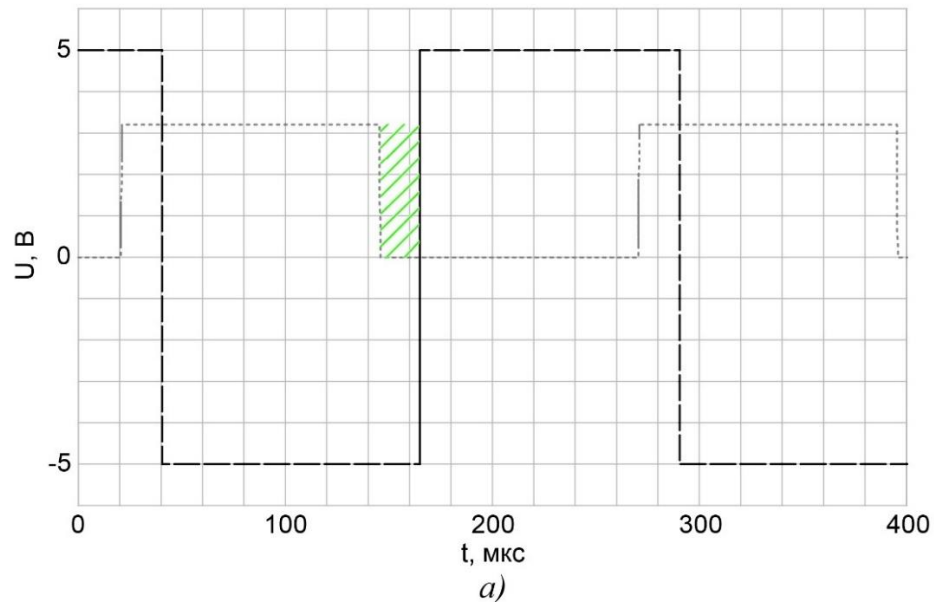


Рисунок 3.15 – Вхідні сигнали на входах мікроконтролера, які піддаються реєстрації:

а) середовище Proteus; б) середовище Matlab

Обидва симулятори справились з поставленими задачами. Proteus, за представленою побудованою схемою в реальному часі може будувати графіки вихідного сигналу кожного каскаду та схеми в цілому. За допомогою середовища Matlab, можна, використовуючи математичні функції-реакції, вивести на графіки такі ж саме результати, що й у Proteus, що буде підтверджувати правильність виведення математичних рівнянь. Невеликою перевагою Matlab є визначення координати кожної розрахованої та графічно зображеної точки сигналу, який досліджується на кожному каскаді схеми.

Обидва симулятора прості у використанні та заслуговують уваги для виконання подібних досліджень у сфері електроніки.

### 3.4 Тестування розробленого вимірювача в середовищі Proteus

Тестування пристрою, схема якого представлена у додатку В, проведемо для п'яти різних значень номіналу котушки індуктивності, що лежать у різних діапазонах вимірювання. Протестуємо вимірювач, під'єднавши котушку з індуктивністю 100 мкГн. Результат вимірювання показано на рисунку 3.16.

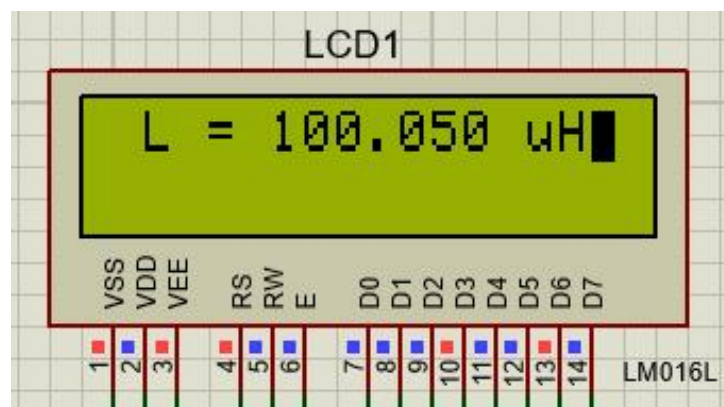


Рисунок 3.16 – Результат вимірювання розробленого пристрою ( $L_{x\_практ}=100$  мкГн)

У ході виконання цього тестування обчислене значення індуктивності  $L_{x\_експ}$ , що досліджується, складає 100,003 мкГн. Також були записані наступні

значення часу: час  $t_1$ , який був затрачений для ініціалізації мікроконтролера і дисплея, зміни опору навантаження інтегратора та реєстрування  $t_{max}$ , час  $t_2$  обчислення величини  $L_{x\_експ}$  та час витрачений на конвертацію результату вимірювання у посимвольний масив даних та його відображення на дисплей  $t_3$ . З першим циклом програми (див. рис.3.6) було визначено наступні значення часу:  $t_1$  дорівнює 89,646 мс,  $t_2$  дорівнює 30,504 мс, а час  $t_3$  – 32,153 мс. Таким чином, загальний час  $t_{sum\_1}$  обчислення невідомої індуктивності  $L_{x\_експ}$  складає 152,298 мс.

Повторимо ще раз цикл програми, але на цей раз вже не потрібно проходити процес ініціалізації та встановлення опору навантаження інтегратора, оскільки це було зроблено з першим циклом програми. Отримано такий самий результат, що показано на рисунку 3.16, а також наступні ключові значення часу вимірювання: час  $t_1$ , що тепер показує лише тривалість реєстрування  $t_{max}$  складає 0,605 мс,  $t_2$  дорівнює 30,498 мс, а час  $t_3$  – 32,147 мс. Як бачимо, час обчислення та виводу інформації на дисплей першого та другого циклів ідентичні, а от час  $t_1$  зменшився на 99,325 %. Загальний час  $t_{sum\_2}$  обчислення  $L_{x\_експ}$  дорівнює 63,262 мс. В результаті, всі наступні цикли програми будуть виконуватись із збільшеною швидкістю.

Тепер поглянемо на значення  $t_{max}$ , що було зареєстровано мікроконтролером. Величина  $N_{cycles}$ , що відповідає за підрахунок кількості тактів тривалості  $t_{max}$ , рівна 271. Щоб перерахувати кількість тактів мікроконтролера у значення реального часу  $t_{max}$ , тривалість одного такту помножити на кількість тактів:

$$t_{max} = T_{cycles} \cdot N_{cycles} \quad (3.1)$$

Розрахуємо виміряне значення  $t_{max}$  використовуючи (3.1):

$$t_{max} = T_{cycles} \cdot N_{cycles} = 62,5 \cdot 10^{-9} \cdot 271 = 16,938 \text{ мкс.} \quad (3.2)$$

Фактичний опір навантаження  $R_L$  на блоці змінного опору інтегратора дорівнює 4,955 Ом. Запишемо отримані дані до таблиць 3.1 та 3.2.

Аналогічні тестування вимірювача індуктивності проведемо для ще чотирьох значень номіналу котушки: 1 мГн, 10 мГн, 100 мГн та 1 Гн. Результат обчислення  $L_{x\_ексн}$  показано на рисунку 3.17, значення  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_{sum\_1}$  та  $t_{sum\_2}$  занесено до таблиці 3.1, а значень  $N_{cycles}$ ,  $t_{max}$ ,  $R_L$  та  $L_{x\_ексн}$  – до таблиці 3.2.

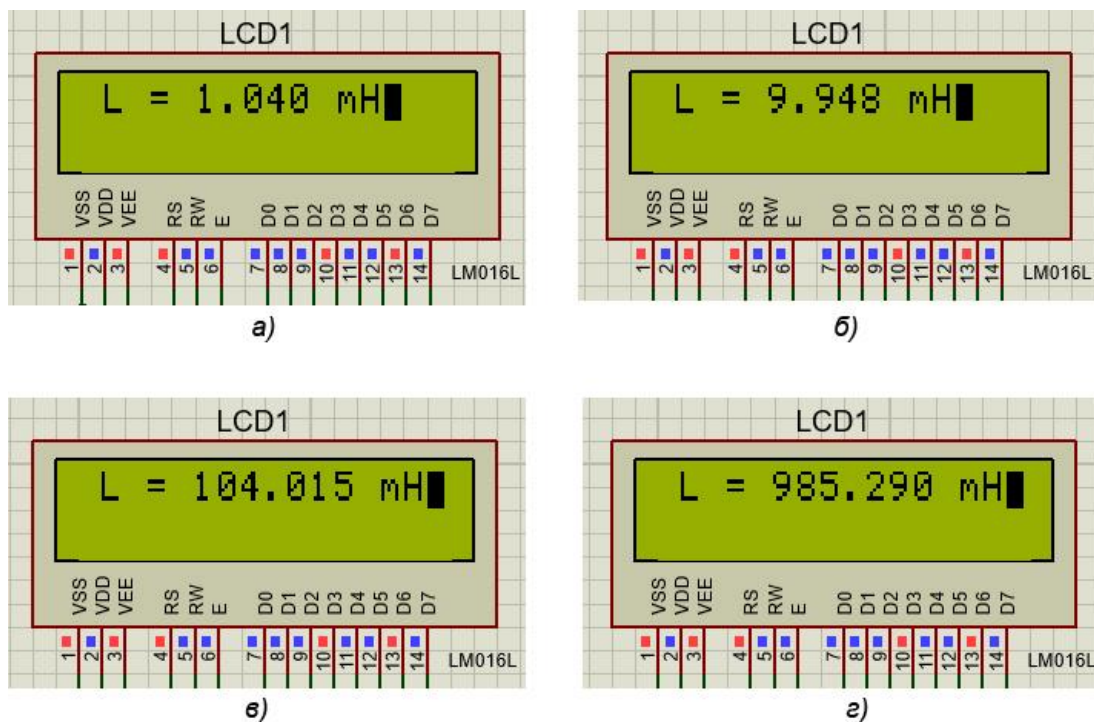


Рисунок 3.17 – Результат вимірювання розробленим пристроєм для значень індуктивності: а)  $L_{x\_практ} = 1$  мГн, б)  $L_{x\_практ} = 10$  мГн, в)  $L_{x\_практ} = 100$  мГн, г)  $L_{x\_практ} = 1$  Гн

Таблиця 3.1 – Залежність часу вимірювання індуктивності від різних діапазонів значень вимірюваної величини

$L_{x\_практ}, \text{Гн}$	$t_1, \text{мс}$	$t_2, \text{мс}$	$t_3, \text{мс}$	$t_{sum\_1}, \text{мс}$	$t_{sum\_2}, \text{мс}$
$100 \cdot 10^{-6}$	89,646	30,504	32,153	152,298	63,262
$1 \cdot 10^{-3}$	119,398	26,5	28,14	174,038	55,25
$10 \cdot 10^{-3}$	142,648	26,438	28,164	197,25	55,25
$100 \cdot 10^{-3}$	45,398	26,36	32,118	103,876	59,206
1	72,898	24,884	32,14	129,922	57,75

Таблиця 3.2 – Залежність параметрів обчислення від різних діапазонів значень вимірюваної величини

$L_{x\_пратт}, \text{Гн}$	$N_{cycles}$	$t_{max\_експ}, \text{мкс}$	$R_L, \text{Ом}$	$L_{x\_експ}, \text{Гн}$
$100 \cdot 10^{-6}$	271	16,938	4,955	$100,05 \cdot 10^{-6}$
$1 \cdot 10^{-3}$	313	19,563	39,567	$1,04 \cdot 10^{-3}$
$10 \cdot 10^{-3}$	313	19,563	378,5	$9,948 \cdot 10^{-3}$
$100 \cdot 10^{-3}$	313	19,563	3956,25	$104,015 \cdot 10^{-3}$
1	307	19,188	39112	$985,29 \cdot 10^{-3}$

### 3.5 Висновки до третього розділу

У третьому розділі детально розглянуто функціональна модель вимірювача індуктивності, яка складається з п'яти частин: генератора, блоку генерації сигналу для мікроконтролера, блоку змінного опору інтегратора, мікроконтролера та рідкокристалічного дисплея. Генератор прямокутних імпульсів у парі з диференціатором використовується для створення експоненціального сигналу, який необхідний для створення реакції інтегруючої ланки з невідомою котушкою індуктивності.

