

Вінницький національний технічний університет  
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки  
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка  
до магістерської кваліфікаційної роботи  
«Магістр»  
(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО  
ЗСУВУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи ТКР-18м з/в  
спеціальності 172 – Телекомунікації та  
радіотехніка Освітня програма: Радіотехніка  
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Левко Л. О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доцент каф. РТ

Гаврілов Д. В.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Рецензент: професор каф. ТКСТБ

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Вінницький національний технічний університет  
 Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
 Кафедра Радіотехніки  
 Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр  
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка  
 (шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
 Завідувач кафедри РТ  
 д.т.н., професор О.В. Осадчук  
 “ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

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

Левку Леоніду Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів»

керівник роботи Гаврілов Дмитро Володимирович, к.т.н., доцент

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “06” 03 2020 року №76

2. Строк подання студентом роботи 15.06.2020 року

3. Вихідні дані до роботи: провести експериментальні дослідження фізико - математичних моделей вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями, вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем; провести експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації; розробити функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану методів визначення динамічних похибок вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації; математичне моделювання динамічних похибок часового здвигу вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації; експериментальне дослідження динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурна схема вимірювача миттєвих значень здвигу фаз; структурна схема фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком; спрощена функціональна схема пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик; блок схема пристрою на основі мікроконтролера для зняття динамічних вольт-амперних характеристик; електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній транзисторній структурі з активним індуктивним елементом; схема радіовимірювального перетворювача інформації; електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача інформації з активним індуктивним елементом.

## 6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 02.01.2020 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

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

Студент

\_\_\_\_\_ (підпис)

Левко Л. О.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_ (підпис)

Гаврілов Д. В.

## РЕФЕРАТ

УДК 621.397

Левко Л.О. Дослідження динамічних похибок часового здвигу вимірювальних каналів. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 144 с. На українській мові. Бібліогр.: 65 назв; Рисунок 47. Табл. 23.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації, а також проведений аналіз сучасних методів визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації.

В науковому плані досліджено математичні моделі динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів. Досліджено математичні моделі вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації. Проведені теоретичні та експериментальні дослідження для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями.

В практичному плані проведені експериментальні дослідження для фізико-математичних моделей вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями, вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем. Проведені експериментальні дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів. Розроблено функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації. Проведено експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

У п'ятому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з даним пристроєм.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач інформації, динамічні похибки часового зсуву, вимірювальний канал перетворювача, від'ємний диференційний опір, радіовимірювальна система, математична модель.

## ABSTRACT

UDC 621.397

Levko L.O. Investigation of dynamic errors of time shift of measuring channels. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2020. -144 p. In Ukrainian language. Bibliogr. 65 titles; Figure 47. Table. 23.

In the master's qualification work, the analysis of publications devoted to theoretical and experimental studies of the determination of the dynamic error of the time shift of the radiometers of information was carried out, as well as the analysis of modern methods of determining the dynamic error of the time shift of the radiometers of information.

The mathematical models of the dynamic errors of the time shift of the measuring channel of the radio-measuring information converters are investigated in the scientific plan, taking into account the relation between the phase shift and the time position of the characteristic points of informative signals. Mathematical models of measuring channels of phase measuring devices and systems have been investigated, depending on the purpose of information measuring transducers. Theoretical and experimental researches have been carried out for the physico-mathematical model of the measuring channel of radio-measuring information converters with elective properties.

In practical terms, experimental studies were conducted for physico-mathematical models of the measuring channel of radio-measuring information converters with selectable properties, measuring channels of phase-measuring devices and systems. Experimental studies of the dynamic errors of the time shift of the measuring channel of the radio-measuring information converters, taking into account the relationship between the phase shift and the time position of the characteristic points of the information signals. The functional scheme of the device for the removal of dynamic volt-ampere characteristics of radio-measuring information converters is developed. Experimental studies of the dynamic current-voltage characteristics of radio-measuring information converters have been carried out.

The fifth section calculates the cost estimates for device production and investment performance.

The fourth section describes safety and health guidelines for use with this device.

Keywords: radiometer information converter, dynamic time shift errors, transducer measuring channel, negative differential resistance, radiometric system, mathematical model.

## З М І С Т

<b>ВСТУП</b> .....	9
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ</b> .....	13
1.1 Амплітудні та фазові динамічні похибки вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	13
1.2 Методи та засоби визначення фазових динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	19
1.3 Метод ортогональних складових знаходження динамічних похибок здвигу фаз радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	20
1.4 Метод операційного числення для дослідження динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	24
1.5 Фазова динамічна похибка селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	27
1.6 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.....	33
1.7 Висновки до розділу.....	37
<b>2 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗДВИГУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ</b> .....	38
2.1 Математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового здвигу .....	38
2.2 Динамічні похибки часового здвигу аперіодичних вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	40
2.3 Аналіз динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу з ідентичними каскадами .....	48
2.4 Аналіз динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами.....	52
2.5 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком.....	56
2.6 Динамічні похибки часового здвигу селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.....	62
2.7 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з запізненням.....	68
2.8 Динамічні похибки у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації з мінімальним відношенням сигнал–шум.....	70
2.9 Висновки до розділу.....	74
<b>3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ</b> .....	75

3.1 Вибір та обґрунтування структурної схеми пристрою для дослідження динамічних характеристик .....	75
3.2 Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик .....	76
3.3 Дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації .....	79
3.4 Висновки до розділу.....	83
<b>4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ .....</b>	<b>85</b>
4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	85
4.2 Визначення рівня якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	86
4.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	88
4.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи .....	90
4.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	90
4.4.2 Розрахунок загальних витрат на дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів.....	94
4.5 Прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	95
4.6 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів .....	95
4.7 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності .....	96
4.7.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів.....	96
4.7.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів.....	97
4.8 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукове дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів.....	98
<b>5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....</b>	<b>99</b>
5.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці .....	99
5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат .....	99
5.1.2 Виробниче освітлення .....	100
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання .....	106
5.1.4 Виробничі випромінювання .....	107
5.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження .....	107
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць .....	107
5.2.2 Електробезпека.....	108
5.2.3 Пожежна безпека.....	108
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості	

роботи вимірювального каналу в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	110
5.3.1 Дослідження стійкості роботи вимірювального каналу в умовах дії іонізуючих випромінювань .....	111
5.3.2 Дослідження стійкості роботи вимірювального каналу в умовах дії електромагнітного імпульсу .....	112
5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи вимірювального каналу в умовах надзвичайних ситуацій.....	113
5.5 Висновки до розділу.....	115
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	116
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ</b> .....	118
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання .....	123
Додаток Б (обов'язковий) Структурна схема вимірювача миттєвих значень здвигу фаз .....	129
Додаток В (обов'язковий) Структурна схема фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком .....	131
Додаток Д (обов'язковий) Спрощена функціональна схема пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик .....	133
Додаток Е (обов'язковий) Блок схема пристрою на основі мікроконтролера для зняття динамічних вольт-амперних характеристик .....	135
Додаток Ж (обов'язковий) Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній транзисторній структурі з активним індуктивним елементом .....	137
Додаток К (обов'язковий) Схема радіовимірювального перетворювача інформації .....	139
Додаток Л (обов'язковий) Схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН транзистора та біполярного транзистора .....	141
Додаток М (обов'язковий) Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача інформації з активним індуктивним елементом....	143



## ВСТУП

**Актуальність теми.** Необхідність у підвищенні чутливості і точності вимірювання фізичних величин приводить до установа таких технічних вимог до радіовимірювальних пристроїв та систем, які не можуть бути забезпечені традиційними радіовимірювальними перетворювачами на відомих фізичних ефектах. Технічні та метрологічні параметри традиційних радіовимірювальних перетворювачів інформації практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення радіовимірювальних перетворювачів інформації з використанням нових фізичних ефектів. Особливо зросла роль первинних перетворювачів при створенні сучасних інформаційно-вимірювальних і навігаційних систем та комплексів. До радіовимірювальних перетворювачів інформації та радіоелектронних систем висуваються жорсткі вимоги по зменшенню маси і габаритів та розширенню динамічного діапазону, що приводить до значного збільшення об'єму корисної інформації, який необхідно виміряти, обробити та відобразити.

Проведені дослідження можливості розробки нових високочутливих методів та схемо-технічних принципів побудови радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором показали, що системи на їх основі у багатьох випадках мають ряд переваг: мала довжина хвиль при відносно невисоких частотах, можливість розподіленого приймання сигналу, наявність ефективних методів збудження, передачі та приймання сигналів [1–5].

Проблема покращення динамічних властивостей радіовимірювальних перетворювачів інформації отримує особливе значення при вимірюваннях параметрів короткочасних сигналів [6–10], а також при дослідженні нестационарних процесів, при швидкій зміні величини яка досліджується. В таких випадках вимірювальні канали радіовимірювальних перетворювачів інформації повинні забезпечувати максимальну швидкодію, максимальну точність, в максимально можливому динамічному діапазоні вимірювань [11].

Але перехід до динамічного режиму вимірювання викликає нестационарні процеси, які виникають при проходженні сигналів через вимірюваний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації, що приводить до виникнення додаткової динамічної похибки [12-15]. Динамічні похибки залежать від сталої часу вимірювального каналу, параметрів інформативного сигналу, швидкості зміни інформативного параметру сигналу і визначають швидкодію вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Тому в основному наукових досліджень покладено розробка та дослідження динамічних похибок часового зсуву у вимірювальному каналі вимірюваний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації, а також дослідження динамічних властивостей радіовимірювальних перетворювачів фізичних величин.

**Мета і задачі дослідження.** Метою роботи є дослідження і розробка методів визначення динамічної похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації та дослідження динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити такі наукові задачі:**

1. Провести аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації.

2. Провести аналіз сучасних методів визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації для визначення можливих шляхів поліпшення їх параметрів: чутливості, стабільності електричних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації.

3. Провести дослідження нестационарної складової часового здвигу характерних точок сигналу для різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації.

4. Дослідити динамічні похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів.

4. Розглянути математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового здвигу. Розглянути математичні моделі вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації.

5. Проведені теоретичні та експериментальні дослідження для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями.

6. Розробити функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації. Розглянути принципи вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі мікроконтролера.

7. Провести експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації: на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом; на основі біполярно-польової транзисторної структури з активним елементом; радіовимірювальний перетворювач інформації на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором; на основі біполярно-польової транзисторної структури з пасивною індуктивністю.

**Об'єкт дослідження** – динамічні похибки часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з електрично-пов'язаними чутливими елементами на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Предмет дослідження** – методи визначення динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації; математичні моделі, динамічні характеристики радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Методи дослідження.** Для вирішення поставлених задач використовувалися: методи математичної фізики; методи математичного моделювання й вирішення нелінійних диференційних рівнянь; методи комп'ютерного схемотехнічного моделювання; методи аналізу та дослідження динамічних похибок часового зсуву у вимірювальних каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації, дослідження динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для радіотехнічних та телекомунікаційних систем.

#### **Наукова новизна.**

1. Досліджено математичні моделі динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів.

2. Досліджено математичні моделі вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації.

3. Проведені теоретичні та експериментальні дослідження для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями,

#### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Проведені експериментальні дослідження для фізико-математичних моделей вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів

інформації з вибірними властивостями, вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем.

2. Проведені експериментальні дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів.

3. Розроблено функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації. Розглянути принципи вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі мікроконтролера.

4. Проведено експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації: на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом; на основі біполярно-польової транзисторної структури з активним елементом; радіовимірювальний перетворювач інформації на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором; на основі біполярно-польової транзисторної структури з пасивною індуктивністю.

#### ***Особистий внесок здобувача***

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ

## 1.1 Амплітудні та фазові динамічні похибки вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації

Динамічні характеристики радіовимірювальних перетворювачів інформації визначаються і нормуються відповідними нормативними документами. Ці визначення застосовуються для радіовимірювальних перетворювачів інформації лінійних по відношенню до інформативного параметра сигналу. У лінійних радіовимірювальних перетворювачах інформації динамічні характеристики та статичний коефіцієнт перетворення, які визначають відношення вихідного сигналу до вхідного сигналу, не залежать від інформативного параметра вхідного сигналу. Динамічні характеристики радіовимірювальних перетворювачів інформації поділяються на повні та часткові.

Повна динамічна характеристика радіовимірювальних перетворювачів інформації є характеристика, що опосередковано визначає зміни вихідного сигналу за любых змін інформативного та неінформативного параметра, а також впливової величини. До повних динамічних характеристик відноситься: перехідна характеристика  $h(t)$ , передатна функція  $K(p)$ , диференціальне рівняння, сукупність амплітудно–частотних характеристик  $A(\omega)$  і фазочастотних характеристик  $\varphi(\omega)$  та імпульсна характеристика  $g(t)$ .

Часткова динамічна характеристика радіовимірювальних перетворювачів інформації є функціонал або параметр повної динамічної характеристики. До часткової динамічної характеристики відносяться: деякі параметри повних динамічних характеристик, наприклад, час затримки, стала часу, час встановлення вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Вибір динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації проводиться на підставі аналізу характеру та виду зміни вимірюваної величини.

Оцінювання динамічних властивостей вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації може бути проведено на основі дослідження їх амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик, а також перехідних характеристик при вхідній дії на радіовимірювальні перетворювачі інформації гармонійного чи ступінчатого сигналів. Також можливий шлях визначення миттєвої різниці значення вхідного сигналу, розрахованого по

вихідному сигналу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, або по значенню номінальної статичної характеристики каналу і миттєвого значення вхідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації в даний момент часу [2, 4]. Але, для метрологічного аналізу радіовимірювальних перетворювачів інформації, найбільш характерним параметром, який визначає динамічну точність радіовимірювальних перетворювачів інформації, є не його вихідна величина, а похибка перетворення в часі вхідного сигналу у вихідний сигнал, в нашому випадку миттєва різниця значення вхідного сигналу, який розраховано по вихідному сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації і значенню номінальної статичної характеристики, а також миттєвого значення вхідного сигналу в даний момент часу.

Динамічна похибка радіовимірювальних перетворювачів інформації визначається, як похибка викликана динамічними властивостями самих перетворювачів інформації відмінних від ідеальних властивостей. Ідеальні динамічні властивості вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації описується в операторній формі перетворення Лапласа, як передатна функція вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації  $K_{id}(p) = K = const$ , тобто функція, яка не залежить від параметра  $p$ . Динамічна похибка вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації визначається формулою [2, 5]

$$\Delta_d(t) = F_H^{-1} \left\{ L^{-1} [K(p) \cdot U_{ex}(p) + K(p) \cdot \Delta_a(p)] \right\} - u_{ex}(t), \quad (1.1)$$

де  $L^{-1}$  – зворотне перетворення зображення сигналу в оригінал;  $F_H^{-1}$  – функція, обернена до номінальної статичної характеристики вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації;  $U_{ex}(p)$  – вхідний сигнал  $u_{ex}(t)$ ;  $\Delta_a(p)$  – зображення адитивної статичної похибки, приведеної до входу вимірювального ланцюга.