Блок генерації вимірюваного сигналу дозволяє утворити сигнал прямокутних імпульсів, який показуватиме мікроконтролеру початок та кінець відліку реєстрування часу  $t_{max}$ . Це значення необхідне для подальшого обчислення величини котушки  $L_x$ , що досліджується. Блок змінного опору інтегратора використовується для програмного регулювання опору навантаження інтегруючої ланки. Таким чином, досягається ступінчасте перемикання навантаження для різних діапазонів величини індуктивності, тим самим, зменшуючи похибку обчислення  $L_x$ .

Мікроконтролер виступає головним «мозком» усієї електронної схеми вимірювача, виконуючи функції: цифрової обробки виміряного сигналу, програмна зміна опору навантаження інтегруючої ланки, обчислення невідомої індуктивності за універсальним алгоритмом пошуку та виведення інформації про обчислене значення котушки. Було оглянуто блок-схему програмного коду мікроконтролера. Дисплей призначений для відображення результату вимірювання та іншої інформації.

Проведено симуляції генерування виміряного сигналу в середовищах Matlab та Proteus, а також тестування аналого-цифрової схеми розробленого вимірювача індуктивності у середовищі Proteus.

## 4 МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИМІРЮВАЧА ІНДУКТИВНОСТІ

### 4.1 Метрологічні показники блоку генерації сигналу для мікроконтролера в середовищі Matlab

Розрахуємо похибку при використанні розробленого методу вимірювання індуктивності та алгоритму пошуку невідомого значення  $\tau_L$  та  $L_{експ}$ . При вхідних даних, що вказані у розділі 3.3 програмний код середовища Matlab (див. додаток Б) провів розрахунок значень:  $\tau_L=24,96512$  мкс, а значення  $L_{експ}=50,00513$  мГн. Розрахуємо абсолютну похибку даного вимірювання:

$$\Delta = L_{експ} - L_{практ}, \quad (4.1)$$

де  $L_{експ}$  – виміряне значення індуктивності;

$L_{практ}$  – дійсне значення індуктивності котушки.

$$\Delta = L_{експ} - L_{практ} = 50,00513 \cdot 10^{-3} - 50 \cdot 10^{-3} = 5,13 \text{ мкГн}. \quad (4.2)$$

Обчислимо відносну похибку:

$$\delta_{L_{експ}} = \frac{\Delta}{L_{практ}} \cdot 100 \% = \frac{5,13 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \% = 0,01026 \%. \quad (4.3)$$

Як видно з результатів, похибка обчислення за розробленим алгоритмом менша від заданої. Для аналізу метрологічних показників блоку генерації сигналу для мікроконтролера розрахуємо практичне значення максимального часу  $t_{тахпракт}$ . Спершу знайдемо сталі часу  $\tau_C$  та  $\tau_L$ .

При  $C_I = 22$  нФ,  $R_I = 680$  Ом,  $L_x = 50$  мГн,  $R_L = 2003$  Ом сталі часу  $\tau_C$  та  $\tau_L$  за формулами (2.1), (2.33) та (2.46) дорівнюватимуть:

$$R_e = R_L = 2003 \text{ Ом}; \quad (4.4)$$

$$\tau_L = \frac{L}{R_e} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{2003} = 24,963 \text{ мкс}; \quad (4.5)$$

$$\tau_C = R_1 \cdot C_1 = 680 \cdot 22 \cdot 10^{-9} = 14,96 \text{ мкс}. \quad (4.6)$$

Розрахуємо значення  $t_{\max \text{ практ}}$  підставляючи (4.5) та (4.6) у рівняння (2.29):

$$\begin{aligned} t_{\max \text{ практ}} &= \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) \cdot \frac{\tau_L \cdot \tau_C}{\tau_L - \tau_C} = \ln\left(\frac{24,963 \cdot 10^{-6}}{14,96 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot \frac{24,963 \cdot 10^{-6} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}}{24,963 \cdot 10^{-6} - 14,96 \cdot 10^{-6}} = \\ &= \ln(1,66862) \cdot \frac{373,44 \cdot 10^{-12}}{10,00255 \cdot 10^{-6}} = 19,115 \text{ мкс}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Дослідимо вплив періоду дискретизації неперервного сигналу на похибку обчислення невідомої індуктивності ( $L_x = 50$  мГн). Спочатку проаналізуємо, яка буде похибка при періоді дискретизації  $10^{-6}$  с та перевіримо правильність розрахунків. Розрахуємо відносну похибку  $t_{\max}$  за формулою (4.3):

$$\delta = \frac{\Delta t}{t_{\max \text{ практ}}} \cdot 100 \%, \quad (4.8)$$

де  $\Delta t$  – період дискретизації (дельта часу).

$$\delta_{t_{\max}} = \frac{\Delta t}{t_{\max \text{ практ}}} \cdot 100 \% = \frac{\pm 10^{-6}}{19,115 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 \% = \pm 5,232 \%. \quad (4.9)$$

Знайдемо збільшене та зменшене на  $10^{-6}$  с значення часу  $t_{max}$ :

$$t_{max}^1 = t_{max\text{ практ}} + \Delta t = 19,115 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 10^{-6} = 20,115 \text{ мкс}; \quad (4.10)$$

$$t_{max}^2 = t_{max\text{ практ}} - \Delta t = 19,115 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-6} = 18,115 \text{ мкс}. \quad (4.11)$$

Підставимо обидва нових значення  $t_{max}$  в алгоритм пошуку індуктивності та порівняємо отриманий результат з (4.2) та (4.3). Отримані дані виглядають наступним чином:

$$L_{експ}^1 = 55,953 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad (4.12)$$

$$L_{експ}^2 = 44,508 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}. \quad (4.13)$$

Обчислимо відносну похибку (4.12) та (4.13):

$$\delta_{L_{експ}}^1 = \frac{\Delta}{L_{практ}} \cdot 100 \% = \frac{55,953 \cdot 10^{-3} - 50 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \% = 11,907 \%. \quad (4.14)$$

$$\delta_{L_{експ}}^2 = \frac{\Delta}{L_{практ}} \cdot 100 \% = \frac{44,508 \cdot 10^{-3} - 50 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \% = -10,984 \%. \quad (4.15)$$

Проведемо такі ж розрахунки для інших значень періоду дискретизації. Всі отримані розрахунки занесемо до таблиці 4.1. Побудуємо на основі таблиці 4.1 графік залежності  $\delta_{L_{експ}}$  від модулю  $\delta_{t_{max}}$  (рис. 4.1).

З графіка видно, що відносна похибка вимірювання індуктивності співвідноситься з відносною похибкою реєстрування часу  $t_{max}$  як 2:1 – якщо похибка часу  $t_{max}$  дорівнює 0,523 %, то похибка вимірювання складає 1,158 %.

Таблиця 4.1 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від відносної похибки періоду дискретизації

$\Delta t, \text{с}$	$\delta_{t_{max}}, \%$	$t_{max}, \text{мкс}$	$L_{\text{експ}}, \text{мГн}$	$\delta_{L_{\text{експ}}}, \%$
$10^{-6}$	5,232	20,115	55,953	11,907
$8 \cdot 10^{-7}$	4,185	19,915	54,722	9,444
$6 \cdot 10^{-7}$	3,139	19,715	53,533	7,066
$4 \cdot 10^{-7}$	2,093	19,515	52,302	4,604
$2 \cdot 10^{-7}$	1,046	19,315	51,154	2,308
$10^{-7}$	0,523	19,215	50,579	1,158
$10^{-8}$	0,052	19,125	50,046	0,092
$10^{-9}$	0,006	19,116	50,005	0,01
$-10^{-9}$	-0,006	19,114	50,005	0,01
$-10^{-8}$	-0,052	19,105	49,923	-0,154
$-10^{-7}$	-0,523	19,015	49,431	-1,138
$-2 \cdot 10^{-7}$	-1,046	18,915	48,857	-2,286
$-4 \cdot 10^{-7}$	-2,093	18,715	47,749	-4,502
$-6 \cdot 10^{-7}$	-3,139	18,515	46,641	-6,718
$-8 \cdot 10^{-7}$	-4,185	18,315	45,575	-8,85
$-10^{-6}$	-5,232	18,115	44,508	-10,984

Із збільшенням похибки часу  $t_{max}$  співвідношення незначно порушується у бік його збільшення: якщо, наприклад, похибка часу  $t_{max}$  дорівнює -4,185 %, то похибка вимірювання складає -8,85 %.

Згідно вихідних даних магістерської роботи, діапазон вимірювання індуктивності лежать у межах від 100 мкГн до 10 Гн, а похибка вимірювання повинна не перевищувати  $\pm 5\%$ . Оцінимо похибку вимірювання котушки з номіналом рівним 100 мкГн. Тоді, при  $C_l = 22 \text{ нФ}$ ,  $R_l = 680 \text{ Ом}$ ,  $L_x = 100 \text{ мкГн}$  та  $R_L = 2003 \text{ Ом}$  змінить своє значення лише стала часу  $\tau_L$ . Розрахуємо її:

$$\tau_L = \frac{L}{R_e} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{2003} = 49,925 \text{ нс.} \quad (4.16)$$

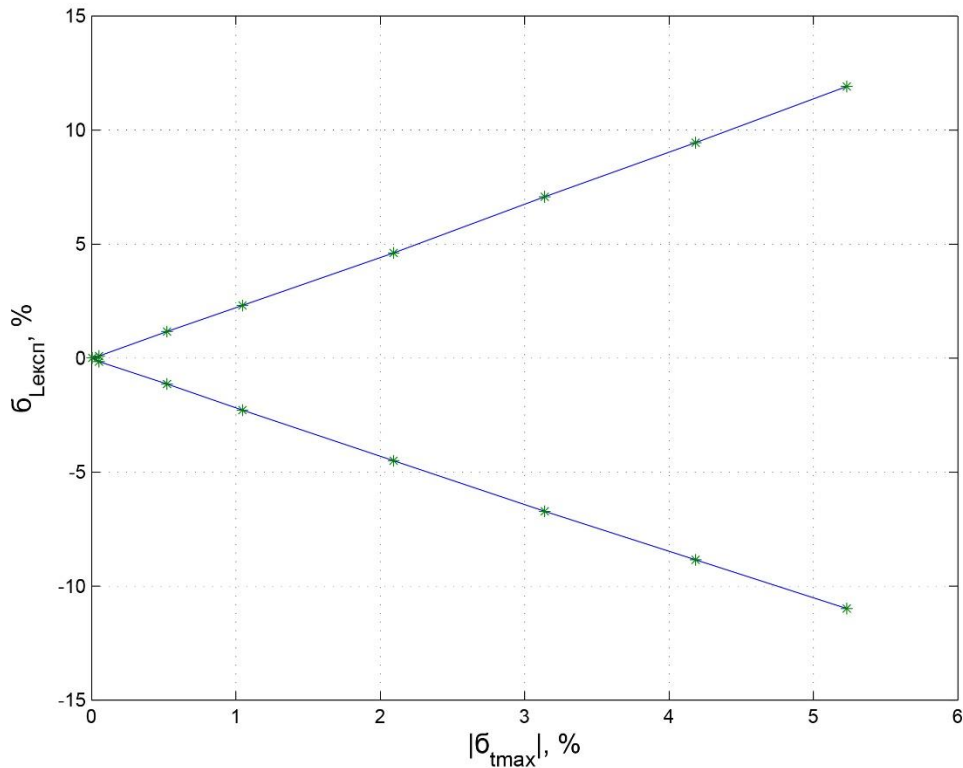


Рисунок 4.1 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від модуля відносної похибки часу  $t_{max}$

Розрахуємо реальне значення  $t_{max}$  схеми вимірювання, враховуючи (4.6):

$$t_{\text{max практи}} = \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) \cdot \frac{\tau_L \cdot \tau_C}{\tau_L - \tau_C} =$$

$$= \ln\left(\frac{49,925 \cdot 10^{-9}}{14,96 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot \frac{49,925 \cdot 10^{-9} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}}{49,925 \cdot 10^{-9} - 14,96 \cdot 10^{-6}} = 285,656 \text{ нс.} \quad (4.17)$$

Отримане значення є досить малим для реєстрації мікроконтролером. Сучасні мікроконтролери мають тактову частоту не більше 16-20 МГц, і це є обмеженням для реєстрації неперервного сигналу, оскільки дельта часу за один такт виконання програмного коду складає 50 – 62,5 нс. Тому, значення  $t_{\text{max практи}}$  рівняння (4.17) може бути розраховане із значною похибкою. Для вирішення цієї

проблеми використовується блок регулювання опору інтегратора, який дозволяє змінювати сталу часу інтегратора у межах від 18,8 мкс до 26,2 мкс, та безпосередньо підключений замість резистора  $R_L$ .