У першому наближенні статичною похибкою можна знехтувати у порівнянні з динамічною похибкою, в результаті отримуємо формулу [2]

$$\Delta_d(t) = F_H^{-1} \left\{ L^{-1} [K(p) \cdot U_{ex}(p)] \right\} - u_{ex}(t). \quad (1.2)$$

При врахування коли вихідний сигнал радіовимірювальних перетворювачів інформації описується виразом  $U_{вих}(p) = K(p) \cdot U_{ex}(p)$ , тоді вираз (1.2) можна записати у вигляді

$$\Delta_D(t) = F_n^{-1} \{L^{-1} [U_{\text{вих}}(p)]\} - u_{\text{вих}}(t) = F_n^{-1} \{u_{\text{вих}}(t)\} - u_{\text{вих}}(t). \quad (1.3)$$

У випадку дії гармонійного сигналу  $u_{\text{вих}}(t) = A \cdot \sin(\omega t)$  на вхід вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації. Модель радіовимірювальних перетворювачів інформації може бути представлена у виді аперіодичного ланцюга першого порядку  $K(p) = 1 / (1 + p\tau)$ . Відповідно до вище наведеного залежність амплітудної динамічної похибки радіовимірювальних перетворювачів інформації від часу  $\Delta_D(t)$  представлено на рисунку 1.1.

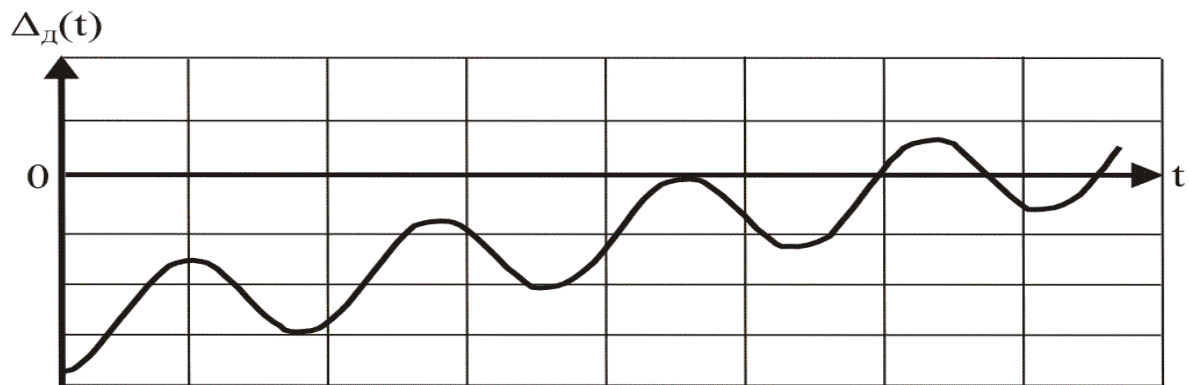


Рисунок 1.1 – Залежність амплітудної динамічної похибки радіовимірювальних перетворювачів інформації від часу

Динамічна похибка вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації є функцією часу і залежить від характеру зміни вхідного інформативного сигналу, а також від інерційності вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Залежність представлена на рисунку 1.1, дає можливість визначити характер динамічної похибки амплітудно-вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, а також значення  $\Delta_D(t)$  в будь який момент часу.

При розгляді миттєвої фази вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації як,

$$\phi(t) = \omega_0 t + \phi_0 + \Delta\phi\omega + \Delta\phi_t,$$

$$\Delta\phi_t = \phi(t) - (\omega_0 t + \phi_0 + \Delta\phi\omega),$$

де  $\phi_0$  – початковий фазовий зсув в вимірювальному каналі;  $\Delta\phi\omega$  – варіація фази, яка визначається фазочастотною характеристикою вимірювального каналу;  $\Delta\phi_t$  – варіація фази вимірювального каналу, яка викликана процесом встановлення.

Визначення варіації фази  $\Delta\phi_t$  вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, власно фазової динамічної похибки, можна провести на основі визначення аргументу комплексної функції, яка визначає поведінку вихідного сигналу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Аналіз функції  $\Delta\phi_t(t)$  при дії гармонійного сигналу  $u_{вх}(t) = A \cdot \sin(\omega t)$  на вході вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації для інерційної ланки першого порядку наведений на рисунку 1.2. Аналіз рисунка 1.2, показує, що процес встановлення фази має згасаючий, коливальний характер, а також має зміну знаку і починається з деякої початкової величини.

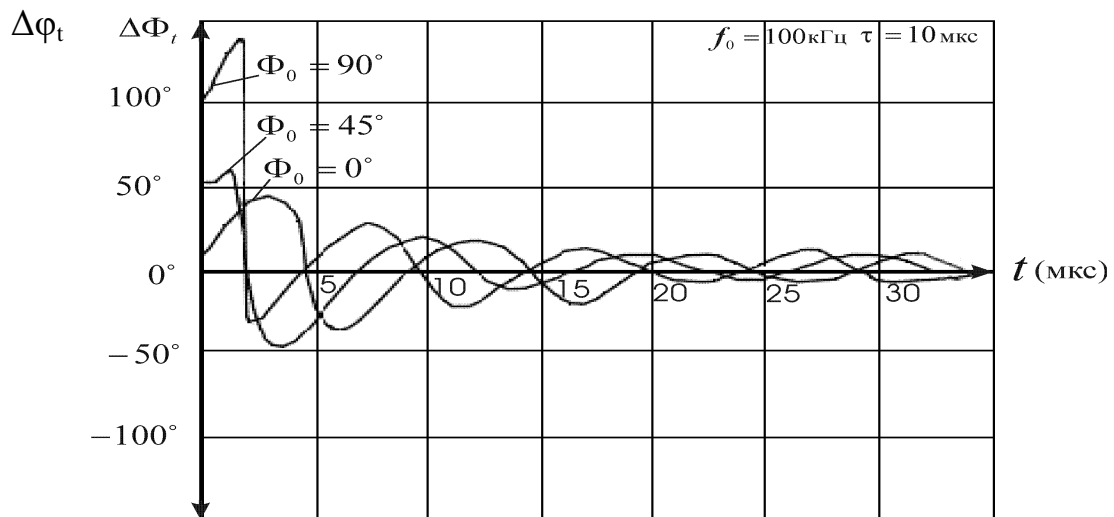


Рисунок 1.2 – Залежність фазової динамічної похибки радіовимірювальних перетворювачів інформації від часу

Динамічні похибки вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації є функцією часу і залежать від характеру зміни вхідного сигналу, від інерційності вимірювального каналу та його основного рівняння. Наведені залежності функцій  $\Delta_d(t)$  і  $\Delta\phi_t(t)$  дають змогу визначити характер амплітудної і фазової динамічної похибки радіовимірювальних перетворювачів інформації, а також значення похибок в будь який момент часу.

Фазові вимірювання вимірювального каналу радіовимірювальних



перетворювачів інформації дозволяють забезпечити вищу роздільну здатність, а також більшу інформативну чутливість у порівнянні з амплітудними вимірюваннями. Тому дослідженні параметрів малодобротних селективних систем є актуальним коли вимірювання фазочастотних характеристик дають набагато кращі результати в порівнянні з вимірюваннями амплітудно-частотних характеристик, а також вимірювання малих змін параметрів, оскільки відносна крутість фазочастотних характеристик вища за крутість амплітудно-частотних характеристик. Тому необхідно більш детально провести дослідження вимірювальних каналів перетворювачів інформації та їх динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів призначених для дослідження зсувів фаз сигналів, фазочастотних характеристик, групового часу затримки [7, 8].

Динамічні похибки здвигу фаз сигналів радіовимірювальних перетворювачів інформації виникають у випадках проведення вимірювань. При вимірюванні комплексних коефіцієнтів передачі, фазочастотних характеристик або крутості фазочастотних характеристик в режимі імпульсних сигналів, (див. рисунок 1.3).

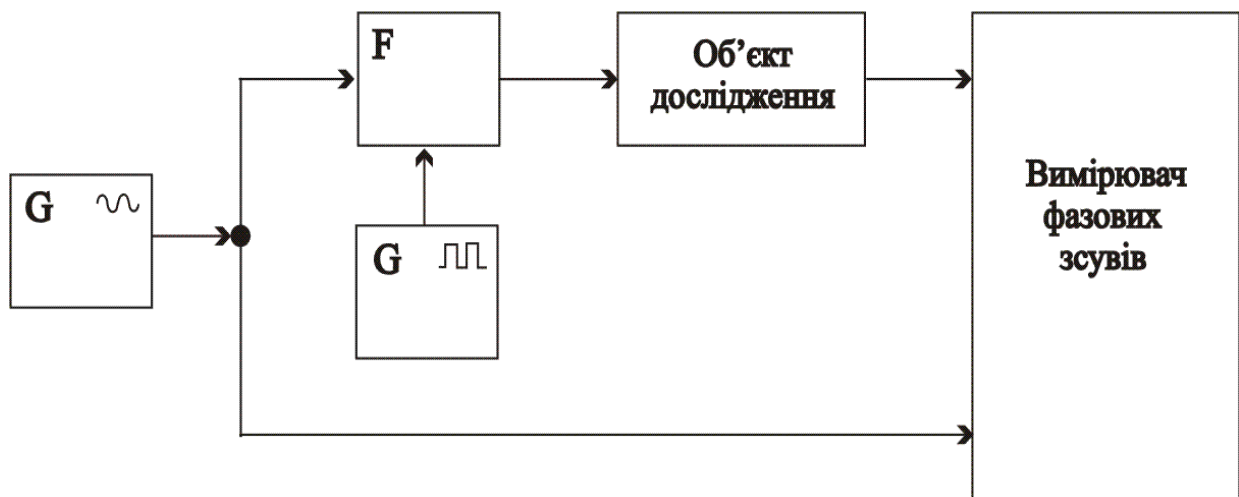


Рисунок 1.3 – Експериментальна установка для вимірювання фазочастотних характеристик в режимі імпульсних сигналів

За швидкої перекомутації входів і виходів радіовимірювальних перетворювачів інформації у вигляді багатополюсника  $n \times m$ , фазочастотна характеристика якого підлягає дослідженню може бути досліджена за допомогою експериментальної установки представленої на рисунку 1.4.

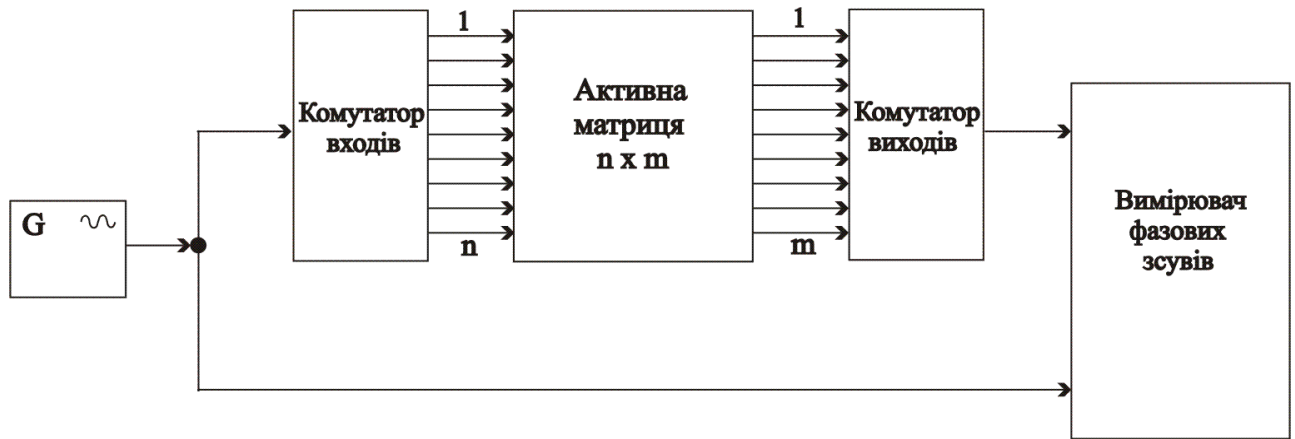


Рисунок 1.4 – Експериментальна установка для вимірювання фазочастотних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації у вигляді багатополюсника  $n \times m$

При зміні рівня сигналу на вході радіовимірювальних перетворювачів інформації (див. рисунок 1.5), у випадку коли коефіцієнт передачі  $K$  є змінною величиною, а рівень сигналу спадає нижче рівня спрацювання пристрою.

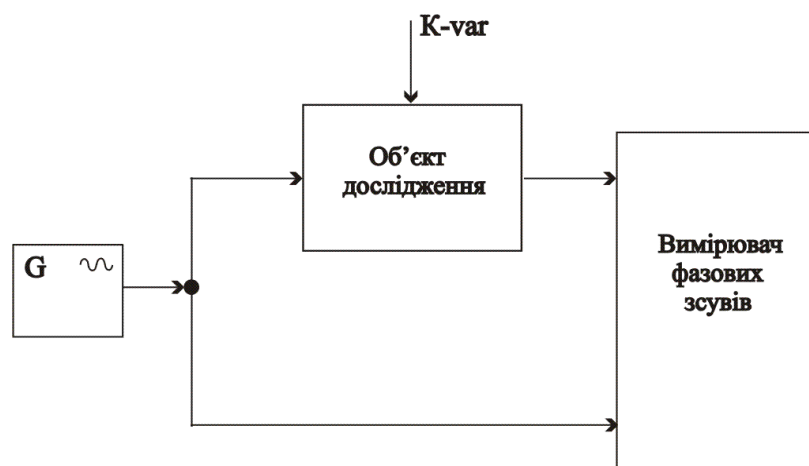


Рисунок 1.5 – Експериментальна установка для вимірювання фазочастотних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації при зміні досліджуваної величини

При проведенні досліджень параметрів нестационарних процесів в вимірювальних каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації з великою сталою часу (див. рисунок 1.6), може бути зумовлене або алгоритмом роботи радіовимірювальних перетворювачів інформації (оптичні та теплові вимірювання), або використанням у вимірювальному каналі інтегруючого ланцюга для фільтрації та згладження шумової складової вхідного сигналу [7–9].