За розрахунками, для індуктивності номіналом 100 мкГн блок регулювання опору інтегратора необхідно налаштувати на опір 4,955 Ом.

Знову розрахуємо сталу часу  $\tau_L$  при  $C_I = 22$  нФ,  $R_I = 680$  Ом,  $L_x = 100$  мкГн,  $R_L = R_e = 4,955$  Ом:

$$\tau_L = \frac{L}{R_e} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{4,955} = 20,182 \text{ мкс.} \quad (4.18)$$

Знайдемо значення  $t_{max}$ , враховуючи (4.6) та (4.18):

$$\begin{aligned} t_{\max \text{ практ}} &= \ln \left( \frac{\tau_L}{\tau_C} \right) \cdot \frac{\tau_L \cdot \tau_C}{\tau_L - \tau_C} = \\ &= \ln \left( \frac{20,182 \cdot 10^{-6}}{14,96 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot \frac{20,182 \cdot 10^{-6} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}}{20,182 \cdot 10^{-6} - 14,96 \cdot 10^{-6}} = 17,311 \text{ мкс.} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Вплив періоду дискретизації неперервного сигналу на похибку обчислення невідомої індуктивності  $L_x = 100$  мкГн буде майже таким, як і для  $L_x = 50$  мГн, оскільки діапазон вимірювання практично не змінився.

Аналогічно проведемо розрахунки вимірювання котушки з великим значенням індуктивності, наприклад рівним 1 Гн. Для роботи в такому діапазоні вимірювання необхідно виставити на блоці змінного опору інтегратора опір навантаження, що дорівнює 39,113 кОм. Обчислимо сталу часу  $\tau_L$  та значення  $t_{\max \text{ практ}}$  при  $C_I = 22$  нФ,  $R_I = 680$  Ом,  $L_x = 1$  Гн,  $R_L = R_e = 39,112$  кОм:

$$\tau_L = \frac{L}{R_e} = \frac{1}{39112} = 25,567 \text{ мкс.} \quad (4.20)$$

Знайдемо реальний час  $t_{max}$ , враховуючи (4.6) та (4.20):

$$t_{\max \text{ практ}} = \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) \cdot \frac{\tau_L \cdot \tau_C}{\tau_L - \tau_C} =$$

$$= \ln\left(\frac{25,567 \cdot 10^{-6}}{14,96 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot \frac{25,567 \cdot 10^{-6} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}}{25,567 \cdot 10^{-6} - 14,96 \cdot 10^{-6}} = 19,325 \text{ мкс.} \quad (4.21)$$

Вплив періоду дискретизації неперервного сигналу на похибку обчислення невідомої індуктивності  $L_x = 1$  Гн може описуватись таблицею 4.1 із незначними відхиленнями зазначених значень.

Таким чином, була проведена попередня оцінка у середовищі Matlab, щодо отримання похибки вимірювання індуктивності в залежності від періоду дискретизації неперервного сигналу. У випадку мікроконтролера, який реєструє значення часу  $t_{max}$ , періодом дискретизації виступає тривалість одного такту, під час якого він може виконати лише одну інструкцію (присвоєння, зчитування запис, тощо) і нічого більше. Тобто, якщо під час тривалості одного такту сигнал, який необхідно зчитувати, змінить свій рівень з високого на низький або навпаки, то мікроконтролер зафіксує цю зміну лише у наступному такті. Для мікроконтролера, що використовується у схемі вимірювача індуктивності, тривалість одного такту рівна 62,5 нс. Згідно з таблицею 4.1 в теорії похибка вимірювання невідомої індуктивності, враховуючи вище розглянуті аспекти, не повинна перевищувати 1,16 %.

#### 4.2 Розрахунок похибки вимірювання для різних діапазонів значень вимірюваної величини

Розрахуємо похибки вимірювання індуктивності, використовуючи дані таблиці 3.2.

Для початку, розрахуємо практичне значення максимального часу  $t_{\max \text{ практ}}$  для першого вимірювання ( $L_x = 100$  мкГн). Так як стала часу  $\tau_C$ , значення якої розраховано у рівнянні (4.6), незмінна, то знайдемо сталу часу  $\tau_L$  згідно даних таблиці 3.2:

$$\tau_L = \frac{L_{\text{практ}}}{R_L} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{4,955} = 20,182 \text{ мкс.} \quad (4.22)$$

Враховуючи (4.22), розрахуємо  $t_{\max \text{ практ}}$ :

$$\begin{aligned} t_{\max \text{ практ}} &= \ln\left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) \cdot \frac{\tau_L \cdot \tau_C}{\tau_L - \tau_C} = \\ &= \ln\left(\frac{20,182 \cdot 10^{-6}}{14,96 \cdot 10^{-6}}\right) \cdot \frac{20,182 \cdot 10^{-6} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}}{20,182 \cdot 10^{-6} - 14,96 \cdot 10^{-6}} = 17,311 \text{ мкс.} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Оцінимо похибку реєстрування  $t_{\max}$  мікроконтролером за наступним рівнянням (4.8):

$$\delta_{t_{\max}} = \frac{t_{\max \text{ експ}} - t_{\max \text{ практ}}}{t_{\max \text{ практ}}} \cdot 100 \%. \quad (4.24)$$

Тоді:

$$\delta_{t_{\max}} = \frac{16,938 \cdot 10^{-6} - 17,311 \cdot 10^{-6}}{17,311 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 \% = -2,155 \%. \quad (4.25)$$

Обчислення відносної похибки вимірювання індуктивності  $\delta_{L_{\text{експ}}}$  проведемо за наступною формулою:

$$\delta_{L_x} = \frac{L_{\text{експ}} - L_{\text{практ}}}{L_{\text{практ}}} \cdot 100 \%. \quad (4.26)$$

Підставимо значення таблиці 3.2 у (4.26):

$$\delta_{Lx} = \frac{100,05 \cdot 10^{-6} - 100 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 \% = 0,05 \% . \quad (4.27)$$

В результаті маємо, що похибка реєстрування часу  $t_{max}$  для даного вимірювання складає -2,155 %. Даний розрахунок підтверджується таблицею 4.1. У свою чергу, похибка вимірювання невідомого значення котушки індуктивності  $L_x$  складає 0,05 %. Як для такого малого за значеннями індуктивності діапазону вимірювання, така похибка може здатися малою, оскільки присутність похибки обчислення мікроконтролером може її нівелювати. Отримані дані запишемо до таблиці 4.2.

Аналогічні розрахунки проведемо для інших чотирьох вимірювань, а обчислені значення занесемо до таблиці 4.2. За таблицею можна виокремити наступні твердження. Перше – похибка реєстрування величини  $t_{max}$  залежить від періоду дискретизації неперервного сигналу мікроконтролера та визначається як обернене значення його тактової частоти.

Таблиця 4.2 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від відносної похибки часу  $t_{max}$

№ вимірювання	$t_{max}$ експ, мкс	$t_{max}$ практ, мкс	$\delta_{t_{max}}$ , %	$L_{експ}$ , Гн	$L_{практ}$ , Гн	$\delta_{Lx}$ , %
1	16,938	17,311	-2,155	$100,05 \cdot 10^{-6}$	$100 \cdot 10^{-6}$	0,05
2	19,563	19,224	1,763	$1,04 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	4
3	19,563	19,615	-0,265	$9,948 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	-0,52
4	19,563	19,224	1,763	$104,015 \cdot 10^{-3}$	$100 \cdot 10^{-3}$	4,015
5	19,188	19,325	-0,709	$985,29 \cdot 10^{-3}$	1	-1,471

Друге твердження стосується опору навантаження інтегратора, що містить у собі досліджувальну котушку індуктивності, який досить сильно впливає на похибку обчислення  $L_x$ . Необхідно до кожного номіналу котушки підбирати «свій» опір навантаження, який призведе до якомога меншої похибки обчислення. Це дуже багатовартісна та нераціональна реалізація пристрою. Для цього використовуються набори опорів навантаження, що дозволяють вимірювання у різних діапазонах величини. Тому на межах так званих наборів опорів і виникає найбільша похибка вимірювання індуктивності.

Третє твердження пов'язане з розрахунком невідомих величин, що відбуваються у мікроконтролері завдяки програмному коду. Точність обчислення збільшується завдяки правильному округленню результату розрахунку, зберігання якомога більшої кількості розрядів мантиси чисел, що обчислюються, правильній постановці критеріїв розрахунку або реєстрування та іншим.

#### 4.3 Вплив допуску номіналів компонентів електронної схеми на результат вимірювання

Похибка вимірювання та обчислення невідомої індуктивності залежить від реального значення номіналів компонентів електронної схеми, які використовуються. Тож проведемо дослідження впливу допуску компонентів вимірювача індуктивності, які впливають на генерування вимірюваного сигналу для мікроконтролера. Для прикладу, вставимо у схему вимірювача котушку індуктивності із заявленим номіналом 50 мГн. Результат вимірювання із фактичними значеннями номіналів компонентів електронної схеми наступний:  $t_{max\ експ} = 19,188$  мкс;  $R_L = 2003$  Ом,  $L_{експ} = 50,462$  мГн. Оцінимо похибку обчислення індуктивності  $L_x$  використовуючи (4.26) та врахуємо її у подальших розрахунках:

$$\delta_{Lx} = \frac{50,462 \cdot 10^{-6} - 50 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 \% = 0,924 \% . \quad (4.28)$$

Після стабілізації сигналу вимірювання, перед початком його реєстрування, вплив на його генерування виконують компоненти:  $C_1, C_2, R_1, R_2, R_3, R_4$  та  $R_{U7}$  (див. додаток А). Розрахуємо вплив допуску ємності  $C_1$ , що входить до першого каскаду диференціатора та визначає сталу часу  $\tau_C$ . Обчислимо можливе практичне значення ємності при допуску  $\pm 5\%$ :

$$C_1 = C_{1 \text{ ном}} + \frac{\delta_{C_1} \cdot C_{1 \text{ ном}}}{100 \%}, \quad (4.29)$$

де  $\delta_{C_1}$  – допуск ємності;

$C_{1 \text{ ном}}$  – номінальне значення ємності.