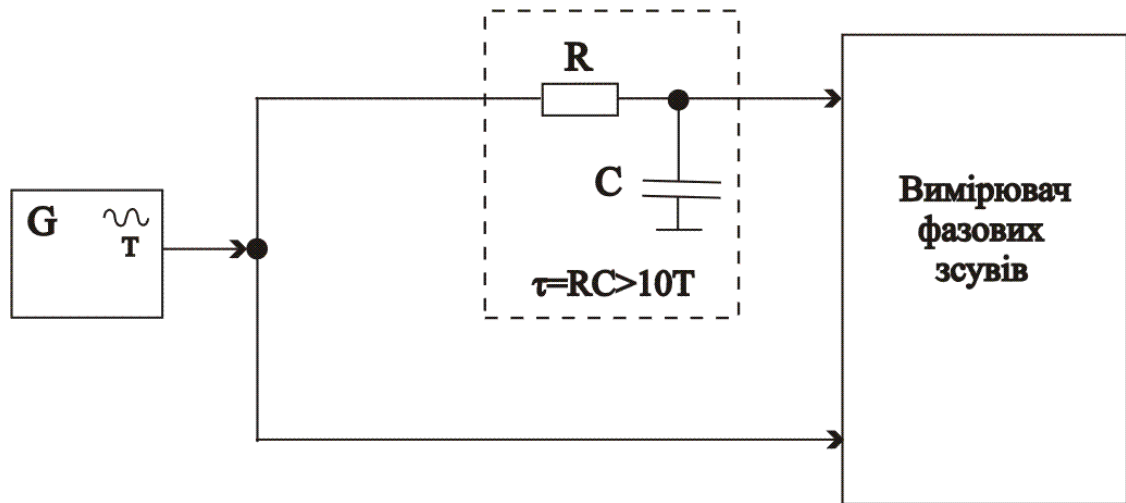


Рисунок 1.6 – Експериментальна установка для вимірювання фазочастотних характеристик вимірювальних каналів з великою сталою часу

Для визначення оптимальних методів та засобів визначення фазових динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації та розробки рекомендацій щодо їх зменшення необхідно провести аналіз існуючих методів та засобів визначення динамічних фазових похибок, за використання таких характеристик:

- точність визначення похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- складність та великий час при комп'ютерному моделюванні при отриманні розрахунків;
- можливість застосування для сучасних структур радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- можливість застосування методів та засобів для широкого класу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Складний аналізу вказаних похибок, є відсутність досліджень реакцій різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації у фазовій площині  $\Delta \phi_i(t)$  на збудження вхідним вимірювальним сигналом.

## 1.2 Методи та засоби визначення фазових динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації

При визначенні динамічної похибки здвигу фаз вимірювальних сигналів радіовимірювальних перетворювачів інформації, яка зумовлена нестационарними процесами, може бути використаний метод дослідження нестационарних процесів в лінійних колах [10–12]. Методи визначення

динамічної похибки здвигу фаз вимірювальних сигналів радіовимірювальних перетворювачів інформації, можна розділити на класичний, інтеграла Фур'є та операційного числення.

Найбільш поширеним є операційний метод у формі перетворень Лапласа. Даний метод дозволяє отримати загальні результати найпростішим шляхом, з точки зору математичного апарату. А використання спектрального методу дає змогу отримати чітке рішення, яке описує процеси, які відбуваються у вимірювальних системах із селективними властивостями радіовимірювальних перетворювачів інформації.

На теперішній час методи аналізу нестационарних процесів в лінійних ланцюгах радіовимірювальних перетворювачів інформації розвинуті досить добре, через складність проміжних математичних обчислень отримання точного аналітичного виразу реакції вимірювальної системи виявляється можливим тільки для досить простих форм вхідного вимірювального сигналу і відносно простих вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації.

На основі переваг методів спектрального аналізу і операційного числення, проведено дослідження можливості застосування цих методів для визначення здвигів фази вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації. Розглянемо шляхи розв'язання поставленої задачі:

1. Спрощення математичних розрахунків при отриманні точних результатів аналізу нестационарного процесу у фазовій площині радіовимірювальних перетворювачів інформації.

2. Визначення вихідного сигналу у вигляді суми двох складових: на комплексній площині синфазної вектору вимушеної складової перехідного процесу в радіовимірювальних перетворювачах інформації; друга у квадратурі до нього. Ці шляхи дозволяють використати наближені методи для визначення кожної із складових по їх спектру при значно менших похибках знаходження динамічної похибки фази радіовимірювальних перетворювачів інформації.

### 1.3 Метод ортогональних складових знаходження динамічних похибок здвигу фаз радіовимірювальних перетворювачів інформації

Спрощення визначення динамічних похибок здвигу фаз радіовимірювальних перетворювачів інформації в деяких випадках застосовують наближені методи дослідження. Авторами в роботі [12] досліджено визначення похибки вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації здвигу фаз сигналів методом повільно змінних амплітуд.

Наближені методи, зазвичай, не дозволяють отримати точне описування реакції вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на збуджуючий сигнал, тому застосування визначених таким чином аналітичних виразів, для дослідження динамічної похибки, що призводить до отримання недостатньо адекватних, або й помилкових результатів.

При знаходженні точного опису нестационарних процесів на виході вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації у фазовій площині, найчастіше, обмежуються частковим випадком сполучення параметрів самого вимірювального каналу та інформативного сигналу. Даний підхід спрощує отримання результатів, але не дає можливості розробити рекомендації по узагальненню шляхів зменшення динамічних похибок вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації та визначення здвигу фаз інформативних сигналів.

Визначимо варіації фази методом ортогональних складових. При дії амплітудної модуляції інформативного сигналу на вимірювальний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації, який представлений у вигляді лінійного ланцюга, на його виході, в загальному випадку, отримаємо сигнал, який описується виразом [3]

$$\dot{i}_{\text{вих}}(t) = \dot{U}_m(t) \cdot e^{j[\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi_\omega + \Delta\varphi_t]},$$

де  $(\Delta\varphi_\omega = \arg k(\omega_n))$  – статична похибка фази, яка дорівнює фазовому здвигу, що вноситься вимірювальним каналом радіовимірювальних перетворювачів інформації в режимі усталення на частоті сигналу;  $\varphi_0$  – початковий фазовий кут вимушеної складової на виході вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації;  $\dot{U}_m(t)$  – комплексна амплітуда, аргумент якої дорівнює варіації фази, тобто [3]

$$\Delta\varphi_t(t) = \arg \dot{U}_m(t) = \arctg \frac{\text{Im}\{\dot{U}_m(t)\}}{\text{Re}\{\dot{U}_m(t)\}}.$$

Виникнення додаткової фазової модуляції при проходженні амплітудно-модульованого сигналу через лінійний ланцюг, зі спектральної точки зору обумовлений введенням ланцюгом асиметричних спотворень обвідної вимірювального сигналу. Механізм виникнення паразитної фазової модуляції у випадку амплітудно-модульованого вимірювального сигналу з простою синусоїдною модуляцією, розглянуто в роботі [2]. Варіація фази  $\Phi(t)$  в цьому

випадку буде дорівнювати відхиленню результуючого вектора від вектора несучої частоти радіовимірювальних перетворювачів інформації.

При аналізі варіації фази  $\Delta \phi_t(t)$  сигнал на виході ланцюга  $\dot{U}_m(t)$  подається у вигляді суми двох ортогональних складових, одна складова синфазна сигналу несучої частоти, а друга складова є квадратурною до нього. На рисунку 1.7 наведено приклад такого розкладання.

При визначені динамічної похибки фази  $\Phi(t)$  радіовимірювальних перетворювачів інформації через величини ортогональних складових амплітуди синфазної і квадратурної складових позначаються через  $P(t)$  і  $R(t)$ . В цьому випадку для комплексної обвідної вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації:

$$\dot{U}_m(t) = P(t) + jR(t),$$

звідки

$$\Delta \phi_t(t) = \operatorname{arctg} \frac{R(t)}{P(t)}.$$

Комплексна обвідна  $\dot{U}_m(t)$  визначається по її спектру зворотним перетворенням Фур'є [13]

$$\dot{U}_m(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{\dot{U}_m}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega,$$

при врахуванні попереднього виразу комплексний спектр  $\dot{S}_{\dot{U}_m}(\omega)$  може бути представлений у формі  $\dot{S}_{\dot{U}_m}(\omega) = S_{U_m}(\omega) \cdot e^{j\Phi(\omega)}$ , і описується виразом [13]

$$\dot{U}_m(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_m}(\omega) \cos[\omega t + \Phi(\omega)] d\omega + j \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_m}(\omega) \sin[\omega t + \Phi(\omega)] d\omega.$$

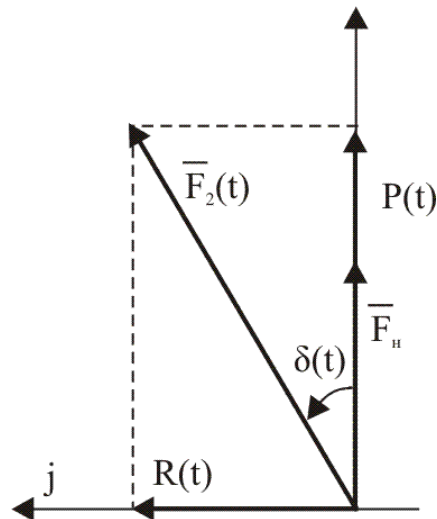


Рисунок 1.7 – Векторна діаграма розкладання вимірювального сигналу на суму ортогональних складових радіовимірювальних перетворювачів інформації

За врахування комутативності перетворення Фур'є та символічних операцій  $\text{Re}$  і  $\text{Im}$  [2], можна отримати аналітичні вирази для ортогональних складових через заданий спектр комплексної обвідної радіовимірювальних перетворювачів інформації

$$P(t) = \text{Re}\{\dot{U}_m(t)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_m}(\omega) \cos[\omega t + \Phi(\omega)] d\omega,$$

$$R(t) = \text{Im}\{\dot{U}_m(t)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{U_m}(\omega) \sin[\omega t + \Phi(\omega)] d\omega.$$

Розкладання спектру комплексної обвідної радіовимірювальних перетворювачів інформації на спектри її ортогональних складових дозволяє виявити фізичний механізм виникнення динамічної похибки. У випадку, коли складність точних методів визначення нестационарного процесу виявляється над необхідною, то цей математичний апарат відкриває можливість знаходження варіації фази використанням наближених методів для знаходження ортогональних складових по їх спектрах для радіовимірювальних перетворювачів інформації. В реальних радіовимірювальних системах квадратурна складова вихідного сигналу, наявність якої і обумовлює виникнення фазової похибки, має набагато менше значення ніж синфазна складова. Даний наближений метод для безпосереднього визначення вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації по його спектру може

призвести до неадекватної оцінки або повної втрати квадратурної складової і, відповідно, до невірнього знаходження динамічної фазової похибки радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Досить складною, з точки зору математичного апарату, задачею у визначенні нестационарних процесів у радіовимірювальних перетворювачах інформації, коли досить часто застосовуються наближені методи, є виконання зворотного перетворення Фур'є.

#### 1.4 Метод операційного числення для дослідження динамічних похибок радіовимірювальних перетворювачів інформації

При використанні операційного числення для визначення реакції лінійного ланцюга радіовимірювальних перетворювачів інформації на вхідний сигнал  $u_{ex}(t)$  відображенням лінійного диференційного рівняння, яке описує поведінку даного ланцюга, в просторі зображень буде алгебраїчне рівняння

$$U_{ex}(p) = K(p) \cdot U_{ex}(p), \quad (1.4)$$

де  $K(p)$  – передатна функція вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Вхідний сигнал  $u_{ex}(t)$  в аналітичній формі представлений у вигляді  $t^\mu e^{\beta t} \cos(\omega t + \psi)$ , де  $\mu$  – константа;  $\beta, \omega, \psi$  – змінні. Зображенням вхідного інформативного сигналу буде вираз [2]

$$U_{ex}(p) = L \left\{ \sum_s t^{\mu_s} e^{\beta_s t} \cos(\omega_s t + \psi_s) \right\} = \sum_s \frac{\mu_s!}{2} \left[ \frac{e^{j\nu_s}}{(p - p_s)^{\mu_s+1}} + \frac{e^{-j\nu_s}}{(p - p_s^*)^{\mu_s+1}} \right],$$

де  $p_s$  і  $p_s^*$  – полюси функції  $U_{ex}(p)$  вигляду  $\beta_s \pm j\omega_s$ , які за умови  $\omega_s = 0$  переходять в один дійсний полюс.

Враховуючи вираз (1.4) реакція вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації буде дробово-раціональною функцією з дійсними коефіцієнтами і буде описуватися виразом [3]

$$U_{ex}(p) = \frac{F(p)}{Q(p)} = \frac{F(p)}{\prod_{i=1}^{m/2} [(p - p_i)(p - p_i^*)]^{n_i} \prod_{i=m+1}^r (p - p_i)^{n_i}}, \quad (1.5)$$



де  $r$  – кількість дійсних полюсів функції  $U_{\text{вух}}(p)$ ;  $m/2$  – кількість пар спряжених полюсів.

Реакцію вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації  $u_{\text{вх}}(t)$  можна знайти, застосувавши до виразу (1.4) зворотне перетворення Лапласа [16]

$$\dot{u}_{\text{вух}}(t) = L^{-1}\{U_{\text{вух}}(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} U_{\text{вух}}(p) e^{pt} dp = \sum_{i=1}^r \text{res}_i, \quad (1.6)$$

де  $\text{res}_i$  – залишок в  $i$ -му полюсі підінтегральної функції, який знаходиться за формулою [16]

$$\text{res}_i = \frac{1}{(n_i - 1)!} \cdot \frac{d^{n_i-1}}{dp^{n_i-1}} \left\{ U_{\text{вух}}(p) (p - p_i)^{n_i} e^{p_i t} \right\}_{p=p_i}.$$

На основі даного виразу для функції  $U_{\text{вух}}(p)$  з полюсами ( $n_i=1$ ) можна отримати формулу переходу від зображення до оригіналу [20]

$$\dot{u}_{\text{вух}}(t) = \sum \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} \cdot e^{p_i t}, \quad (1.7)$$

для випадку кратних полюсів

$$\dot{u}_{\text{вух}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} \cdot t^{n_i-l} \cdot e^{p_i t}, \quad (1.8)$$

де  $\bar{A}_{il}$  – коефіцієнти, який визначаються з виразу [20]

$$\bar{A}_{il} = \frac{1}{(l-1)!} \cdot \frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}} \left[ \frac{(p - p_i)^{n_i} \cdot F(p)}{Q(p)} \right]_{p=p_i} = \frac{1}{(l-1)!} \left[ \frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}} \cdot \frac{F(p)}{W(p)} \right]_{p=p_i}, \quad (1.9)$$

де  $W(p) = \frac{Q(p)}{(p - p_i)^{n_i}}$ .

Застосування зворотного перетворення Лапласа є найбільш трудомістким,

але коли передатна функція вимірювального каналу має спряжені пари кратних полюсів використовуються аналітичні вирази, які дозволяють забезпечити значне скорочення математичних операцій при розрахунках.