Тоді:

$$C_1' = C_{1 \text{ ном}} + \frac{\delta_{C_1} \cdot C_{1 \text{ ном}}}{100 \%} = 22 \cdot 10^{-9} + \frac{5 \% \cdot 22 \cdot 10^{-9}}{100 \%} = 23,1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}; \quad (4.30)$$

$$C_1'' = C_{1 \text{ ном}} + \frac{\delta_{C_1} \cdot C_{1 \text{ ном}}}{100 \%} = 22 \cdot 10^{-9} + \frac{-5 \% \cdot 22 \cdot 10^{-9}}{100 \%} = 20,9 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}. \quad (4.31)$$

Встановимо по черзі ємності  $C_1'$  та  $C_1''$ . Результат вимірювання виходить такий:

$$L'_{\text{експ}} = 52,883 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad (4.32)$$

$$L''_{\text{експ}} = 48,314 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}. \quad (4.33)$$

Відповідно до отриманих значень (4.32) та (4.33) розрахуємо відносну похибку вимірювання індуктивності:

$$\begin{aligned} \delta'_{L_{\text{експ}}} &= \frac{L'_{\text{експ}} - L_{\text{практ}}}{L_{\text{практ}}} \cdot 100 \% = \\ &= \frac{52,883 \cdot 10^{-3} - 50 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \% = 5,766 \% ; \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} \delta''_{L_{\text{експ}}} &= \frac{L''_{\text{експ}} - L_{\text{практ}}}{L_{\text{практ}}} \cdot 100 \% = \\ &= \frac{48,314 \cdot 10^{-3} - 50 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \% = -3,372 \% . \end{aligned} \quad (4.35)$$

Аналогічно повторимо розрахунки для інших допусків ємності  $C_1$ :  $\pm 1$  %,  $\pm 2$  % та  $\pm 10$  %. Занесемо отримані результати до таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від допуску ємності  $C_1$

$\delta_{C_1}, \%$	$C_1, \text{нФ}$	$L_{\text{експ}}, \text{мГн}$	$\delta_{L_{\text{експ}}}, \%$
10	24,2	55,274	10,548
5	23,1	52,883	5,766
2	22,44	52,664	5,328
1	22,22	50,462	0,924
-1	21,78	50,462	0,924
-2	21,56	48,314	-3,372
-5	20,9	48,314	-3,372
-10	19,8	44,253	-11,494

Зобразимо залежність похибки вимірювання від модуля допуску ємності  $C_1$  на рисунку 4.2. У таблицях 4.4 та 4.5 наведені розраховані величини похибок вимірювання індуктивності в залежності від допуску резисторів  $R_1$  та  $R_{U7}$ , відповідно. Обчислення впливу допуску елементів  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  та  $C_2$  на похибку

вимірювання невідомої індуктивності показало, що ці елементи не впливають значно на похибку вимірювання (похибка складає менше 0,924 %).

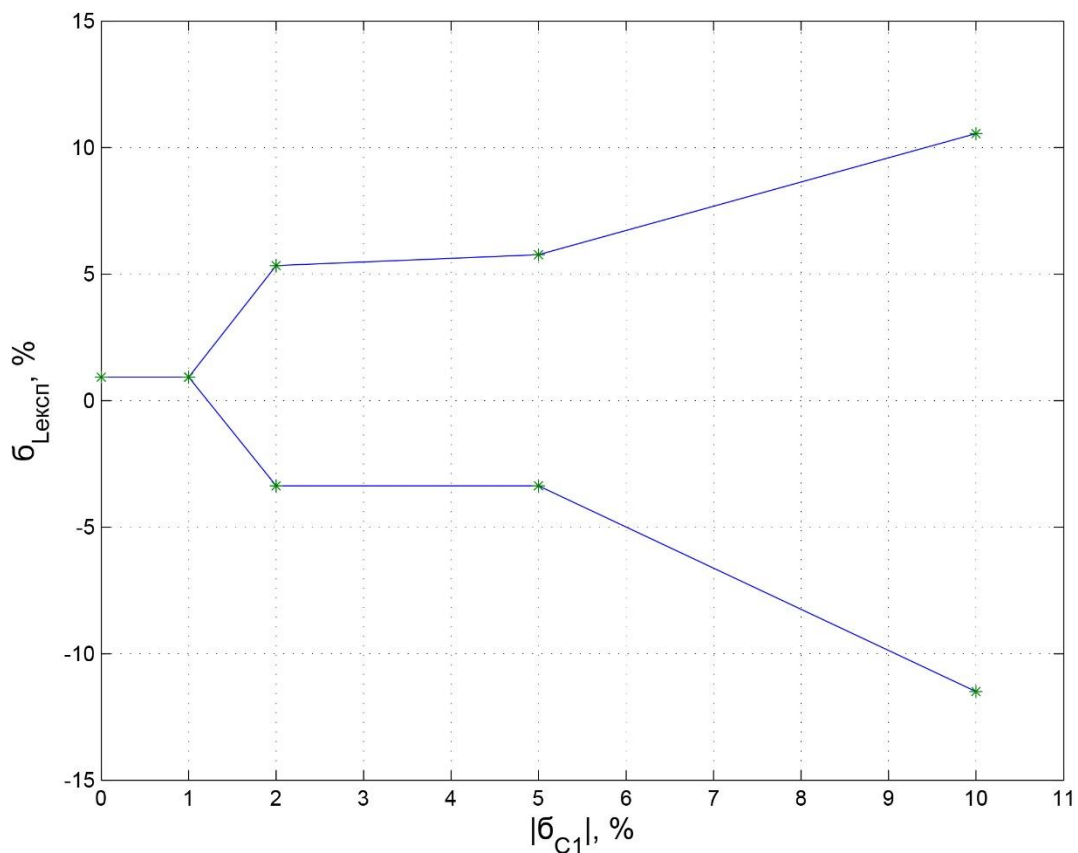


Рисунок 4.2 – Залежність похибки вимірювання від допуску ємності  $C_1$

Таблиця 4.4 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від допуску резистора  $R_1$

$\delta_{R1}, \%$	$R_1, \text{Ом}$	$L_{експ}, \text{мГн}$	$\delta_{L_{експ}}, \%$
10	748	55,274	10,548
5	714	52,664	5,328
2	693,6	52,664	5,328
1	686,8	50,462	0,924
-1	673,2	50,462	0,924
-2	666,4	50,462	0,924
-5	646	48,314	-3,372
-10	612	44,253	-11,494

Зобразимо залежність похибки вимірювання від модуля допуску резистора  $R_I$  на рисунку 4.3.

Як видно з рисунку 4.3 залежність похибки вимірювання від допуску резистора є майже ідентичними до залежності наведеної на рисунку 4.2. Це можна пояснити так: ємність  $C_I$  та резистор  $R_I$  належать до однієї ланки, тому вони утворюють єдину спільну сталу часу  $\tau_C$ .

Блок змінного опору інтегратора, як було сказано раніше, теж впливає на похибку вимірювання. Дослідимо вплив допуску цифрового потенціометра  $U6$ . Допуск цього компонента будемо змінювати за такими критеріями:  $\pm 1\%$ ,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$ .

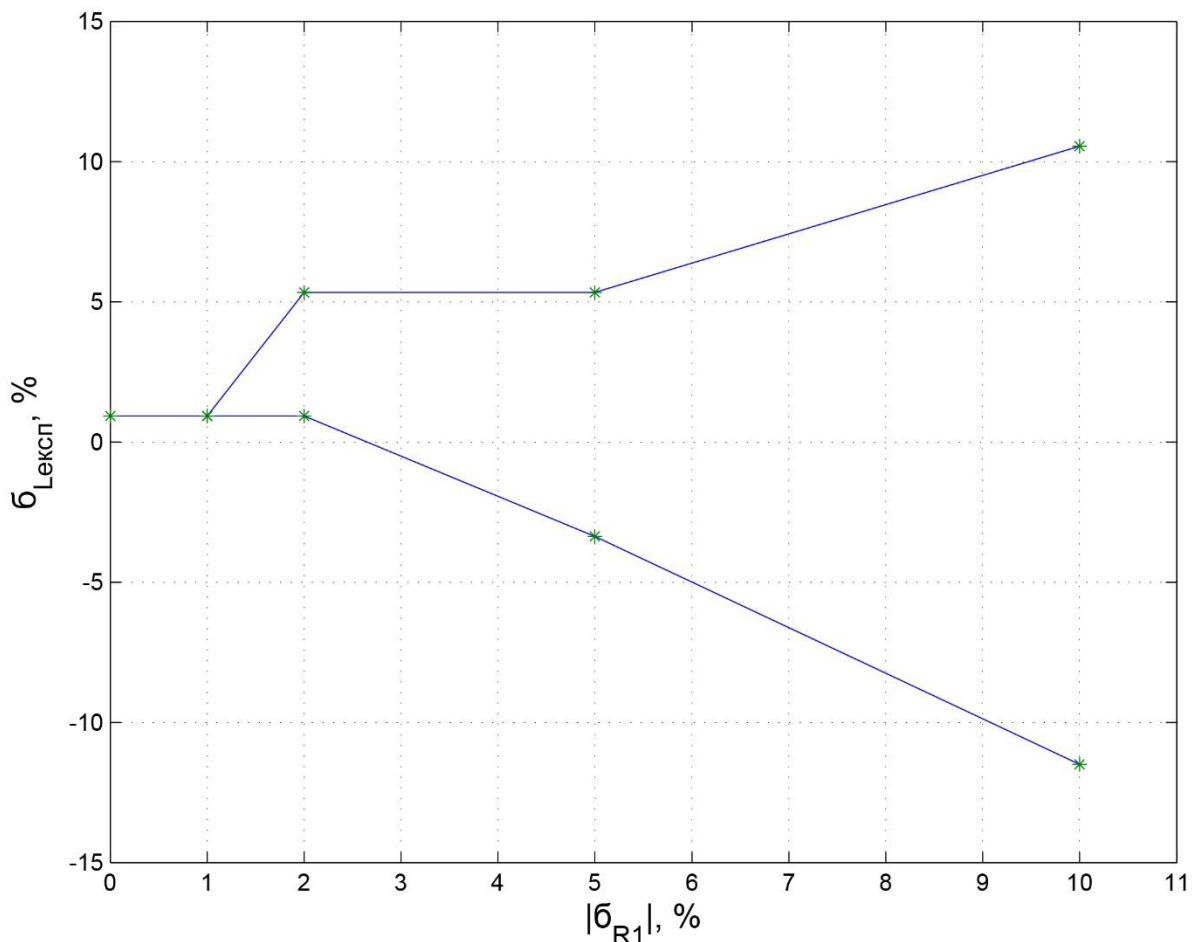


Рисунок 4.3 – Залежність похибки вимірювання від допуску резистора  $R_I$

Залежність похибки вимірювання від модуля допуску резисторів  $R_{U7}$  представлено на рисунку 4.4.