У випадку коли  $U_{\text{вих}}(p) = \frac{F(p)}{Q(p)}$  є дробово-раціональною функцією з дійсними коефіцієнтами, то з виразу (1.9) можна отримати рівняння [2]

$$\bar{A}_{il}^*(p_i) = \bar{A}_{il}(p_i^*).$$

Враховуючи вираз (1.5) та вираз (1.8) можна записати формулу

$$\begin{aligned} \dot{u}_{\text{вих}}(t) = & \sum_{i=1}^{m/2} \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} t^{n_i - l} e^{p_i t} + \\ & + \sum_{i=1}^{m/2} \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}^*}{(n_i - l)!} t^{n_i - l} e^{p_i^* t} + \sum_{i=m+1}^r \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} t^{n_i - l} e^{p_i t}, \end{aligned}$$

чи

$$\dot{u}_{\text{вих}}(t) = 2 \operatorname{Re} \sum_{i=1}^{m/2} \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} \cdot t^{n_i - l} \cdot e^{p_i t} + \sum_{i=m+1}^r \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} \cdot t^{n_i - l} \cdot e^{p_i t}.$$

Використовуючи символні операції  $\operatorname{Re}$  чи  $\operatorname{Im}$ , попередній вираз можна записати у вигляді

$$u_{\text{вих}}(t) = \operatorname{Re}[\dot{u}_{\text{вих}}(t)] + \operatorname{Im}[j\dot{u}_{\text{вих}}(t)],$$

для комплексної реакції вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації  $\dot{u}_{\text{вих}}(t)$  можна записати вираз

$$\dot{u}_{\text{вих}}(t) = 2 \sum_{i=1}^{m/2} \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} \cdot t^{n_i - l} \cdot e^{p_i t} + \sum_{i=m+1}^r \sum_{l=1}^{n_i} \frac{\bar{A}_{il}}{(n_i - l)!} \cdot t^{n_i - l} \cdot e^{p_i t}.$$

З даного аналітичного виразу видно, що кількість полюсів, в яких обчислюються залишки, зменшилась на  $m/2$ , що спрощує операції перетворення. Спрощення математичних викладок досягається за рахунок того,

що замість знаходження залишків у кожній з пари спряжених полюсів зображення передатної функції, знаходиться залишок відносно одного з полюсів. У просторі оригіналів дане спрощення відповідає заміні кожної  $i$ -тої дійсної функції її векторним представленням.

На підставі вище сказаного, використання даного методу для отримання оригіналу по зображенню функції, має спряжені пари полюсів, що досить визначити полюси у вихідному зображенні, а при використанні звичайних виразів розкладання необхідно виконувати складні та громіздкі математичні перетворення.

### 1.5 Фазова динамічна похибка селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Перейдемо до розгляду динамічної похибки здвигу фаз сигналів при дії гармонійного сигналу на вимірювальний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації з селективними властивостями. Зображення реакції вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з селективними властивостями на таку вхідну дію визначається виразом (1.4)

$$U_{\text{ex}}(p) = U_m \frac{e^{j\psi}}{p - j\omega_n}, \quad K(p) = k_0 \frac{2\alpha(p + 2\alpha)}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2},$$

де  $k_0 = -S \frac{L}{rC}$  – коефіцієнт підсилення;  $\alpha = \frac{r}{2L}$  – коефіцієнт загасання.

На підставі цього вираз (1.4) буде мати вид [2]

$$U_{\text{вих}}(p) = -\frac{SU_m}{C} \frac{e^{j\psi}}{p - j\omega_n} \frac{p + 2\alpha}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2}.$$

На комплексній площині полюсами функції  $U_{\text{вих}}(p)$  будуть точки

$$p_1 = j\omega_n; \quad p_{2,3} = -\alpha \pm j\omega_0.$$

Застосувавши вираз переходу від зображення до оригіналу (1.7), отримаємо

$$\dot{u}_{\text{aux}}(t) = \sum_{i=1}^3 \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} e^{p_i t} = \sum_{i=1}^3 \text{res}_i,$$

де  $Q'(p) = 3p^2 + 2p(2\alpha - j\omega_n) + \omega_p^2 - 2j\alpha\omega_n$ .

Після підстановок змінної  $Q'(p)$  у вираз для  $\dot{u}_{\text{aux}}(t)$  залишки  $\text{res}_i$  будуть мати вид

$$\text{res}_1 = -\frac{SU_m}{C} \frac{j\omega_n + 2\alpha}{-\omega_n^2 + 2\alpha j\omega_n + \omega_p^2} e^{j(\omega_n + \psi)},$$

$$\text{res}_2 = -\frac{SU_m}{C} \frac{(j\omega_0 + \alpha)e^{j\psi}}{2\omega_0(\omega_n - \omega_0 - j\alpha)} e^{(j\omega_0 - \alpha)t},$$

$$\text{res}_3 = -\frac{SU_m}{C} \frac{(-j\omega_0 + \alpha)e^{j\psi}}{2\omega_0(-\omega_n - \omega_0 + j\alpha)} e^{(-j\omega_0 - \alpha)t}.$$

При врахуванні  $\Delta\phi_i(t) = \text{arctg} \left[ \frac{\text{Im}\{\dot{u}_{\text{aux}}(t)\}}{\text{Re}\{\dot{u}_{\text{aux}}(t)\}} \right]$ , динамічна фазова похибка,

яка вноситься вимірювальним каналом радіовимірювальних перетворювачів інформації з селективними властивостями у функції від безрозмірного часу  $\alpha t$  буде визначається формулою [18]

$$\Delta_i(\alpha t) = \text{arctg} \frac{\sin(\xi\alpha t - \zeta)}{ke^{\alpha t} - \cos(\xi\alpha t - \zeta)}, \quad (1.10)$$

де

$$k = \frac{\sin \vartheta}{\sin \beta}; \quad \zeta = \vartheta - \beta; \quad (1.11)$$

$$\vartheta = \arg \left[ \frac{\alpha + j\omega_0}{-\omega_0} \frac{(-\alpha + j\omega_0) \sin \psi + \omega_n \cos \psi}{(-\alpha + j\omega_0)^2 + \omega_n^2} \right].$$

Аналіз виразу (1.10) показує, що з ростом безрозмірного часу  $\alpha t$  варіація фази  $\Delta(\alpha t)$  прямує до нуля. При визначенні умов зменшення динамічної похибки фази сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

необхідно провести дослідження впливу параметрів інформативного сигналу і вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на характер зміни фази вихідного інформативного сигналу.

З виразу (1.10) видно, що залежність фази реакції вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації від безрозмірного часу  $\alpha t$  визначається параметрами  $\alpha, \xi, \zeta, k$ . Аналіз даного виразу показує, що параметри  $k$  та  $\zeta$  значно впливають на початковий етап перехідного процесу в радіовимірювальних перетворювачах інформації. При цьому варіація фази  $\Delta(\alpha t)$  буде зменшуватися з часом в більшій мірі, чим більшою буде значення параметру  $k$ . Умовою повної відсутності варіації фази вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, згідно з виразом (1.10), являється одночасна рівність нулю змінних  $\xi$  і  $\zeta$ . Одночасна зміна знаку змінних  $\xi$  і  $\zeta$  на протилежний знак, теж змінює знак варіації фази на протилежний. Це дозволяє результати розрахунків, які виконані для одного набору величин  $\xi$ ,  $\zeta$  і  $k$ , використати також і на нестационарний процес, при якому перші дві змінні  $\xi$  і  $\zeta$  мають протилежні знаки.

Аналітичний вираз для встановлення фази вихідного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, отримані шляхом спрощення виконання проміжних математичних перетворень описується виразом

$$\Delta_i(\alpha t) = \operatorname{arctg} \frac{\sin(\xi \alpha t)}{e^{\alpha t} - \cos(\xi \alpha t)}. \quad (1.12)$$

Рівняння (1.12) можна отримати з виразу (1.10), при умові, коли  $k=1$  і  $\zeta=0$ . Якщо не враховувати у виразі (1.12) відхиленнями параметрів  $k$  від одиниці і  $\zeta$  від нуля це буде призводити до похибки у визначенні встановлення фази сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на виході вимірювального каналу.

На рисунку 1.8 представлені залежності  $\Delta(\alpha t)$ , які розраховані по точній формулі (1.10) для різних величин  $\xi$ ,  $k$  і  $\zeta$  [2]. При умові коли величина  $\xi=0$ , то фаза сигналу буде встановлюватися практично миттєво. А у випадку, коли враховувати дійсні значення величин  $k$  і  $\zeta$ , то зміна фази при нульовому розладі може бути значною. З часом зміна фази загасає, але її величина все ж буде значною навіть при великих значеннях  $\alpha t$ , коли значення амплітуди інформативного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації наближається до усталеної величини.

При оцінюванні похибки у визначенні встановлення фази для загального

випадку необхідно розкласти функцію  $tg\{\Delta(\alpha t)\}$  в ряд Тейлора в околі  $\zeta=0$ ;  $k=1$ . Змінними  $\zeta$  і  $\Delta k$  можна знехтувати в зв'язку з їхніми малими значеннями, в цьому випадку обмежуються двома членами ряду [2]

$$tg\Delta\Phi(\alpha t) \approx tg\Delta\Phi(\alpha t) + \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial tg\Delta\Phi(\alpha t)}{\partial \zeta} \zeta + \frac{\partial tg\Delta\Phi(\alpha t)}{\partial k} \Delta k \\ \zeta=1 \\ k=1 \\ \zeta=0 \\ \zeta=0 \\ k=1 \\ k=1 \end{array} \right\},$$

після математичних перетворень можемо записати [2]:

$$\Delta_r(\alpha t) \approx arctg \left[ \frac{\sin(\xi\alpha t)}{e^{\alpha t} - \cos(\xi\alpha t)} + M \sin \psi \frac{1 - e^{\alpha t} \sin(\beta + \xi\alpha t)}{(e^{\alpha t} - \cos \xi\alpha t)^2} \right], \quad (1.13)$$

де  $\beta$  – початкова фаза.

Другий член у виразі (1.13) під знаком арктангенса визначає похибку наближеної формули (1.12). Так як, змінна  $M$  має порядок  $\frac{1}{Q}$ , то з ростом добротності резонансного навантаження величина динамічної похибки зменшується. Як видно з виразу, ця похибка дорівнює нулю при умові  $\psi = \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}$ .

Досить велике значення похибки у визначенні  $\Delta(\alpha t)$  буде на початку перехідного процесу в вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації.

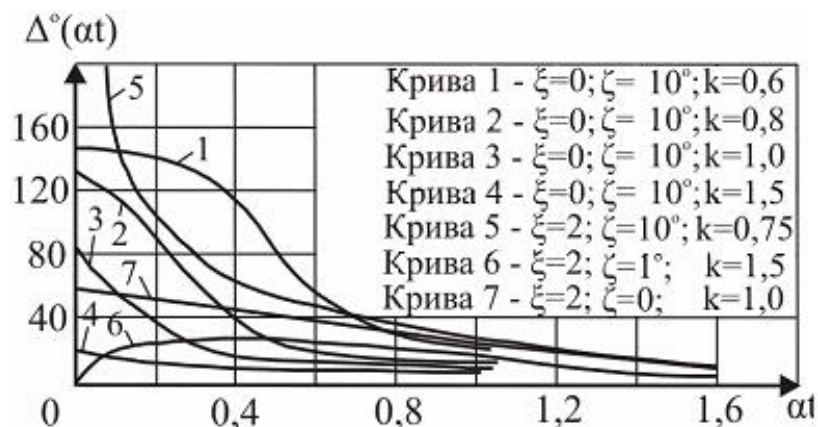


Рисунок 1.8 – Теоретичні залежності зміни фази від часу при різних значеннях змінних  $\xi$ ,  $k$  і  $\zeta$

Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що динамічна похибка фази на виході вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації залежить від параметрів вхідного інформативного сигналу та самого вимірювального каналу. Початкова фаза ввімкнення гармонійного сигналу на вхід вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з селективними властивостями значно впливає на залежність зміни фази вихідного сигналу від часу. При збільшенні добротності селективного навантаження вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації вплив початкової фази ввімкнення на процес встановлення фази вихідного інформативного сигналу зменшується.

Аналіз динамічної похибки вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації (див. рисунок 1.8) показує, що зміна фази на виході вимірювального каналу з селективними властивостями зберігається при нульовому його розлаштуванні. При розробці практичних рекомендацій авторами в роботі [2] запропонована можливість компенсації динамічної похибки селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації шляхом введення каскаду з компенсуючим розлаштуванням.

При врахуванні, коли коефіцієнт передачі  $n$  – каскадного селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації визначається виразом [3]

$$K_n(p) = 2^n \prod_{i=1}^n \frac{\alpha_i(p + 2\alpha_i)}{(p + \alpha_i)^2 + \omega_{0i}^2} k_{0i}, \quad (1.14)$$

зображення реакції даного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на вхідне гармонійний сигнал буде визначатися по формулі [3]

$$u_{\text{вих}}(p) = q \frac{p \sin \psi + \omega_n \cos \psi}{p^2 + \omega_n^2} \frac{(p + 2\alpha)^n}{(p + \alpha)^2 + \omega_{01}^2} \left[ \frac{1}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^{n-1}, \quad (1.15)$$

де  $\omega_{01}$  – власна частота коливань каскаду;  $q = U_m (-1)^n \frac{1}{C^{n-1} C_1} \prod_{i=1}^n S_i$ ;  $C$  – ємність

каскаду з компенсуючим розлаштуванням.

Застосувавши вираз (1.8) переходу з простору зображень у простір оригіналів при кратних полюсах, отримаємо формулу [2]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вух}}(t) = & q \left\{ \frac{(j\omega_H + 2\alpha)^n}{(j\omega_H + \alpha)^2 + \omega_{01}^2} \left[ \frac{1}{(j\omega_H + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^{n-1} e^{j(\omega_H t + \psi)} + \right. \\ & + \frac{1}{\omega_{01}} \left[ \frac{(-\alpha + j\omega_{01}) \sin \psi + \omega_H \cos \psi}{(-\alpha + j\omega_{01})^2 + \omega_H^2} \frac{(\alpha + j\omega_{01})^n}{[(j\omega_{01})^2 + \omega_0^2]^{n-1}} \right] e^{(-\alpha + j\omega_{01})t} + \\ & \left. + 2j \sum_{s=0}^{n-2} \bar{C}_s t^{n-s-2} e^{(-\alpha + j\omega_0)t} \right\}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Формула (1.16) можна представити у виді [2]

$$\dot{i}_{\text{вух}}(t) = \bar{U}_{\text{ввЛМ}} \bar{N}(t) e^{j\omega_H t}, \quad (1.17)$$

$$\bar{N}(t) = 1 + e^{-\alpha t} \left[ k_1 e^{-j(\xi_1 \alpha t - \zeta_1)} + k(t) e^{-j[\xi \alpha t - \zeta(t)]} \right], \quad (1.18)$$

де  $k_1 = \frac{U_{m\epsilon 1}}{U_{m\text{ввЛМ}}}$ ;  $k(t) = \frac{U_{m\epsilon}(t)}{U_{m\text{ввЛМ}}}$ ;  $\xi_1 = \mathcal{G}_1 - \beta$ ;  $\xi(t) = \mathcal{G}(t) - \beta$ ;  $\bar{U}_{\text{ввЛМ}}$  – комплексна амплітуда вимушеної складової.

Аналіз виразу (1.16) показує, що компенсація динамічної похибки вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації може бути забезпечена за умови, коли  $\text{Im}\{\dot{N}(t)\} = 0$ , в цьому випадку, враховуючи формулу (1.18), необхідно, щоб виконувались умови

$$\xi_1 = -\xi; \quad k_1 = k(t); \quad \zeta_1 = \zeta(t). \quad (1.19)$$

Так як в правих частинах рівнянь (1.19) знаходяться функції часу, то дані рівняння напряду не можуть бути виконані. Проте шляхом регулювання параметрів компенсуючого каскаду вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на деяких ділянках змінної  $t$  можна досягнути наближене виконання виразів (1.19). За даних методів регулювання параметрів на цих ділянках динамічна похибка вимірювального каналу зменшується.

На основі проведеного аналізу, для зворотного перетворення Лапласа, знайдені аналітичні вирази, які описують реакцію  $n$ -каскадного резонансного



вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації на вхідний інформативний сигнал. Отримані аналітичні вирази можна використовувати в загальному випадку довільного сполучення параметрів резонансних навантажень вимірювального каналу та інформативного сигналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, що забезпечує можливість теоретичного та експериментального дослідження їх впливу на характер зміни фази вихідного інформативного сигналу вимірювального каналу. Усунення динамічної похибки вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації для будь-якого значення незалежної змінної  $t$  при введенні компенсуючого каскаду з регульованим розлаштуванням може забезпечити зменшення динамічної похибки вимірювального каналу в заданому частотному діапазоні.

#### 1.6 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Вище розглянуті методи аналізу фазових динамічних похибок вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації дозволяють розробити підходи по дослідженню динамічних похибок визначення часових зсувів характерних точок інформативного сигналу, які відповідають мінімальним, максимальним або нульовим значенням. Необхідність визначення динамічних похибок обумовлена широким використанням радіовимірювальних перетворювачів інформації принцип дії яких базується на перетвореннях інформативних параметрів сигналів у часовий проміжок чи частоту.

Сучасні прецизійні радіовимірювальні прилади, які призначені для вимірювання миттєвих значень здвигу фаз сигналів, розробляються по принципу квантування часового проміжку інформативного сигналу, тривалість якого відповідає часовому здвигу між характерними точками досліджуваних вимірюваних сигналів, у межах вибраного для вимірювання проміжку. Задання необхідного часового проміжку здійснюється за допомогою ключових фазовимірювальних перетворювачів.

Структурна схема вимірювача миттєвого здвигу фаз вимірювальних сигналів наведена на рисунку 1.9.

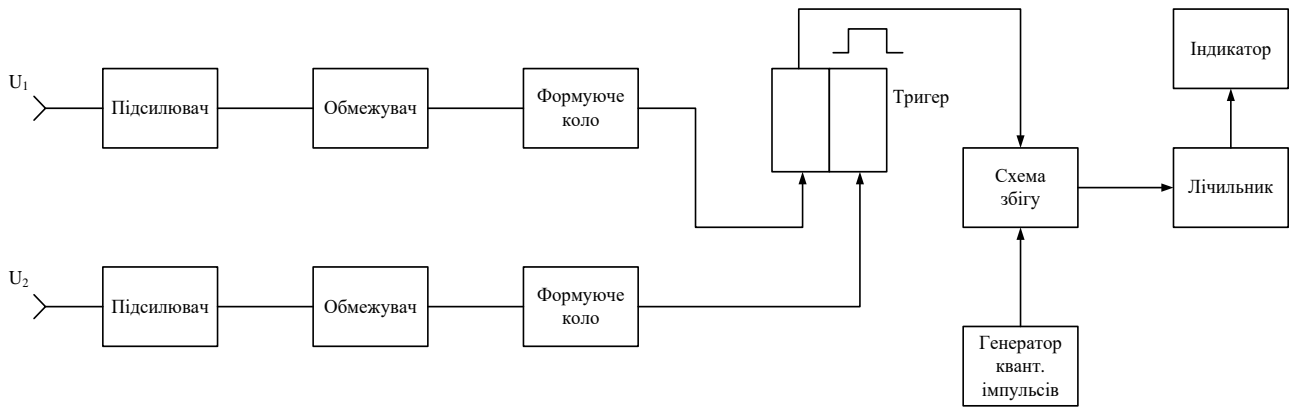


Рисунок 1.9 – Структурна схема вимірювача миттєвих значень здвигу фаз

Опорний  $U_2=U_m\sin\omega t$  сигнали, досліджуваний  $U_1=U_m\sin(\omega t+\phi_0)$ , зсув фаз  $\phi_0$  підсилюються та обмежуються, далі за допомогою блоку формування перетворюються у прямокутні імпульси, які в подальшому поступають на формуючі кола, які формують короткі імпульси запуску тригера. Часове положення імпульсів запуску відповідає моменту переходу вхідних інформативних сигналів через нульовий рівень. Сформований часовий проміжок вхідних інформативних сигналів дорівнює тривалості вихідного імпульсу тригера

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \phi_0 = \frac{T}{2\pi} \cdot \phi_0.$$

Квантування відбувається за допомогою заповнення імпульсами високої стабільної частоти з генератора квантуючих імпульсів. Кількість таких імпульсів, що проходить через схему збігу на вхід лічильника імпульсів і визначається виразом

$$N = \Delta t \cdot f_0 = \frac{T}{2\pi T_0} \cdot \phi_0.$$

Перевагою даного вимірювача миттєвих значень здвигу фаз є простота перетворення здвигу фаз вхідних інформативних сигналів у часовий проміжок, тривалість якого легко обчислюється. Для забезпечення роботи в широкому діапазоні частот, а також усунення залежності результатів вимірювання від частоти, необхідно додатково визначати період досліджуваних інформативних сигналів. Цьому періоду буде відповідати кількість імпульсів квантуючого генератора і описується виразом

$$N_0 = T f_0 = \frac{T}{T_0}.$$

Відносний зсув фаз визначиться виразом

$$\frac{N}{N_0} = \frac{\phi_0}{2\pi},$$

$$\phi_0 = 2\pi \frac{N}{N_0}.$$

Для розширення частотного діапазону роботи таких вимірювачів можна також використати перетворювачі частоти, які переносять зсуви фаз, в широкому діапазоні частот, на фіксовану частоту. Перенесення зсувів фаз вимірювального інформативного сигналу на фіксовану частоту дозволяє зменшити залежності результату вимірювання від частоти досліджуваних інформативних сигналів. Вимірювання тривалості імпульсів фазовимірювальних перетворювачів  $\Delta t$  також можна здійснювати за допомогою частотомірів в режимі вимірювання часових інтервалів.

Для оцінювання динамічних властивостей вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації необхідним являється визначення зміщення часового положення характерних точок інформативного сигналу, які викликаються перехідними процесами в каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації, в подальшому – динамічної похибки часового зсуву.

Основними елементами, які створюють динамічні похибки часового зсуву у широкосмуговому вимірювальному каналі є інерційні ланки зі смугою пропускання  $\Delta f = f_g - f_n$ , де  $f_g = \frac{1}{2\pi\tau}$  – верхня частота смуги пропускання вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації,  $\tau$  – стала часу,  $f_n \rightarrow 0$  – нижня частота смуги пропускання радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Для визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації, час  $t_{вих}$ , який визначає положення характерних точок інформативного сигналу у реальному вимірювальному каналі описується системою рівнянь

$$t_{вих} = t_{ex} + \Delta t_{cm} + \Delta t_{nc},$$

$$\Delta t_{nc} = t_{eux} - (t_{ex} + \Delta t_{cm}) \quad (1.20)$$

де  $\Delta t_{cm}$  – стаціонарна складова часового зсуву, яка вноситься вимірвальним каналом радіовимірвальних перетворювачів інформації у стаціонарному режимі;  $t_{ex}$  – часове положення характерних точок вхідного сигналу;  $\Delta t_{nc}$  – нестаціонарна складова, яка вноситься вимірвальним каналом радіовимірвальних перетворювачів інформації за рахунок нестаціонарних процесів.

Аналіз системи рівнянь (1.20) показує, що абсолютна динамічна похибка часового зсуву буде визначатися, як зміщення часового положення точок інформативного сигналу  $u_{eux}(t)$  на виході вимірального каналу радіовимірвальних перетворювачів інформації в даний момент часу, по відношенню до вихідного сигналу в режимі усталення  $u_{ycm}(t)$ , рисунок 1.10 (а,б), при цьому  $\Delta t_{cm} = 0$ .

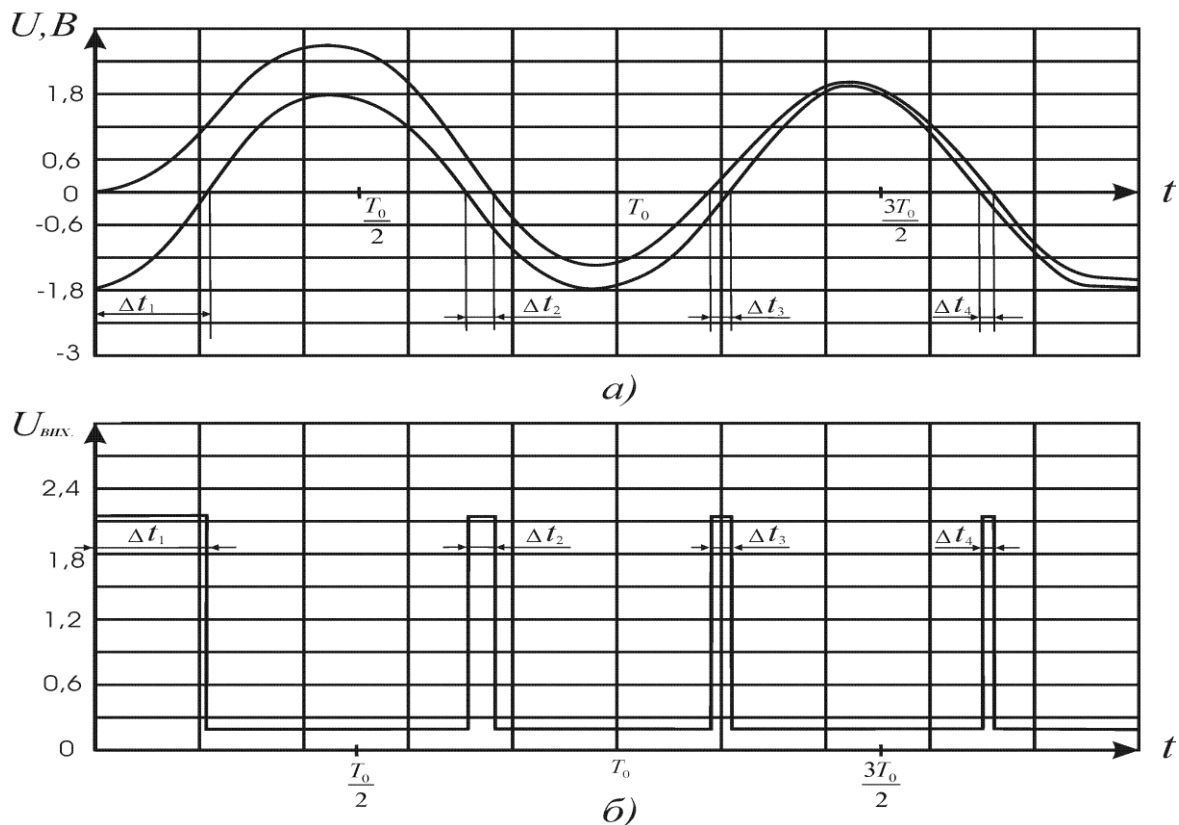


Рисунок 1.10 – Визначення динамічної похибки часового зсуву при перетворенні «фазовий зсув – часовий інтервал»

## 1.7 Висновки до розділу

1. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації показує, що визначення динамічних похибок часового зсуву є перспективним напрямком у розвитку апаратурних засобів радіовимірювання для сучасних мікропроцесорних систем контролю і керування.

2. Аналіз сучасних методів визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, стабільності електричних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації та надійності.

3. Подальші дослідження необхідно провести для нестационарної складової часового зсуву характерних точок сигналу  $\Delta t_{nc}$  для різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації, що дає змогу визначити динамічні похибки часового зсуву, а також сформулювати вимоги до вимірювальних каналів перетворювачів інформації, що дозволить мінімізувати цю похибку та запропонувати засоби компенсації зазначених похибок.

Для визначення динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів, стає доцільним проведення дослідження відгуку різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації на одиничне гармонійне ввімкнення. До того ж, визначення часових похибок, тобто похибок часового зсуву, на відміну від фазових, дає змогу використати отримані результати для ширшого класу радіовимірювальних задач, зокрема, при вимірюваннях часових інтервалів.

## 2 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗДВИГУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ

2.1 Математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового здвигу

Вимірювальні канали фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації, можуть бути вузькосмуговими, широкосмуговими, а також з зворотним зв'язком. До вимірювальних каналів з зворотним зв'язком відносяться вимірювачі компенсаційного типу, системи ФАП, ФАПЧ, АРП.

Для визначення та дослідження динамічних похибок часового здвигу вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації необхідна наявність достатньо точних математичних моделей вимірювальних каналів.

До математичних моделей, придатними для дослідження динамічних похибок часового здвигу, відносяться:

1. Модель широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу – аперіодична ланка 1-го порядку з передатною характеристикою

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \tau \cdot p}, \quad (2.1)$$

де  $\tau$  – стала часу ланки;  $K_0$  – коефіцієнт передачі ланки.

2. Математична модель вимірювального каналу з вибірковими властивостями – коливальна ланка з передатною характеристикою

$$K(p) = \frac{K_0}{(\tau^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \alpha \cdot \tau \cdot p + 1)}, \quad (2.2)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт згасання коливального контуру.

3. Математична модель обчислювача, аналого-цифрового перетворювача, логічного елемента – ланцюг запізнення з передатною характеристикою

$$K(p) = e^{-T_3 p}, \quad (2.3)$$

де  $T_3$  – час запізнення.

Підвищення точності фізико-математичної моделі може бути проведено за рахунок збільшенням порядку ланки або застосуванням ланок з різними

сталими часу. У цьому випадку вимірювальний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації буде описуватися аперіодичною ланкою  $n$ -го порядку з однаковими сталими часу, вираз (2.4)

$$K(p) = \frac{K_0^n}{(1 + \tau \cdot p)^n}, \quad (2.4)$$

де  $n$  – кількість ланок, або з ланкою  $n$ -го порядку з різними сталими часу

$$K(p) = \frac{K_{01} \cdot K_{02}}{(1 + \tau_1 \cdot p) \cdot (1 + \tau_2 \cdot p)}. \quad (2.5)$$

На теперішній час у вимірювальних каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації широко застосовується зворотний зв'язок, який використовується в системах АПЧ, АРП, ФАПЧ, радіовимірювальних приладах компенсаційного типу [23]. Присутність від'ємного зворотного зв'язку викликає зміну характеристик вимірювального каналу та процесу усталення інформативного сигналу та необхідність дослідження динамічних похибок часового здвигу у таких вимірювальних каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації [18–20].