Таблиця 4.5 – Залежність похибки вимірювання індуктивності від допуску цифрового потенціометра  $R_{U7}$

$\delta_{RU6}, \%$	$R_{U7}, \text{Ом}$	$L_{\text{експ}}, \text{мГн}$	$\delta_{L_{\text{експ}}}, \%$
10	2203,3	46,256	-7,488
5	2103,15	48,314	-3,372
1	2023,03	50,462	0,924
-1	1982,97	52,664	5,328
-5	1902,85	52,664	5,328
-10	1802,7	54,234	8,468

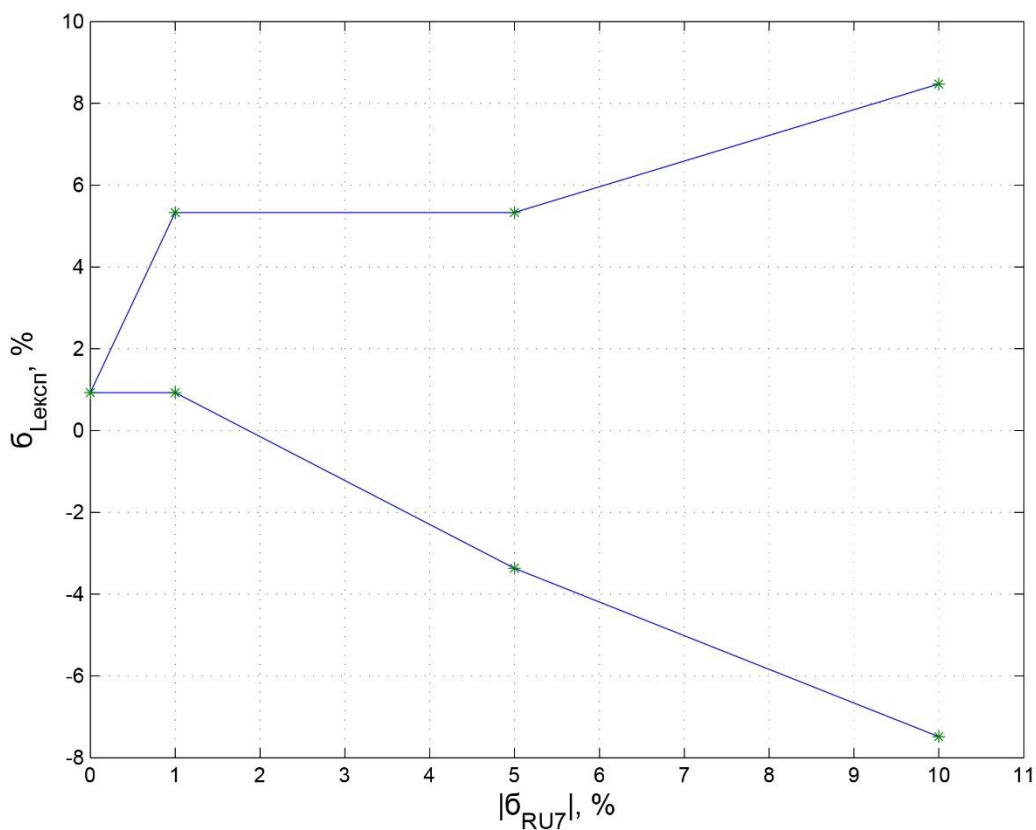


Рисунок 4.4 – Залежність похибки вимірювання від допуску резистора  $R_{U7}$

Результати показують, що відносна похибка вимірювання буде збільшуватися у разі врахування сумарного впливу допусків елементів схеми. На практиці, відбувається ретельний підбір компонентів для вимірювальних приладів

ретельно підбирається, так як від цього залежить похибка вимірювання. Все залежить від якості та дотримування технології виготовлення радіодеталей.

Для електронної схеми вимірювача індуктивності бажано використовувати резистори та ємності з допуском до  $\pm 1$  % включно, інакше похибка вимірювання буде стрімко збільшуватись. Проаналізуємо сумарний вплив допуску ( $\pm 1$  %)  $C_1$ ,  $R_1$  та  $R_{U7}$  на результат вимірювання.

Для цього складено таблицю 4.6, до якої занесено значення максимальної похибки вимірювання індуктивності, що відповідає певній «комбінації» допусків трьох розглянутих раніше компонентів з допуском  $\pm 1$  %.

Таблиця 4.6 – Сумарна похибка вимірювання індуктивності при різній комбінації допусків елементів схеми  $C_1$ ,  $R_1$  та  $R_{U7}$ .

$\delta_{C1}, \%$	$\delta_{R1}, \%$	$\delta_{RU7}, \%$	$\delta_{L_{експ}}, \%$
-1	-1	-1	0,924
-1	-1	0	-3,372
-1	-1	1	
-1	0	-1	0,924
-1	0	0	
-1	0	1	-3,372
-1	1	-1	5,328
-1	1	0	0,924
-1	1	1	
0	-1	-1	5,328
0	-1	0	0,924
0	-1	1	
0	0	-1	5,328
0	0	0	0,924
0	0	1	
0	1	-1	5,328

Продовження таблиці 4.6

$\delta_{C1}, \%$	$\delta_{R1}, \%$	$\delta_{RU7}, \%$	$\delta_{L_{експ}}, \%$
0	1	0	0,924
0	1	1	
1	-1	-1	5,328
1	-1	0	0,924
1	-1	1	
1	0	-1	1,158
1	0	0	0,924
1	0	1	
1	1	-1	5,328
1	1	0	
1	1	1	0,924

Таблиця 4.6 показує, що при варіації номіналів елементів схеми з дельтою  $\pm 1$  % загальна відносна похибка вимірювання індуктивності знаходиться в діапазоні від -3,372 % до 5,328 %. Середня похибка складає 1,597 %. Найгірші випадки, коли присутня найбільша похибка вимірювання, відбуваються при такій комбінації допусків компонентів схеми:

- 1)  $\delta_{C1} = -1\%, \delta_{R1} = 1\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;
- 2)  $\delta_{C1} = 0\%, \delta_{R1} = -1\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;
- 3)  $\delta_{C1} = 0\%, \delta_{R1} = 0\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;
- 4)  $\delta_{C1} = 0\%, \delta_{R1} = 1\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;
- 5)  $\delta_{C1} = 1\%, \delta_{R1} = -1\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;
- 6)  $\delta_{C1} = 1\%, \delta_{R1} = 1\%, \delta_{RU7} = -1\%$ ;

## 4.4 Специфікація схемних компонентів вимірювача

У таблиці 4.7 наведено перелік компонентів аналого-цифрової схеми вимірювача індуктивності.

Таблиця 4.7 – Перелік компонентів схеми вимірювача індуктивності

Поз. позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
	<i>Операційні підсилювачі</i>		
<i>U1, U3</i>	<i>AD8047</i>	<i>2</i>	$\pm V_s = \pm 5V$ , $750 V/us$
<i>U2</i>	<i>AD8022AS</i>	<i>1</i>	$2,7V \sim 5V$ , $\pm 12V$ , $50 V/us$
<i>U4</i>	<i>LMV7219M7</i>	<i>1</i>	$2,7V \sim 5,5V$ , $430 V/us$
	<i>Мікроконтролер</i>		
<i>U5</i>	<i>ATMEGA8-16AU</i>	<i>1</i>	$4,5V \sim 5,5V$ , $16 MHz$ , $32 lead TQFP$
	<i>Дисплей</i>		
<i>LCD1</i>	<i>LM016L</i>	<i>1</i>	$0V \sim 6,5V$
	<i>Цифрові потенціометри</i>		
<i>U6</i>	<i>AD8400001</i>	<i>1</i>	<i>Nom. resistance=1,2 k<math>\Omega</math>, Wiper resistance=53 <math>\Omega</math></i>
<i>U7</i>	<i>AD840000100</i>	<i>1</i>	<i>Nom. resistance=100 k<math>\Omega</math>, Wiper resistance=50 <math>\Omega</math></i>
	<i>MOSFET-транзистори</i>		
<i>Q1-Q5</i>	<i>NTR4501NT1G</i>	<i>5</i>	$R_{ds(on)}=75 m\Omega$

Продовження таблиці 4.7

Поз. позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
	<i>Електромагнітне реле</i>		
<i>RL1-RL3</i>	<i>SRD-05VDC-SL-C</i>	<i>3</i>	
	<i>Кварцовий резонатор</i>		
<i>X1</i>	<i>X49SD16MSD2SC</i>	<i>1</i>	<i>16 MHz</i>
	<i>Резистори</i>		
<i>R1</i>	<i>25121WF6800T4E</i>	<i>1</i>	<i>680Ω ±1% 1W</i>
<i>R2,R4,R5</i>	<i>RC1218FK-071KL</i>	<i>3</i>	<i>1kΩ ±1% 1W</i>
<i>R3</i>	<i>ARG06BTC9001N</i>	<i>1</i>	<i>9kΩ ±1% 125mW</i>
<i>R6</i>	<i>0805W8F3301T5E</i>	<i>1</i>	<i>3,3kΩ ±1% 125mW</i>
<i>R7</i>	<i>SCR0402F43R</i>	<i>1</i>	<i>43Ω ±1%</i>
<i>R8</i>	<i>AECR0805F9R10S9</i>	<i>1</i>	<i>9,1Ω ±1% 125mW</i>
<i>R9</i>	<i>FRC0603F6R80TS</i>	<i>1</i>	<i>6,8Ω ±1% 100mW</i>
<i>R10</i>	<i>0603WAF510KT5E</i>	<i>1</i>	<i>5.1Ω ±1% 100mW</i>
<i>R11</i>	<i>RC0603FR-07120KL</i>	<i>1</i>	<i>120kΩ ±1% 100mW</i>
<i>R12</i>	<i>FRC0603F2403TS</i>	<i>1</i>	<i>240kΩ ±1% 100mW</i>
<i>R13-R15</i>	<i>RC0603FR-0710KL</i>	<i>3</i>	<i>10kΩ ±1% 100mW</i>
<i>R16</i>	<i>0603WAF2200T5E</i>	<i>1</i>	<i>220Ω ±1% 100mW</i>
	<i>Конденсатори</i>		
<i>C1</i>	<i>C0805X223F8HAC7800</i>	<i>1</i>	<i>22 nF ±1% 10V SMD</i>
<i>C2</i>	<i>GRT1885C1E103FA02D</i>	<i>1</i>	<i>10 nF ±1% 25V SMD</i>
<i>C3,C4</i>	<i>0603CG220F500NT</i>	<i>2</i>	<i>22 pF ±1% 50V SMD</i>
<i>C5</i>	<i>50YXJ100M8X11.5</i>	<i>1</i>	<i>100 uF ±1% 50V</i>

## Продовження таблиці 4.7

Поз. позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
<i>C6, C7</i>	<i>KS104M050C07RR</i>	<i>2</i>	<i>0,1 <math>\mu</math>F <math>\pm</math>1% 50V</i>
	<i>Конектори</i>		
<i>J1</i>	<i>HDR-M-2.54_1x3</i>	<i>1</i>	
<i>J2</i>	<i>HDR-M-2.54_1x2</i>	<i>1</i>	
<i>CN1</i>	<i>TST-105-02-G-D</i>	<i>1</i>	
	<i>Світлодіоди</i>		
<i>LED1</i>	<i>LED-0603_G</i>	<i>1</i>	
	<i>Індуктивність</i>		
<i>Lx</i>	<i>AIAP-03-103K</i>	<i>1</i>	<i>10mH <math>\pm</math>10% 7.3<math>\Omega</math></i>

## 4.5 Висновки до четвертого розділу

Четвертий розділ описує дослідження метрологічних показників вимірювача індуктивності, а саме: розрахунок похибки вимірювання в залежності від відносної похибки вимірювання часу  $t_{max}$ , яка генерується частотою дискретизації неперервного сигналу мікроконтролером; обчислення похибки вимірювання для різних діапазонів значень вимірюваної величини; дослідження впливу допусків номіналів компонентів, що використовуються в аналого-цифровій схемі, на похибку вимірювання індуктивності.

Похибка вимірювання та обчислення індуктивності може виникати при роботі приладу на межі набору опору навантаження інтегратора. Точність обчислень мікроконтролером є запорукою отримання позитивного результату вимірювання, але для цього необхідно дотримуватись правил округлення

результату обчислення, зберігати якомога більшу кількість розрядів мантиси чисел, тощо.

Аналіз розрахунків показав, що для вимірювання невідомої індуктивності з заданою точністю, необхідно забезпечити роботу мікроконтролера на тактовій частоті рівній 16 МГц і не менше, а також необхідно, щоб допуск номіналів компонентів схеми був у межах  $\pm 1$  %. Для електронної схеми вимірювача індуктивності складено специфікацію схемних компонентів.

## ВИСНОВКИ

У даній дисертації розроблено метод вимірювання індуктивності на основі аналізу реакції інтегруючої RL-ланки на затухаючий експоненціальний сигнал. Розроблено схему фіксації часової координати особливої точки реакції для підвищення точності вимірювання. Використовуючи дану схему розроблено аналого-цифровий вимірювач індуктивності з блоком, який дозволяє автоматично налаштовувати сталу часу RL-ланки в залежності від значення вимірюваної індуктивності. Результати вимірювання відображаються на цифровому дисплеї.

Проведено симуляції функціонування аналогової частини вимірювача в середовищах Matlab та Proteus, а також тестування аналого-цифрової схеми у середовищі Proteus.

Був досліджений вплив похибки вимірювання часової координати точки максимуму реакції на експоненціальний сигнал на похибку вимірювання індуктивності. Обчислено похибки вимірювання індуктивності для різних діапазонів значень вимірюваної величини, а також проведено дослідження впливу допусків номіналів компонентів, що використовуються в аналого-цифровій схемі, на похибку вимірювання.

Розроблена електрична схема пристрою, що наведена у додатку А, дозволяє вимірювати номінал котушки індуктивності у широких межах: від 100 мкГн до 10 Гн з похибкою вимірювання не більше 5,5%.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<http://www.dstu.dp.ua/Portal/Data/3/22/3-22-b3/part2/part2.html>
2. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[https://learn.ztu.edu.ua/pluginfile.php/90929/mod\\_resource/content/1/МСтаПВ-Т7-1.pdf](https://learn.ztu.edu.ua/pluginfile.php/90929/mod_resource/content/1/МСтаПВ-Т7-1.pdf)
3. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<http://um.co.ua/8/8-18/8-187933.html>
4. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://uk.wikipedia.org/wiki/Індуктивність>
5. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://www.ruselectronic.com/katushka-induktivnosti/>
6. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<http://5fan.ru/wievjob.php?id=42202>
7. Нестерук Д.М., Квітка С.О., Галько С.В. Методи і засоби вимірювань електричних та неелектричних величин: навчальний посібник – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2017. – 206 с.
8. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[https://works.doklad.ru/view/Tmk0\\_2QA7fU/all.html](https://works.doklad.ru/view/Tmk0_2QA7fU/all.html)
9. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<http://um.co.ua/1/1-9/1-91581.html>
10. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[https://uk.wikipedia.org/wiki/Котушка\\_індуктивності#Умовні\\_графічні\\_по\\_знаки\\_котушок\\_індуктивності](https://uk.wikipedia.org/wiki/Котушка_індуктивності#Умовні_графічні_по_знаки_котушок_індуктивності)
11. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://samelectryk.in.ua/база-знань/основи-електротехніки-та-електроніки/1046-що-таке-котушка-індуктивності-і-для-чого-вона-потрібна.html>

12. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[http://zpostbox.ru/izmerenie\\_parametrov\\_katushek\\_induktivnosti.html](http://zpostbox.ru/izmerenie_parametrov_katushek_induktivnosti.html)
13. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://core.ac.uk/reader/12083410>
14. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<http://xn----etb8afbn2f.xn--p1ai/theoretical-electrical-engineering/125-izmerenie-induktivnosti.html>
15. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[https://studme.org/175411/tehnika/rezonansnyy\\_metod\\_izmereniya\\_parametrov\\_v\\_kondensatorov\\_katushek\\_induktivnostey](https://studme.org/175411/tehnika/rezonansnyy_metod_izmereniya_parametrov_v_kondensatorov_katushek_induktivnostey)
16. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://patents.google.com/patent/US6876936B2/en>
17. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://patents.google.com/patent/US5576628>
18. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://patents.google.com/patent/US4258315>
19. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://zfft.kpi.ua/images/books/TheorOfErrors.pdf>
20. Мандзій Б.А., Писаренко Л.Д., Стахів П.Г. Основи теорії електронних кіл: (друге видання: доопрацьоване і доповнене) – К.: НТУУ «КПІ», 2013.- 416 с.
21. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
<https://metod.onat.edu.ua/download/498>
22. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[http://ingraf.ru/kurgof/kontur\\_tok52.htm](http://ingraf.ru/kurgof/kontur_tok52.htm)
23. Осадчук О. В., Звягін О.С., Теорія електричних кіл і сигналів. ч. 1. Навчальний посібник. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 153 с.
24. Інтернет ресурс. Доступ до ресурсу:  
[https://uk.wikipedia.org/wiki/Операційний\\_підсилювач](https://uk.wikipedia.org/wiki/Операційний_підсилювач)

25. Интернет ресурс. Доступ до ресурсу:

[https://studopedia.com.ua/1\\_177501\\_tema--logichni-elementi-ta-ih-klasifikatsiya.html](https://studopedia.com.ua/1_177501_tema--logichni-elementi-ta-ih-klasifikatsiya.html)

26. Интернет ресурс. Доступ до ресурсу:

<https://www.skilldiagram.com/gl3-11.html>

27. Интернет ресурс. Доступ до ресурсу:

[https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8400\\_8402\\_8403.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8400_8402_8403.pdf)

28. Интернет ресурс. Доступ до ресурсу:

[https://uk.wikipedia.org/wiki/IEEE\\_754](https://uk.wikipedia.org/wiki/IEEE_754)



## ДОДАТОК Б. ЛІСТИНГ ПРОГРАМНОГО КОДУ В СЕРЕДОВИЩІ MATLAB

Лістинг основної програми:

```
clc
close all
clear all

%Dослідний зразок
Lprakt=50e-3;

%Вхідний сигнал
T=250e-6;
Width=50;
Ampl=1;

%Dодаткові параметри
Tdelay=20e-6;

%Номінали схеми
Re1=2003;
R1=680;
R2=1000;
R3=9000;
R4=1000;
R5=1000;
R6=3300;
C1=22e-9;
C2=10e-9;

%Похибка по шкалі часу та макс значення на графіках
Tdelta=1e-9;
Tmax=400e-6;

%Розрахунки
TChange=T*Width*0.01;
N=Tmax/Tdelta;
tauC=R1*C1;
tauC2=R4*C2;
tauLprakt=Lprakt/Re1;

%Вихідні графіки на каскадах
%Генератор
A=0;
```

```

Period=T;
time=-Tdelta;
time2=-Tdelta;
for i=1:N
    t(i)=Tdelta*i-Tdelta;
    if(t(i)>Tdelay)
        time=time+Tdelta;
        time2=time2+Tdelta;
        if((time<TChange && A<1) || time>T)
            time=0;
            time2=0;
            A=1;
        end
        if(time>TChange && A>0)
            A=0;
            time2=0;
        end
    end
    t2(i)=time2;
    Uvh(i)=A;
end

figure
plot(t.*1e6,Uvh)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U_г_е_н, В','FontSize',14)
ylim([-0.5,1.5])
grid on

%Каскад №1
for i=1:N
    t(i)=Tdelta*i-Tdelta;
    if(t(i)>Tdelay)
        A=Uvh(i);
        if(A<1)
            A=-1;
        end
        Uvyh1(i)=A*exp(-t2(i)/tauC);
    end
end

%Каскад №3
for i=1:N
    t(i)=Tdelta*i-Tdelta;

```

```

        if (t(i) > Tdelay)
            A = Uvh(i);
            if (A < 1)
                A = -1;
            end
            Uvyh3(i) = A / (1 - tauLprakt/tauC) * (exp(-
t2(i)/tauC) - exp(-t2(i)/tauLprakt));
        end
    end

%Каскад №4
for i = 1:N
    t(i) = Tdelta*i - Tdelta;
    if (t(i) > Tdelay)
        A = Uvh(i);
        if (A < 1)
            A = -1;
        end
        Uvyh4(i) = A * (R2 + R3) / (R2 * (1 -
tauLprakt/tauC)) * (exp(-t2(i)/tauC) - exp(-t2(i)/tauLprakt));
    end
end

%Каскад №5
for i = 1:N
    t(i) = Tdelta*i - Tdelta;
    if (t(i) > Tdelay)
        A = Uvh(i);
        if (A < 1)
            A = -1;
        end
        Uvyh5(i) = A * (R2 + R3) * tauC2 / (R2 * (tauC - tauLprakt)) * (exp(-
t2(i)/tauC) - tauC/tauLprakt * exp(-t2(i)/tauLprakt));
        if (Uvyh5(i) > 3.6)
            Uvyh5(i) = 3.6;
        end
        if (Uvyh5(i) < (-3.6))
            Uvyh5(i) = -3.6;
        end
    end
end

end

%Компаратор
for i = 1:N
    t(i) = Tdelta*i - Tdelta;

```

```

        if (t(i)>Tdelay)
            if (Uvyh5(i)>0)
                Uvyh6(i)=0;
            else
                Uvyh6(i)=5;
            end
        end
    end
end

%Підсилювач генераторних сигналів
for i=1:N
    Uvyh7(i)=Uvh(i)*(1+R6/R5-1);
end

%Мікроконтролер: визначення tmax
tmax=0;
tmax1=-1;
k=0;
for i=1:N
    t(i)=Tdelta*i-Tdelta;
    if (t(i)>Tdelay)
        Uvyh8(i)=Uvyh6(i)+Uvyh7(i);
        if (Uvyh8(i)==10 || Uvyh8(i)==0)
            Uvyh8(i)=5;
        else
            Uvyh8(i)=0;
        end
        if (Uvyh8(i)>0 && tmax1<0)
            tmax1=Tdelta*i;
        end
        if (Uvyh8(i)==0 && tmax1>=0)
            tmax1=Tdelta*i-tmax1;
            tmax=tmax+tmax1;
            tmax1=-1;
            k=k+1;
        end
    end
end

end

%Шукане значення tmax
[Lexp,tauLexp,iter]=searchL(tauC, tmax, Rel);

%Порівняння вихідного сигналу каскаду 1 та генератора
figure

```

```

plot(t.*1e6,Uvh,'--k', t.*1e6,Uvyh1)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-1.2,1.2])
legend('U_в_х генератора','U_в_и_х диференціатора')
grid on

%Порівняння вихідного сигналу каскадів 1 та 3
figure
plot(t.*1e6,Uvyh1,'--k', t.*1e6,Uvyh3)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-1.2,1.2])
legend('U_в_и_х диференціатора','U_в_и_х інтегратора')
grid on

%Порівняння вихідного сигналу каскадів 3 та 4
figure
plot(t.*1e6,Uvyh3,'--k', t.*1e6,Uvyh4)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-3.5,3.5])
legend('U_в_и_х інтегратора','U_в_и_х підсилювача')
grid on

%Порівняння вихідного сигналу каскадів 4 та 5
figure
plot(t.*1e6,Uvyh4,'--k', t.*1e6,Uvyh5)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-5.5,5.5])
legend('U_в_и_х підсилювача','U_в_и_х диференціатора')
grid on

%Порівняння вихідного сигналу каскаду 5 та компаратора
figure
plot(t.*1e6,Uvyh5,'--k', t.*1e6,Uvyh6)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-5.5,5.5])