Математичною моделлю такого вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації можна вважати аперіодичну ланку з колом від'ємного зворотного зв'язку, передатна характеристика якої описується формулою:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \beta \cdot K_0 + p \cdot \tau}, \quad (2.6)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку;  $K_0$  – коефіцієнт передачі ланки без зворотного зв'язку.

Структура фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком представлена на рисунку 2.1, На рисунку 2.1 позначення  $K(p)$  є передатною характеристикою фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

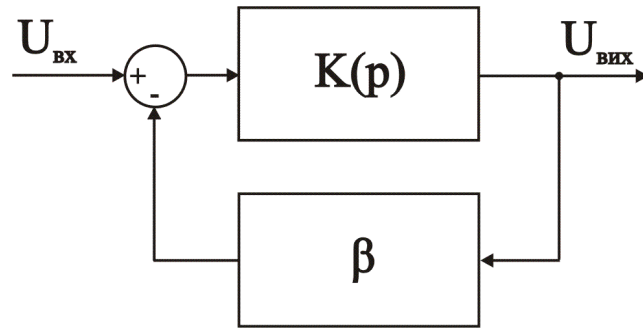


Рисунок 2.1 – Структурна схема фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком

## 2.2 Динамічні похибки часового здвигу аперіодичних вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації

Проведемо аналіз динамічної похибки часового зсуву широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

При розгляді нестационарних процесів, одним з найбільш зручних методів являється оперування з «аналітичним сигналом» [2]. На підставі цього, скористаємося символічним записом

$$u(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{u}(t) \}, \quad (2.7)$$

вхідний інформативний сигнал будемо розглядати як гармонійне коливання, яке включається в момент часу  $t = 0$ , і представимо його у вигляді аналітичного виразу:

$$\begin{aligned} \dot{u}_{\text{ex}}(t) &= 0, & \text{при } t < 0, \\ \dot{u}_{\text{ex}}(t) &= u(t) + j u_1(t) = U_m \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}, & \text{при } t \geq 0, \end{aligned} \quad (2.8)$$

де  $U_m, \omega_0 = 2\pi f_0, \phi_0$  – відповідно амплітуда, частота і початкова фаза вхідного інформативного сигналу.

Дійсна  $u(t)$  та уявна  $u_1(t)$  частини аналітичного інформативного сигналу (2.8) пов'язані між собою перетворенням Гільберта, тому модуль та аргумент будуть відповідно описуватися формулами:



$$U_m = \sqrt{u^2(t) + u_1^2(t)},$$

$$\phi(t) = \operatorname{arctg} \frac{u_1(t)}{u(t)}. \quad (2.9)$$

Зображенням функції, яка описує вхідний сигнал  $\dot{i}_{\text{ex}}(t)$ , буде дробово-раціональною функцією з дійсними коефіцієнтами. Дану функцію можна записати за допомогою формули [19, 20]:

$$U_{\text{ex}}(p) = \frac{U_m \cdot e^{j\phi_0}}{p - j\omega_0}, \quad (2.10)$$

де  $p$  – полюс функції  $U_{\text{ex}}(p)$ .

Реакцію лінійної ланки на вхідний сигнал  $\dot{i}_{\text{ex}}(t)$  можна визначити з використанням операційного числення. Відображенням лінійного диференційного рівняння, яке описує поведінку досліджуваного ланцюга першого порядку на вхідний інформативний сигнал, буде алгебраїчне рівняння вигляду:

$$U_{\text{вих}}(p) = K(p) \cdot U_{\text{ex}}(p), \quad (2.11)$$

де  $U_{\text{ex}}(p)$  – зображення вхідного інформативного сигналу;  $K(p)$  – зображення передатної характеристики вимірювального каналу.

Передатна характеристика широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації в операторному вигляді визначається рівнянням (2.1), а в комплексному вигляді формулою:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_0}{(1 + j\omega_0\tau)}, \quad (2.12)$$

де  $\tau$  – стала часу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації;  $K_0$  – коефіцієнт передачі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Підставивши вирази (2.1) та (2.10) у вираз (2.11), отримаємо формулу для опису зображення сигналу на виході фізико-математичної моделі

широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

$$U_{\text{вих}}(p) = \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0) \cdot (1 + p\tau)} = \frac{F}{Q(p)}. \quad (2.13)$$

З виразу (2.13) знайдемо полюси, які описуються за допомогою коренів рівняння  $Q(p) = 0$

$$Q(p) = (p - j\omega_0) \cdot (1 + p\tau) = 0,$$

тоді

$$p - j\omega_0 = 0,$$

$$p_1 = j\omega_0,$$

$$1 + p\tau = 0,$$

$$p_2 = -\frac{1}{\tau}.$$

При використанні загальної форми теореми розкладання для випадку простих коренів [32], знаходимо оригінал сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації у вигляді суми залишків

$$\dot{u}_{\text{вих}}(t) = \text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} + \text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t}, \quad (2.14)$$

де

$$\text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} = \frac{F \cdot e^{p_1 t}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0}};$$

$$\text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} = \frac{F \cdot e^{p_2 t}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{1}{\tau}}}.$$

Похідна знаменника виразу (2.13) описується формулою

$$\begin{aligned}\frac{dQ(p)}{dp} &= \frac{d[(p - j\omega_0) \cdot (1 + p\tau)]}{dp} = \frac{d[p + p^2\tau - j\omega_0 - j\omega_0 p\tau]}{dp} = \\ &= \frac{d[p^2\tau - j\omega_0 - j\omega_0 p\tau + p]}{dp} = 2p\tau - j\omega_0\tau + 1,\end{aligned}$$

а з підстановкою значення полюсів отримаємо вирази:

$$\begin{aligned}\frac{dQ(p)}{dp} \Big|_{p=j\omega_0} &= 2p\tau - j\omega_0\tau + 1 \Big|_{p=j\omega_0} = 2j\omega_0\tau - j\omega_0\tau + 1 = j\omega_0\tau + 1, \\ \frac{dQ(p)}{dp} \Big|_{p=-\frac{1}{\tau}} &= 2p\tau - j\omega_0\tau + 1 \Big|_{p=-\frac{1}{\tau}} = -2 - j\omega_0\tau + 1 = -j\omega_0\tau - 1.\end{aligned}$$

Тоді

$$\begin{aligned}\dot{i}_{\text{вух}}(t) &= \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j\omega_0 t}}{(1 + j\omega_0\tau)} + \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{(-1 - j\omega_0\tau)} = \\ &= U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}}{(1 + j\omega_0\tau)} + \frac{e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{(-1 - j\omega_0\tau)} \right) = U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} - e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + j\omega_0\tau} \right). \quad (2.15)\end{aligned}$$

При перемноженні чисельника і знаменника виразу (2.15) на змінну  $(1 - j\omega_0\tau)$ , комплексно спряжене знаменнику, буде мати вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{i}_{\text{вух}}(t) &= U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{(1 - j\omega_0\tau) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} - (1 - j\omega_0\tau) \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{(1 + j\omega_0\tau) \cdot (1 - j\omega_0\tau)} \right) = \\ &= \frac{U_m \cdot K_0}{1 + \omega_0^2 \tau^2} \cdot \left( e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \cdot (1 - j\omega_0\tau) - e^{j\phi_0} \cdot (1 - j\omega_0\tau) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (2.16)\end{aligned}$$

При врахуванні  $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ , рівняння (2.16) буде мати вид

$$\dot{i}_{\text{вух}}(t) = \frac{U_m \cdot K_0}{1 + \omega_0^2 \tau^2} \cdot \{ (1 - j\omega_0\tau) \cdot (\cos(\omega_0 t + \phi_0) + j \sin(\omega_0 t + \phi_0)) -$$

$$\begin{aligned}
& - \left[ (1 - j\omega_0\tau) \cdot (\cos\phi_0 + j\sin\phi_0) \right] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \} = \frac{U_m \cdot K_0}{1 + \omega_0^2\tau^2} \cdot [\cos(\omega_0t + \phi_0) - \\
& - j\omega_0\tau \cos(\omega_0t + \phi_0) + j\sin(\omega_0t + \phi_0) + \omega_0\tau \sin(\omega_0t + \phi_0) - \\
& - \cos\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + j\omega_0\tau \cos\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - j\sin\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \omega_0\tau \sin\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}],
\end{aligned}$$

В спрощеному вигляді:

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{\text{вих}}(t) = \frac{U_m \cdot K_0}{1 + \omega_0^2\tau^2} \cdot \{ \cos(\omega_0t + \phi_0) + \omega_0\tau \sin(\omega_0t + \phi_0) - \cos\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \omega_0\tau \sin\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \\
- j\omega_0\tau \cos(\omega_0t + \phi_0) + j\sin(\omega_0t + \phi_0) + j\omega_0\tau \cos\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - j\sin\phi_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \}. \quad (2.17)
\end{aligned}$$

З виразу (2.17) визначимо аргумент функції  $\dot{i}_{\text{вих}}(t)$

$$\phi(t) = \operatorname{arctg} \left[ \frac{B - A + C}{E - D} \right], \quad (2.18)$$

де  $A, B, C, D, E$  – коефіцієнти, що дорівнюють:  $A = \omega_0\tau \cos(\omega_0t + \phi_0)$ ;  
 $B = \sin(\omega_0t + \phi_0)$ ;  $C = e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot (\omega_0\tau \cos\phi_0 - \sin\phi_0)$ ;  $D = e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot (\cos\phi_0 + \omega_0\tau \sin\phi_0)$ ;  
 $E = \cos(\omega_0t + \phi_0) + \omega_0\tau \sin(\omega_0t + \phi_0)$ .

При врахуванні рівняння:

$$t = \frac{\phi(t)}{\omega_0} \quad (2.19)$$

та залежності (2.18), отримаємо часове положення характерних точок інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

$$t_{\text{вих}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \operatorname{arctg} \left[ \frac{B - A + C}{E - D} \right] \right\}.$$

При врахуванні виразу (2.7) та залежності

$$\Delta t = \frac{\Delta \phi}{\omega_0}, \quad (2.20)$$

можна отримати співвідношення для динамічної похибки часового здвику у випадку моделі ширококутового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації [13]

$$\Delta t_{nc} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \arctg \left[ \frac{B - A + C}{E - D} \right] - \omega_0 t - \phi_0 + \arctg [\omega_0 \tau] \right\}. \quad (2.21)$$

При нормуванні до періоду динамічна похибка часового зсуву  $\gamma_t$  вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації визначається виразом

$$\gamma_t = \frac{\Delta t_{nc}}{T_0}, \quad (2.22)$$

де  $\Delta t_{nc}$  – динамічна похибка часового зсуву.

Поведінка в часі інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі ширококутового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації наведена на рисунку 2.5. Годографом результуючого вектора  $\dot{u}_{вих}(t)$  є логарифмічна спіраль. Спіраль скручується навколо кінця вектора складової  $\dot{u}_{вим}$ , яка є сигналом на виході фізико-математичної моделі в стаціонарному режимі.

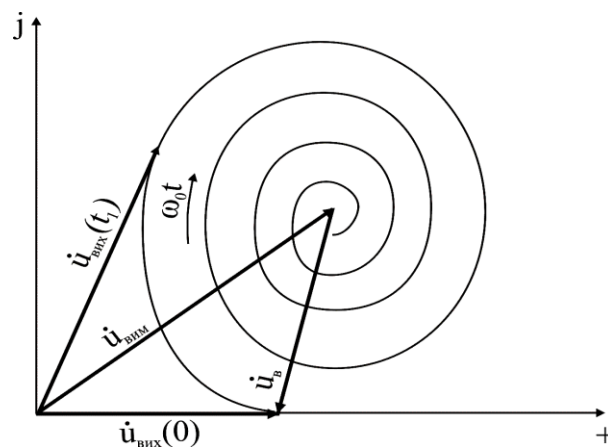


Рисунок 2.5 – Інтерпретація поведінки інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі ширококутового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Аналіз нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу (2.22), проведений для моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу, рисунок 2.6, показує, що похибка сягає максимуму в точках з нульовим значенням миттєвої амплітуди сигналу, тобто точках нуль–переходів, і нульових значень в точках близьких до екстремальних значень сигналу, тобто максимумів та мінімумів.

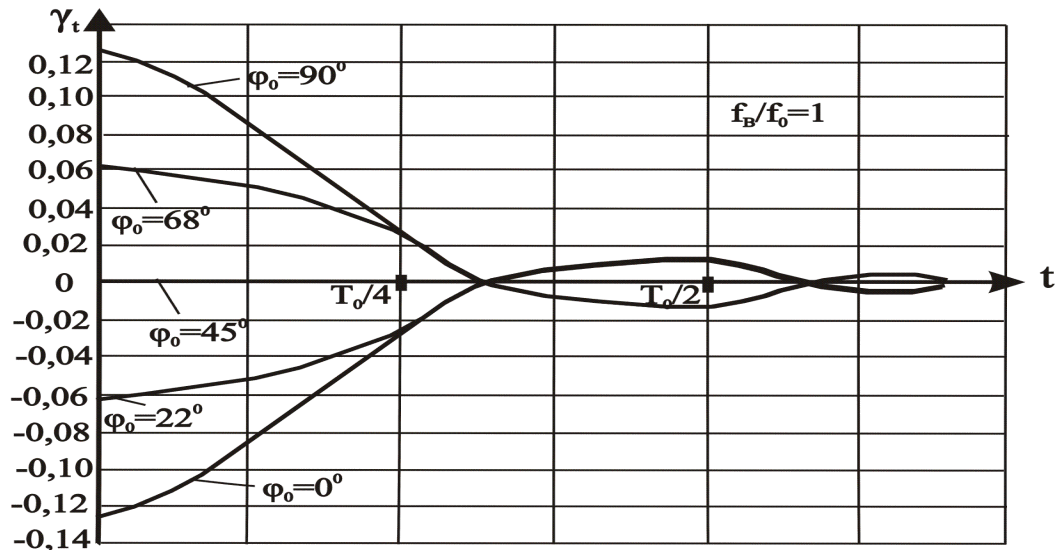


Рисунок 2.6 – Розраховані залежності динамічної похибки часового здвигу від часу фіксації для фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Нормована динамічна похибка часового здвигу залежить від початкової фази вхідного інформативного сигналу. Отримані теоретичні залежності дозволяють визначити часове положення точок інформативного сигналу, де динамічна похибка часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації дорівнює нулю.

Дослідження динамічної похибки часового здвигу проведено для випадку коли відношення частот  $\frac{f_e}{f_0} = 1$ , ( $f_0$  – частота вхідного інформативного сигналу,

$f_e = \frac{1}{2\pi\tau}$  – верхня частота вимірювального каналу. Аналіз залежностей

$\gamma_t = f\left(\frac{f_e}{f_0}\right)$ , (див. рисунок 2.7), для аналогічної фізико-математичної моделі і

параметрів інформативного сигналу показує, що при зростанні відношення  $\frac{f_e}{f_0}$

динамічна похибка часового здвигу зменшується.

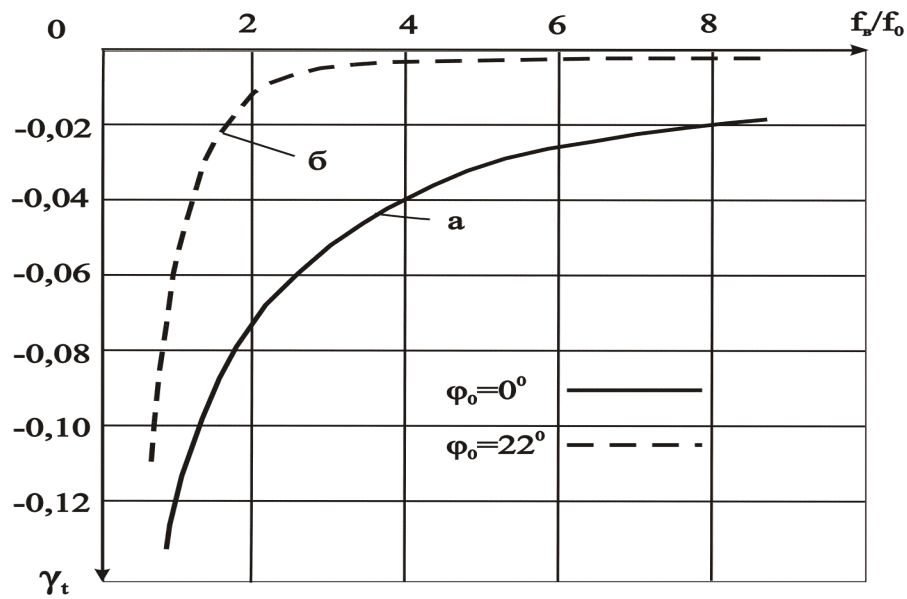


Рисунок 2.7 – Залежності нормованої динамічної похибки часового здвигу від  $\frac{f_e}{f_0}$  для фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Аналіз динамічної похибки часового здвигу для випадку фіксації часового здвигу опорного сигналу та інформативного сигналу, який досліджується по точках «нуль-переходів»  $|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^0}{T_0} \right|$  або по експериментально отриманим значенням інформативного сигналу  $|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^{ext}}{T_0} \right|$ , (див. рисунок 2.8), проведений для фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації показує, що фіксація по здвигу екстремальних значень інформативних сигналів дозволяє зменшити вплив похибки нестационарності. При цьому покращення між похибками  $|\gamma_{t1}^{ext}|$  і  $|\gamma_{t1}^0|$  складає 1,6 раз для фізико-математичної моделі широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

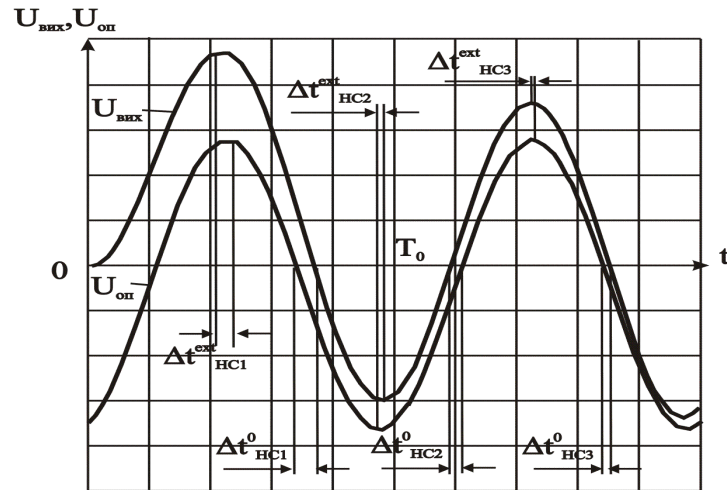


Рисунок 2.8 – Залежності динамічної похибки часового здвигу радіовимірювальних перетворювачів інформації від часу

### 2.3 Аналіз динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу з ідентичними каскадами

Передатна характеристика широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами в операторному вигляді визначається виразом (2.4), Передатна характеристика широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами в комплексному вигляді:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_0^n}{(1 + j\omega_0\tau)^n}. \quad (2.23)$$

Підставивши вирази (2.4) та (2.10) у рівняння (2.11), отримаємо вираз для зображення сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами

$$U_{вих}(p) = \frac{U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau)^n} = \frac{F_{нид}}{Q_{нид}(p)}. \quad (2.24)$$

Знайдемо полюси рівняння (2.24), які будуть отримані як корені виразу  $Q_{нид}(p) = 0$



$$Q_{ni0}(p) = (p - j\omega_0) \cdot (1 + p\tau)^n = 0,$$

тоді

$$(p - j\omega_0) = 0, \quad p_1 = j\omega_0,$$

$$(1 + p\tau)^n = 0, \quad p_2 = -\frac{1}{\tau}.$$

Функція  $U_{вух}(p) = \frac{F_{ni0}}{Q_{ni0}(p)}$  має в точці  $p_1$  полюс першого порядку, а в точці  $p_2$

має полюс порядку  $n$ .

Використовуючи теорему розкладання для випадку кратних коренів [32], знаходимо оригінал вихідного інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі ширококутового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами

$$\dot{u}_{вух}(t) = U_m K_0^n e^{j\phi_0} \left\{ \frac{e^{j\omega_0 t}}{(1 + j\omega_0 \tau)^n} + e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{i=1}^n \frac{t^{n-i}}{(n-i)!(i-1)!} \left[ \frac{d^{(i-1)}}{dp^{(i-1)}} \left( \frac{1}{p - j\omega_0} \right) \right]_{p=-\frac{1}{\tau}} \right\}, \quad (2.25)$$

Провівши математичні перетворення отримаємо:

$$\dot{u}_{вух}(t) = U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\phi_0} \left\{ \frac{e^{j\omega_0 t}}{(1 + j\omega_0 \tau)^n} + e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{i=1}^n \frac{t^{n-i}}{(n-i)!} \left[ \frac{(-1)^{i-1}}{(p - j\omega_0)^i} \right]_{p=-\frac{1}{\tau}} \right\}. \quad (2.26)$$

Аргумент функції  $\dot{u}_{вух}(t)$  вираз (2.26) буде визначатися з формули

$$\phi(t) = \arctg \frac{\text{Im}\{\dot{u}_{вух}(t)\}}{\text{Re}\{\dot{u}_{вух}(t)\}}. \quad (2.27)$$

При врахуванні рівняння (2.19) та (2.27), визначимо часове положення характерних точок інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі ширококутового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами

$$t_{\text{вих}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \text{arctg} \left[ \frac{\text{Im} \{ \dot{i}_{\text{вих}}(t) \}}{\text{Re} \{ \dot{i}_{\text{вих}}(t) \}} \right] \right\}. \quad (2.29)$$

При врахуванні рівняння (2.29), на підставі виразу (2.7) загальна формула для визначення динамічної похибки часового здвигу на виході фізико-математичної моделі ширококуткового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами буде описуватися виразом

$$\Delta t_{\text{нс}} = \frac{1}{\omega_0} \left[ \text{arctg} \frac{\text{Im} \{ \dot{i}_{\text{вих}}(t) \}}{\text{Re} \{ \dot{i}_{\text{вих}}(t) \}} - \omega_0 t - \phi_0 - \text{arctg} \frac{\text{Im} \{ \dot{K}(j\omega) \}}{\text{Re} \{ \dot{K}(j\omega) \}} \right], \quad (2.30)$$

де  $\text{arctg} \frac{\text{Im} \{ \dot{K}(j\omega) \}}{\text{Re} \{ \dot{K}(j\omega) \}}$  – стаціонарна складова часового здвигу, яка вноситься

математичною моделлю в стаціонарному режимі. Активна та реактивна складові  $\text{Im} \{ \dot{K}(j\omega) \}, \text{Re} \{ \dot{K}(j\omega) \}$  визначаються з формули (2.23).

При нормуванні до періоду динамічна похибка часового здвигу  $\gamma_t$  визначається з формули (2.22), де  $\Delta t_{\text{нс}}$  – динамічна похибка часового здвигу, яка розраховується на основі формули (2.30).

Теоретичні дослідження нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу, проведені для математичних моделей ширококуткових двокаскадного, три каскадного та чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами (див. рисунок 2.9а, б, в), Аналіз залежностей нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу показує, що в момент часу  $t=0$  похибка сягає максимального значення, при зростанні часу похибка носить згасаючий коливальний характер. Абсолютне значення нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу визначається порядком фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

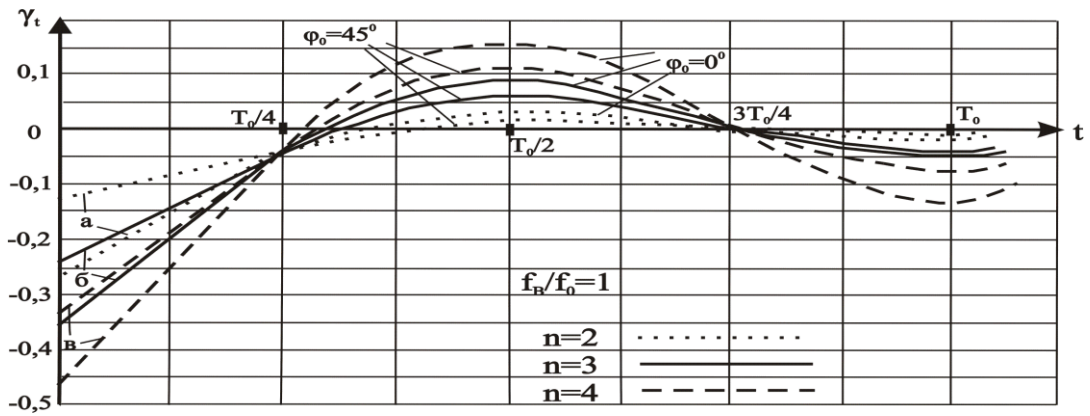


Рисунок 2.9 – Залежності нормованої динамічної похибки часового здвигу від часу фіксації для різних математичних моделей вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації

Теоретичні та експериментальні дослідження проведені для випадку відношення частот  $\frac{f_e}{f_0} = 1$ , де  $f_0$  – частота вхідного інформативного сигналу,

$f_e = \frac{1}{2\pi\tau}$  – верхня частота вимірювального каналу.

На рисунку 2.10 представлено залежності  $\gamma_t = f\left(\frac{f_e}{f_0}\right)$ , які отримані для аналогічних математичних моделей і параметрів інформативного сигналу. Аналіз рисунку 2.10 показує, що при зростанні  $\frac{f_e}{f_0}$  динамічна похибка часового здвигу зменшується (значення нормованої динамічної похибки часового здвигу наведені для часу  $t = 0$ ).

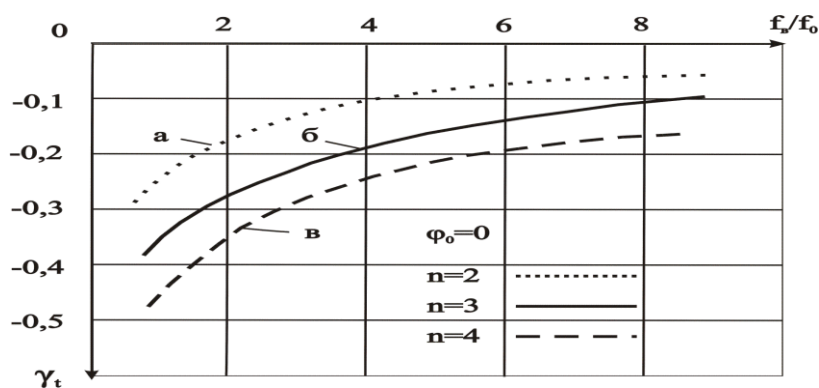


Рисунок 2.10 – Теоретичні залежності нормованої динамічної похибки часового здвигу від зміни  $\frac{f_e}{f_0}$  для різних математичних моделей вимірювальних каналів

Теоретичні дослідження нормованої динамічної похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації проведені для випадку фіксації часового здвигу опорного сигналу та інформативного сигналу, який досліджується по точках «нуль–переходів»

$|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{нс}^0}{T_0} \right|$ , а також по екстремальним значенням інформативного сигналу

$|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{нс}^{ext}}{T_0} \right|$ . Дані дослідження проведені для математичних моделей

широкосмугових двокаскадного, трикаскадного та чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з ідентичними каскадами і показує, що фіксація по здвигу екстремальних значень інформативних сигналів дозволяє зменшити вплив похибки нестационарності. Покращення при застосуванні двокаскадного, трикаскадного та чотирьокаскадного вимірювальних каналів між похибками  $|\gamma_{t1}^{ext}|$  і  $|\gamma_{t1}^0|$  складає 2,5; 2,72; 3,9 рази при значеннях фази  $\phi_0=0$ . А при значеннях фази  $\phi_0=45^\circ$  складає: 1,75; 2,12; 3,1 рази, відповідно для математичних моделей широкосмугових двокаскадного, три каскадного та чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації.

2.4 Аналіз динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами

Передатна характеристика широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами в операторному виді визначається виразом

$$K(p) = \frac{K_{01} \cdot K_{02} \cdot \dots \cdot K_{0n}}{(1 + p \cdot \tau_1) \cdot (1 + p \cdot \tau_2) \cdot \dots \cdot (1 + p \cdot \tau_n)}. \quad (2.31)$$

де  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  – сталі часу ланок;  $K_1, K_2, \dots, K_n$  – коефіцієнти передачі ланок.

У комплексному вигляді передатна характеристика широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації має вигляд

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n}{(1 + j\omega_0\tau_1)(1 + j\omega_0\tau_2) \dots (1 + j\omega_0\tau_n)}, \quad (2.32)$$

При підстановці виразів (2.10) та (2.32) у рівняння (2.11), отримаємо формулу для розрахунку зображення інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами

$$U_{\text{вих}}(p) = \frac{U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) \dots (1 + p\tau_n)} = \frac{F_n}{Q_n(p)}. \quad (2.33)$$

Полюси рівняння (2.33), будуть визначатися як корені виразу  $Q_n(p) = 0$

$$Q_n(p) = (p - j\omega_0)(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) \dots (1 + p\tau_n) = 0,$$

тоді

$$\begin{aligned} (p - j\omega_0) &= 0, & p_1 &= j\omega_0, \\ (1 + p\tau_1) &= 0, & p_2 &= -\frac{1}{\tau_1}, \\ (1 + p\tau_2) &= 0, & p_3 &= -\frac{1}{\tau_2}, \\ & & & \vdots \\ (1 + p\tau_n) &= 0, & p_{n+1} &= -\frac{1}{\tau_n}. \end{aligned}$$

При використанні загальної форми теореми розкладання для випадку простих коренів [32], можемо знайти оригінал сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами у вигляді суми залишків

$$\dot{i}_{\text{вих}}(t) = \text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} + \text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} + \dots + \text{res}U_{\text{вих}}(p_{n+1}) \cdot e^{p_{n+1} t},$$

$$\text{де } \operatorname{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} = \frac{F_n \cdot e^{p_1 t}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0}}; \quad \operatorname{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} = \frac{F_n \cdot e^{p_2 t}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{1}{\tau_1}}};$$

$$\operatorname{res}U_{\text{вих}}(p_{n+1}) \cdot e^{p_{n+1} t} = \frac{F_n \cdot e^{p_{n+1} t}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{1}{\tau_n}}}.$$

Тоді

$$\dot{i}_{\text{вих}}(t) = U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \dots K_n \cdot e^{j\varphi_0} \times \left( \frac{e^{j\omega_0 t}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0}} + \frac{e^{(-t/\tau_1)}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{1}{\tau_1}}} + \dots + \frac{e^{(-t/\tau_n)}}{\left. \frac{dQ_n(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{1}{\tau_n}}} \right). \quad (2.34)$$

Аргумент функції  $\dot{i}_{\text{вих}}(t)$  визначається з рівняння (2.27). У загальному вигляді рівняння для визначення динамічної похибки часового здвигу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами буде визначатися з рівняння (2.30). Дійсна та уявна складові  $\operatorname{Im}\{\dot{K}(j\omega)\}$ ,  $\operatorname{Re}\{\dot{K}(j\omega)\}$  визначаються з рівняння (2.31).