```

```

legend('U_в_и_х диференціатора', 'U_в_и_х компаратора')
grid on

%Порівняння вихідного сигналу компаратора та підсиленого
сигналу з генератора
figure
plot(t.*1e6,Uvyh7,'--k', t.*1e6,Uvyh6)
set(gca,'FontSize',14)
xlabel('t, мкс','FontSize',14)
ylabel('U, В','FontSize',14)
ylim([-5.5,5.5])
legend('U_в_и_х підсилювача ген.сигналів', 'U_в_и_х
компаратора','FontSize',14)
grid on

```

Лістинг алгоритму пошуку невідомої індуктивності:

```

function [L,tauLexp,iter] = searchL(tauC, tmax, Rel)
Nf=1;
Ns=11;
delta=1;
des=0;
tauLexp=0;
while (tauLexp==0)
    for i=Nf:Ns
        x=(i-1)*delta+des;
        F(i)=(log(x/tauC)*(x*tauC/(x-tauC)))-tmax;
        if (i>1 && abs(F(i))<abs(F(i-1)))
            Nf=i-1;
        end
        if (i>1 && abs(F(i))>abs(F(i-1)))
            Ns=i;
            des=des+(Nf-1)*delta;
            delta=delta*(Ns-Nf)/10;
            Ns=11;Nf=1;
            break;
        end
        if (abs(F(i))<5e-9)
            tauLexp=x;
            break;
        end
    end
end
L=Rel*tauLexp;
end

```

## ДОДАТОК В. ЛІСТИНГ ПРОГРАМНОГО КОДУ МІКРОКОНТРОЛЕРА

;ДИПЛОМ

```
.include "m16def.inc"
.equ fc1 = $060;location data C1
.equ fr1 = $063;location data R1
.equ ftauc = $066;location data tauC
.equ finvtauc = $069;location data 1/tauC
.equ ftaul = $06C;location data tauL
.equ fxmtauc = $06F;location data x*tauC
.equ fxstauc = $072;location data x-tauC
.equ fmn2 = $075;location data x*tauC/(x-tauC)
.equ f1 = $078;location data 1.0f
.equ fxminvtauc = $07B;location data x*(1/tauC)
.equ fxa1 = $07E;location data x+1.0f
.equ fxs1 = $081;location data x-1.0f
.equ fxa1dxs1 = $084;location data (x+1.0f)/(x-1.0f)
.equ fxs1sq = $087;location data (x-1.0f)*(x-1.0f)
.equ fxa1sq = $08A;location data (x+1.0f)*(x+1.0f)
.equ fxs1sqdxa1sq = $08D;location data ((x-1.0f)*(x-1.0f))/((x+1.0f)*(x+1.0f))
.equ enum = $090;location data e=2.71f
.equ nln = $093;location data n=1.0f
.equ fxa1dxs1dn = $096;location
;data(x+1.0f)/(x-1.0f)*((x-1.0f)*(x-1.0f))/((x+1.0f)*(x+1.0f))/n
.equ f2 = $099;location data 2.0f
.equ flnx = $09C;location data ln(x/tauC)
.equ fun1 = $09F;location data ln(x/tauC)*((x*tauC)/(x-tauC))
.equ tmicro = $0A2;location data 1/f microcontroller
.equ tmax = $0A5;location data measured ticks,float ticks, float tmax
.equ measerr = $0A8;location data ln(x/tauC)*((x*tauC)/(x-tauC))-tmax [F(i)]
.equ measerrold = $0AB;location data ln(x/tauC)*((x*tauC)/(x-tauC))-tmax [F(i-1)]
.equ thrhold = $0AE;location data threshold value
.equ f01 = $0B1;location data 0.1f
.equ point0 = $0B4;location data point0: tauL=step*iter+point0
.equ step = $0B7;location data step: tauL=step*iter+point0
.equ ftrash = $0BA;nop data
.equ Lmath = $0BD;location data Lmath
.equ frl = $110;location data RL
.equ frldb = $113;location data RL
.equ fr50 = $0C3;location data RW
.equ fr5c1 = $0C6;location data R5.1
.equ fr6c8 = $0C9;location data R6.8
```

```
.equ fr9c1 = $0CC;location data R9.1
.equ fr43 = $0CF;location data R43
.equ fr10K = $0D2;location data R120K
.equ fr120K = $0D5;location data R120K
.equ fr240K = $0D8;location data R240K
.equ frx = $0DB;location data frx
.equ pot1K = $0DE;location data pot1K
.equ pot100K = $0E1;location data pot100K
.equ countln = $0E4;location data count cycle ln(x)
.equ countenum = $E5;location data ln(x/tauC)
.equ iter = $0E6;location data iterations: tauL=step*iter+point0
.equ lock1 = $0E7;location data lock1 for search_tauL
.equ flaginv = $0E8;location data flaginv: 0 = [tauL >= tauC], 1 = [tauL < tauC]
.equ num_pot = $116;location data number current potentiometer
.equ setpot = $0117;location data address value potentiometer
.equ masRX = $0EC;location data massive RX
.equ Lready = $0F2;location data Lready
.equ msg0 = $0FE;location data msg0
.equ delay2ms = 8000
```

```
.ESEG
```

```
.org 0x00
```

```
val_pot: .DB 0xFF,0x00,0xFE,0x00,0xFE,0x00,0xFE,0x00,0x73,0xFE,0x01,0x2D
         .DB 0xFE,0x02,0x10,0x66,0xFE,0x00,0x03,0x07,0x0C,0x13,0x1C,0x27,0x35
         .DB 0x46,0x5C,0x78,0x9B,0xC7,0xFD,0xFE,0x03,0x04,0x05,0x06,0x07,0x08
         .DB 0x0A,0x0C,0x0F,0x13,0x18,0x1E,0x26,0x30,0x3C,0x4C,0x64,0x80,0xAC
         .DB 0xC3,0xF9,0xFE,0x0B,0x66,0xD9,0xFE,0x38,0xF3,0xFE,0xAF,0xFF
```

```
.CSEG
```

```
init_ddr:
```

```
    ldi R16,0xFF
    out DDRD,R16 ;для даних на екран
    ldi R16,0x3F
    out DDRC,R16 ;для потенціометрів
```

```
    ;SPI
```

```
    ;Master_Init
```

```
    ldi R16,0x3C ;на передачу: 0x2C = MOSI,SCK,SS,RS,E / 0x10 = RL<50
```

```
    in R17,DDRB
```

```
    or R17,R16
```

```
    out DDRB,R17
```

```
    sbi PORTB,2 ;високий рівень на SS
```

```

ldi R16,0x53
out SPCR,R16

ldi R16,0x00
cbi PORTB,2
out SPDR,R16
Wait_transmit:
sbis SPSR,SPIF
rjmp Wait_transmit
out SPDR,R16
Wait_transmit_2:
sbis SPSR,SPIF
rjmp Wait_transmit_2
sbi PORTB,2
nop
nop
nop
cbi PORTB,2
out SPDR,R16
Wait_transmit_3:
sbis SPSR,SPIF
rjmp Wait_transmit_3

cbi SPCR,6 ;вимикаємо SPI
cbi PORTB,4;вимикаємо режим RL<50

ldi R22,0x2F ;default RL<50 and switch pot=100K
in R17,PORTC
or R17,R22
out PORTC,R17
cbi PORTB,4 ;default switch RL<50

;RL=значенню опору в потенціометрі
ldi R26,low(frl)
ldi R27,high(frl)
ldi R28,low(frldb)
ldi R29,high(frldb)
ldi R16,0x0B ;poryadok
ldi R17,0x98 ;mantissa_p1
ldi R18,0xC0 ;mantissa_p2
st X+,R16
st X+,R17
st X,R18
st Y+,R16

```

```

st Y+,R17
st Y,R18

;num_pot
ldi R26,low(num_pot)
ldi R27,high(num_pot)
ldi R16,0x07
st X,R16

;setpot
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
ldi R16,0x00
ldi R17,0x20
st X+,R16
st X,R17

;очишувач пам'яті
ldi R16,0x9C
ldi R17,0x00
ldi R26,low(fc1)
ldi R27,high(fc1)
init_data:
st X+,R17
dec R16
brne init_data

init_cycle:
ldi R16,0x01
mov R14,R16;етапи розрахунку в math
ldi R25,0x00;етап розрахунку math12
ldi R17,0x00
ldi R18,0x00
ldi R26,low(tmax)
ldi R27,high(tmax)
ld R2,X+
ld R2,X+
ld R2,X
ldi R26,low(fc1)
ldi R27,high(fc1)
ldi R16,0x9C
cp R18,R2
in R15,SREG
sbrc R15,0

```

```
rjmp init_data
```

```
ldi R16,0x01
out TCCR1B,R16
;завантаження backup RL
ldi R26,low(frldb)
ldi R27,high(frldb)
ldi R28,low(frl)
ldi R29,high(frl)
ld R16,X+
st Y+,R16
ld R16,X+
st Y+,R16
ld R16,X
st Y,R16
```

```
ldi R16,0x00
ldi R26,0x00
ldi R29,0x00
ldi R30,0x00
ldi R31,0x00
out TCNT1L,R16
out TCNT1H,R16
out PORTD,R16 ;очищуємо дані порту D для екрану
rjmp cycle
```

;math0: ;алгоритм пошуку невідомої індуктивності

countf:

```
ldi R17,0x00
and R29,R20
breq st2021
and R30,R22
breq st2223
and R31,R24
breq st2425
```

st2021:

```
ldi R19,0x0C
in R20,TCNT1L
in R21,TCNT1H
sub R20,R19
mov R29,R20
out TCNT1H,R16
rjmp cycle
```

st2223:

```
ldi R19,0x0E
in R22,TCNT1L
in R23,TCNT1H
sub R22,R19
mov R30,R22
out TCNT1H,R16
rjmp cycle
```

st2425:

```
ldi R19,0x10
in R24,TCNT1L
in R25,TCNT1H
sub R24,R19
mov R31,R24
out TCNT1H,R16
```

cpst:

```
cp R22,R20
brpl state0
cp R24,R22
brmi state1
mov R29,R22
mov R30,R23
rjmp write_ticks
```

state0:

```
cp R24,R20
brmi state1
mov R29,R20
mov R30,R21
rjmp write_ticks
```

state1:

```
mov R29,R24
mov R30,R25
rjmp write_ticks
```

sett\_pot:

```
ldi R26,low(num_pot)
ldi R27,high(num_pot)
ld R16,X
ldi R17,0x07
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
rjmp math0 ;переходимо якщо віртуальний потенціометр == 7
ldi R17,0x06
```

```

cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
rjmp math0 ;переходимо якщо віртуальний потенціометр == 6
ldi R26,low(masRX)
ldi R27,high(masRX)
ldi R28,low(f01)
ldi R29,high(f01)
st X+,R29
st X+,R28 ;RX=RX+0.1
sbis PORTC,4
rjmp sett_pot100K
sett_pot1K:
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,3
ldi R28,low(fr43)
st X+,R28
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,2
ldi R28,low(fr9c1)
st X+,R28
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,1
ldi R28,low(fr6c8)
st X+,R28
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,0
ldi R28,low(fr5c1)
st X+,R28
rjmp math0;на першій ітерації йдемо у math0, на всіх інших після виконання
;1 циклу math - йдемо у search_tauL

sett_pot100K:
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,1
ldi R28,low(fr240K)
st X+,R28
ldi R28,low(f01)
sbis PORTC,0
ldi R28,low(fr120K)
st X+,R28
ldi R28,low(f01)
st X+,R28
st X+,R28

```

rjmp math0;на першій ітерації йдемо у math0, на всіх інших після виконання  
;1 циклу math - йдемо у search\_tauL

write\_ticks:

```
ldi R16,0x00      ;обнулюємо лічильник TCNT1
out TCNT1L,R16
out TCNT1H,R16
;чи відповідає замірене значення умові?
ldi R16,0x01      ;нижня і верхня границя H
ldi R17,0x0C      ;нижня границя L0x0C
ldi R18,0x2E      ;верхня границя L
cp R16,R30 ;перевірка H значення на 1
brne change_RL_p;додати або відняти одну інструкцію RL?
cp R18,R29 ;перевірка L значення чи воно не більше 2E
brcs change_RL_p
cp R29,R17 ;перевірка L значення чи воно не менше 0C
brcs change_RL_m
ldi R26,low(tmax)
ldi R27,high(tmax)
st X+,R30
st X,R29
ldi R16,0x01
mov R14,R16;етапи розрахунку в math
ldi R25,0x00;етап розрахунку math12
ldi R26,low(iter)
ldi R27,high(iter)
st X,R25
ldi R16,0x00
out TCCR1B,R16
rjmp sett_pot
```

;Переналаштування потенціометрів

change\_RL\_p:

```
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
ldi R28,low(num_pot) ;отримуємо номер потенціометра з яким працюємо
ldi R29,high(num_pot)
ld R16,Y
ld R2,X+ ;отримуємо адресу поточного значення положення
потенціометра
ld R3,X ;отримуємо адресу поточного значення положення
потенціометра
mov R26,R3
mov R27,R2
```

```

    ld R2,X+ ;поточне значення положення потенціометра
EE_Read_0:
    out EEARL,R26 ; завантажуюємо адресу потрібної комірки
    out EEARH,R27 ;його старші і молодші байти
    sbi EECR,EERE ; Виставляємо біт читання
    in R2,EEDR ; Забираємо з регістра даних значення положення
потенціометра +1

    mov R20,R26
    mov R21,R27
    ldi R26,low(setpot)
    ldi R27,high(setpot)
    st X+,R21 ;зберігаємо теперішню адресу значення положення
потенціометра
    st X,R20
    ldi R17,0xFF ;межа послідовності віртуальних потенціометрів
    ldi R18,0xFE ;межа віртуального потенціометра
    cp R17,R2
    in R15,SREG;Status SREG
    sbrc R15,1;Status Z-flag
    rjmp over_value_pot ;перехід, якщо величина == 0xFF
    cp R18,R2
    in R15,SREG;Status SREG
    sbrs R15,1;Status Z-flag
    rjmp int_to_float ;перехід, якщо величина != 0xFE
    inc R16 ;якщо величина == 0xFE - зміна потенціометра
на +1
    mov R26,R20
    mov R27,R21
    ld R2,X+ ;поточне значення положення потенціометра +1
EE_Read_1:
    out EEARL,R26 ; завантажуюємо адресу потрібної комірки
    out EEARH,R27 ;його старші і молодші байти
    sbi EECR,EERE ; Виставляємо біт читання
    in R2,EEDR ; Забираємо з регістра даних значення положення
потенціометра +1

    mov R20,R26
    mov R21,R27
    ldi R26,low(setpot)
    ldi R27,high(setpot)
    st X+,R21 ;зберігаємо теперішню адресу значення положення
потенціометра
    st X,R20

```

```

st Y,R16 ;зберігаємо поточний номер потенціометра з яким працюємо
rjmp int_to_float

change_RL_m:
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
ldi R28,low(num_pot) ;отримуємо номер потенціометра з яким працюємо
ldi R29,high(num_pot)
ld R16,Y
ld R2,X+ ;отримуємо адресу поточного значення положення
потенціометра
ld R3,X ;отримуємо адресу поточного значення положення
потенціометра
mov R26,R3
mov R27,R2
ld R2,-X ;поточне значення положення потенціометра -1
EE_Read_2:
out EEARL,R26 ; завантажуюємо адресу потрібної комірки
out EEARH,R27 ;його старші і молодші байти
sbi EECR,EERE ; Виставляємо біт читання
in R2,EEDR ; Забираємо з регістра даних значення положення
потенціометра +1

mov R20,R26
mov R21,R27
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
st X+,R21 ;зберігаємо теперішню адресу значення положення
потенціометра
st X,R20
ldi R17,0xFF ;межа послідовності віртуальних потенціометрів
ldi R18,0xFE ;межа віртуального потенціометра
cp R17,R2
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
rjmp over_value_pot ;перехід, якщо величина == 0xFF
cp R18,R2
in R15,SREG;Status SREG
sbrs R15,1;Status Z-flag
rjmp int_to_float ;перехід, якщо величина != 0xFE
dec R16 ;якщо величина == 0xFE - зміна потенціометра на -1
mov R26,R20
mov R27,R21
ld R2,-X ;поточне значення положення потенціометра -1

```

EE\_Read\_3:

```

out EEARL,R26 ; завантажуюємо адресу потрібної комірки
out EEARH,R27 ; його старші і молодші байти
sbi EECR,EERE ; Виставляємо біт читання
in R2,EEDR ; Забираємо з регістра даних значення положення
потенціометра +1

```

```

mov R20,R26
mov R21,R27
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
st X+,R21 ;зберігаємо теперішню адресу значення положення
потенціометра
st X,R20
st Y,R16 ;зберігаємо поточний номер потенціометра з яким працюємо
rjmp int_to_float

```

over\_value\_pot;;шукане значення потенціометра поза межами масиву

```

ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
ldi R16,0x00
ldi R17,0x01
st X+,R16 ;зберігаємо теперішню адресу значення положення
потенціометра
st X,R17
mov R2,R16
ldi R26,low(num_pot)
ldi R27,high(num_pot)
st X,R16;зберігаємо поточний номер потенціометра з яким працюємо

```

```

ldi R17,0x00
ldi R18,0x00
ldi R29,0x00
ldi R30,0x00
ldi R31,0x00

```

;переведення RL з int у float

int\_to\_float:

```

ldi R16,0x00
ldi R17,0x80
mov R4,R16
mov R5,R16
mov R6,R16

```

normal\_setpot:

```

lsr R6

```

```

sbrc R5,0
add R6,R17
lsr R5
sbrc R2,0
add R5,R17
lsr R2
inc R4
tst R2
brne normal_setpot;якщо не нуль
ldi R26,low(ftrash)
ldi R27,high(ftrash)
st X+,R4
st X+,R5
st X,R6
;процес перетворення інструкції в опір
ldi R28,low(num_pot) ;отримуємо номер віртуального потенціометра з
яким працюємо
ldi R29,high(num_pot)
ld R16,Y
;pot 1K/100K + switch RL<50
ldi R17,0x06
ldi R19,0x10 ;default - увімкнений потенціометр на 1КОм
ldi R26,low(pot1K) ;default - pot=1K
ldi R27,high(pot1K)
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrs R15,0;Status C-flag
rjmp setpot_mul ;перехід, якщо R16<=R17
ldi R26,low(pot100K)
ldi R19,0x20 ;увімкнений потенціометр на 100КОм
setpot_mul:
in R18,PORTC
ldi R20,0xCF
and R18,R20
or R18,R19
out PORTC,R18 ;встановлення режиму потенціометрів
ldi R28,low(lock1)
ldi R29,high(lock1)
ldi R17,0x40
st Y,R17 ;замок для повернення із функцій множення і додавання в
normal_RL і set_potentiometer, відповідно
ldi R28,low(ftrash)
ldi R29,high(ftrash)
ldi R30,low(frl)

```

```
ldi R31,high(frl)
rjmp flmul ;перехід до математичної функції множення
```

normal\_RL:

```
ldi R26,low(fr50)
ldi R27,high(fr50)
ldi R28,low(frl)
ldi R29,high(frl)
ld R2,X+
ld R3,X+
ld R4,X
ld R5,Y+
ld R6,Y+
ld R7,Y
ldi R26,low(frl)
ldi R27,high(frl)
ldi R28,low(ftrash)
ldi R29,high(ftrash)
```

```
rjmp flshift ;перехід до математичної функції додавання/віднімання
```

set\_potentiometer:

```
sbi SPCR,6 ;вмикаємо SPI
ldi R16,0x00
ldi R26,low(setpot)
ldi R27,high(setpot)
```

ld R21,X+ ;зберігаємо теперішню адресу значення положення  
потенціометра

```
ld R20,X
```

```
mov R26,R20
```

```
mov R27,R21
```

```
out EEARL,R26 ; завантажуюємо адресу потрібної комірки
```

```
out EEARH,R27 ;його старші і молодші байти
```

```
sbi EECR,EERE ; Виставляємо біт читання
```

in R17,EEDR ; Забираємо з регістра даних значення положення  
потенціометра +1

```
cbi PORTB,2
```

```
out SPDR,R16
```

Wait\_trans:

```
sbis SPSR,SPIF
```

```
rjmp Wait_trans
```

```
out SPDR,R17
```

Wait\_trans\_2:

```
sbis SPSR,SPIF
```

```
rjmp Wait_trans_2
```

```
sbi PORTB,2
```

```

nop
nop
nop
cbi PORTB,2
out SPDR,R16
Wait_trans_3:
sbis SPSR,SPIF
rjmp Wait_trans_3

cbi SPCR,6 ;вимикаємо SPI

ldi R28,low(num_pot) ;отримуємо номер віртуального потенціометра з
яким працюємо
ldi R29,high(num_pot)
ld R16,Y
ldi R22,0x0E ;значення електронних ключів RL<50
ldi R17,0x01
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0D
ldi R17,0x02
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0B
ldi R17,0x03
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0C
ldi R17,0x04
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x08
ldi R17,0x05
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x07
ldi R17,0x06
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG

```

```

sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0F
ldi R17,0x07
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0F
ldi R17,0x08
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0E
ldi R17,0x09
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0D
ldi R17,0x0A
cp R17,R16
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,1;Status Z-flag
ldi R22,0x0C
;встановлення стану регістру ключів RL<50
in R17,PORTC
ldi R18,0xF0
and R17,R18
or R17,R22
out PORTC,R17
;електронний ключ switch RL<50
ldi R17,0x06
cbi PORTB,4
cp R16,R17
in R15,SREG;Status SREG
sbrc R15,0;Status C-flag
sbi PORTB,4

;збереження backup RL
ldi R26,low(frl)
ldi R27,high(frl)
ldi R28,low(frldb)
ldi R29,high(frldb)
ld R17,X+
st Y+,R17
ld R17,X+

```

```

st Y+,R17
ld R17,X
st Y,R17

```

```

ldi R16,0x00
ldi R28,low(lock1)
ldi R29,high(lock1)
st Y,R16 ;замок для повернення із функцій множення і додавання в
normal_RL і set_potentiometer, відповідно

```

```

ldi R17,0x00
ldi R29,0x00
ldi R30,0x00
ldi R31,0x00

```

```

ldi R28,low(delay2ms)
ldi R29,high(delay2ms)
delay_2ms_RL:
sbiw R28,1
brne delay_2ms_RL

```

```

rjmp cycle

```

```

init0:

```

```

cpse R17,R16
rjmp countf
out TCNT1L,R16

```

```

cycle:

```

```

sbis PINB,0 ;sbic =1 sbis =0
sbic PINB,1 ;sbis =1 sbic =0
rjmp init0
ldi R17,0xFF
rjmp cycle

```

```

.exit

```