Розрахунок нормованої динамічної похибки часового здвигу, проведений для фізико-математичної моделі широкосмугових двокаскадного, трикаскадного, чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами. Аналіз ходу кривих представлених на рисунку 2.11, показує, що у випадку частот  $\frac{f_g}{f_0} = 2$  для першої

ланки,  $\frac{f_g}{f_0} = 1$  для інших ланок, значення нормованої динамічної похибки

часового здвигу має менше значення, ніж у випадку частот  $\frac{f_g}{f_0} = 2$  для останньої

ланки,  $\frac{f_g}{f_0} = 1$ .

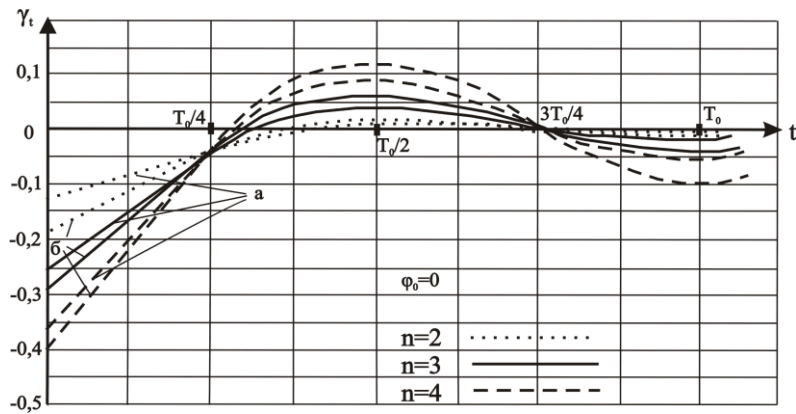


Рисунок 2.11 – Теоретичні залежності нормованої динамічної похибки часового здвигу від часу фіксації для різних моделей вимірювальних каналів

Теоретичні розрахунки нормованої динамічної похибки часового здвигу для випадку фіксації часового здвигу опорного сигналу та інформативного сигналу, який досліджується по точках «нуль-переходів»  $|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^0}{T_0} \right|$  або по

екстремальних значеннях сигналів  $|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^{ext}}{T_0} \right|$ , проведені для математичних

моделей ширококутових двокаскадного, трикаскадного, чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами. Теоретичні розрахунки показують, що фіксація по здвигу екстремальних значень інформативних сигналів дозволяє зменшити вплив динамічної похибки нестационарності. Поліпшення при цьому між похибками  $|\gamma_{t1}^{ext}|$  і  $|\gamma_{t1}^0|$  складає 1,8; 2,1; 3,2 рази відповідно для математичних

моделей ширококутових двокаскадного, трикаскадного, чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами у випадку частот  $\frac{f_6}{f_0} = 2$  для останньої ланки,  $\frac{f_6}{f_0} = 1$

для інших ланок складає 1,28; 1,5; 2,28 раз відповідно для математичних моделей ширококутових двокаскадного, трикаскадного, чотирьокаскадного вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами у випадку частот  $\frac{f_6}{f_0} = 2$  для першої ланки,  $\frac{f_6}{f_0} = 1$  для

інших ланок.

Таким чином, при побудові багатокаскадних вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами

необхідно перші каскади виконувати більш широкосмуговими для зменшення впливу динамічної похибки часового здвигу. Покращення при цьому випадку буде в 1,4 рази.

2.5 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком

Передатна характеристика широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком в комплексному виді:

$$\dot{K}_{зв}(j\omega) = \frac{\dot{K}(j\omega)}{1 + \beta \dot{K}(j\omega)}, \quad (2.35)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку знаходиться в діапазоні від 0 до  $-1$  при від'ємному зворотному зв'язку;  $\dot{K}(j\omega)$  – передатна характеристика фізико-математичної моделі без зворотного зв'язку.

При підстановці рівняння (2.12) у вираз (2.35), отримаємо

$$\dot{K}_{зв}(j\omega) = \frac{K_0}{1 + \beta K_0 + j\omega\tau}. \quad (2.36)$$

А також підставивши рівняння (2.6) та (2.10) у формулу (2.11), можна отримати рівняння для зображення інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком

$$U_{вихЗВ}(p) = \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0) \cdot (1 + \beta K_0 + p\tau)} = \frac{F}{Q_{зв}(p)}. \quad (2.37)$$

Для знаходження полюсів виразу (2.37), будуть визначатися, як корені виразу  $Q_{зв}(p) = 0$

$$Q_{зв}(p) = (p - j\omega_0) \cdot (1 + \beta K_0 + p\tau) = 0,$$

тоді

$$1 + \beta K_0 + p\tau = 0,$$



$$p_1 = -\frac{1 + \beta K_0}{\tau},$$

$$p - j\omega_0 = 0,$$

$$p_2 = j\omega_0.$$

При використанні загальної форми теореми розкладання для випадку простих коренів [32], знаходимо оригінал інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком у вигляді суми залишків

$$\dot{u}_{\text{вих}}(t) = \text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} + \text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t}, \quad (2.38)$$

де

$$\text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} = \frac{F \cdot e^{p_1 t}}{\left. \frac{dQ_{38}(p)}{dp} \right|_{p = -\frac{1 + \beta K_0}{\tau}}};$$

$$\text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} = \frac{F \cdot e^{p_2 t}}{\left. \frac{dQ_{38}(p)}{dp} \right|_{p = j\omega_0}}.$$

Похідна знаменника рівняння (2.37) буде мати вид

$$\begin{aligned} \frac{dQ_{38}(p)}{dp} &= \frac{d[(p - j\omega_0) \cdot (1 + \beta K_0 + p\tau)]}{dp} = \frac{d[p - j\omega_0 + p\beta K_0 - j\omega_0\beta K_0 + p^2\tau - j\omega_0 p\tau]}{dp} = \\ &= 1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau + 2p\tau, \end{aligned}$$

а при підстановці значення полюсів отримаємо

$$\begin{aligned} \left. \frac{dQ_{38}(p)}{dp} \right|_{p = -\frac{1 + \beta K_0}{\tau}} &= 1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau + 2p\tau \Big|_{p = -\frac{1 + \beta K_0}{\tau}} = 1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau - 2 - 2\beta K_0 = \\ &= -1 - \beta K_0 - j\omega_0\tau, \end{aligned}$$

$$\frac{dQ_{3B}(p)}{dp} \Big|_{p=j\omega_0} = 1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau + 2p\tau \Big|_{p=j\omega_0} = 1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau + 2j\omega_0\tau = 1 + \beta K_0 + j\omega_0\tau.$$

Тоді

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих3B}}(t) &= \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}}}{(-1 - \beta K_0 - j\omega_0\tau)} + \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j\omega_0 t}}{(1 + \beta K_0 + j\omega_0\tau)} = \\ &= U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}}{(1 + \beta K_0 + j\omega_0\tau)} + \frac{e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}}}{(-1 - \beta K_0 - j\omega_0\tau)} \right) = \\ &= U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} - e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}}}{1 + \beta K_0 + j\omega_0\tau} \right). \end{aligned} \quad (2.39)$$

При перемноженні чисельника та знаменника виразу (2.39) на змінну  $(1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau)$ , яке комплексно спряжене знаменнику, визначимо

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих3B}}(t) &= U_m \cdot K_0 \times \\ &\times \left( \frac{(1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} - (1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}}}{(1 + \beta K_0 + j\omega_0\tau) \cdot (1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau)} \right) = \\ &= \frac{U_m \cdot K_0}{(1 + \beta K_0)^2 + \omega_0^2 \tau^2} \times \\ &\times \left( e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \cdot (1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) - e^{j\phi_0} \cdot (1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}} \right). \end{aligned} \quad (2.40)$$

При врахуванні  $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ , рівняння (2.40) можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих3B}}(t) &= \frac{U_m \cdot K_0}{(1 + \beta K_0)^2 + \omega_0^2 \tau^2} \cdot \{ (1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) \cdot (\cos(\omega_0 t + \phi_0) + j \sin(\omega_0 t + \phi_0)) - \\ &- [(1 + \beta K_0 - j\omega_0\tau) \cdot (\cos \phi_0 + j \sin \phi_0)] \cdot e^{-\frac{1+\beta K_0 t}{\tau}} \} = \frac{U_m \cdot K_0}{(1 + \beta K_0)^2 + \omega_0^2 \tau^2} \times \\ &\times [(1 + \beta K_0) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - j\omega_0\tau \cos(\omega_0 t + \phi_0) + j(1 + \beta K_0) \sin(\omega_0 t + \phi_0) + \end{aligned}$$

$$+ \omega_0 \tau \sin(\omega_0 t + \phi_0) - \{(1 + \beta K_0) \cos \phi_0 - j \omega_0 \tau \cos \phi_0 + \\ + j(1 + \beta K_0) \sin \phi_0 - \omega_0 \tau \sin \phi_0\} e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}}],$$

або

$$\dot{i}_{\text{вих3B}}(t) = \frac{U_m \cdot K_0}{(1 + \beta K_0)^2 + \omega_0^2 \tau^2} \cdot \{(1 + \beta K_0) \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \omega_0 \tau \sin(\omega_0 t + \phi_0) - \\ - (1 + \beta K_0) \cos \phi_0 \cdot e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}} - \omega_0 \tau \sin \phi_0 \cdot e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}} - j \omega_0 \tau \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \\ + j(1 + \beta K_0) \sin(\omega_0 t + \phi_0) + j \omega_0 \tau \cos \phi_0 \cdot e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}} - \\ - j(1 + \beta K_0) \sin \phi_0 \cdot e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}}\}. \quad (2.41)$$

З рівняння (2.41) визначаємо аргумент функції  $\dot{i}_{\text{вих3B}}(t)$

$$\phi_{\text{зе}}(t) = \arctg \left[ \frac{G - F + H}{N - R} \right], \quad (2.42)$$

де  $F, G, H, R, N$  – коефіцієнти, які описуються виразами:

$$F = \omega_0 \tau \cos(\omega_0 t + \phi_0);$$

$$G = (1 + \beta K_0) \sin(\omega_0 t + \phi_0);$$

$$H = e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}} \cdot (\omega_0 \tau \cos \phi_0 - (1 + \beta K_0) \sin \phi_0);$$

$$R = e^{-\frac{1 + \beta K_0 t}{\tau}} \cdot ((1 + \beta K_0) \cos \phi_0 + \omega_0 \tau \sin \phi_0);$$

$$N = (1 + \beta K_0) \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \omega_0 \tau \sin(\omega_0 t + \phi_0).$$

При врахуванні рівняння (2.19) та (2.42), отримаємо часове положення характерних точок інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком

$$t_{\text{вих3B}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \text{arctg} \left[ \frac{G - F + H}{N - R} \right] \right\}. \quad (2.43)$$

При врахуванні рівняння (2.15) та (2.20), отримаємо вираз для динамічної похибки часового здвигу у випадку фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком.

$$\Delta t_{\text{nc}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \text{arctg} \left[ \frac{G - F + H}{N - R} \right] - \omega_0 t - \phi_0 + \text{arctg} \left[ \frac{\omega_0 \tau}{1 + \beta K_0} \right] \right\}. \quad (2.44)$$

Динамічна похибка часового здвигу  $\gamma_t$ , яка нормована до періоду, визначається з формули (2.22), в якій  $\Delta t_{\text{nc}}$  – динамічна похибка часового здвигу, визначається з формули (2.44).

Теоретичні дослідження нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу, проведені для фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком. На рисунку 2.12, представлено нормовану до періоду динамічну похибку часового здвигу, який показує, що абсолютне значення похибки визначається коефіцієнтом зворотного зв'язку  $\beta$ .

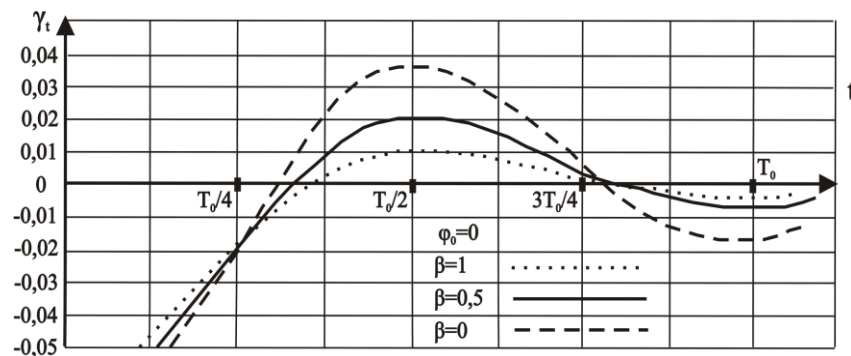


Рисунок 2.12. Теоретична залежність нормованої динамічної похибки часового здвигу від часу фіксації для фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу зі зворотним зв'язком

Теоретичні та експериментальні дослідження проведені для випадку частот  $\frac{f_e}{f_0} = 1$ , де  $f_0$  – частота вхідного інформативного сигналу,  $f_e = \frac{1}{2\pi\tau}$  – верхня частота вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів

інформації.

Проведений аналіз кривих функції  $\gamma_t = f(\beta)$ , (див. рисунок 2.13), отриманих для моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком показує, що під час зростання коефіцієнта від'ємного зворотного зв'язку  $\beta$  нормована динамічна похибка часового здвигу зменшується. Розрахунки проводились для часу  $t = 0$  і відношення  $\frac{f_e}{f_0} = 1$ .

Проведений аналіз нормованої динамічної похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації для випадку фіксації часового здвигу опорного сигналу та інформативного сигналу, який досліджується по точках «нуль-переходів»  $|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^0}{T_0} \right|$ , а також по екстремальних значеннях інформативних сигналів  $|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{nc}^{ext}}{T_0} \right|$ . Теоретичні та експериментальні дослідження проведені для випадку фізико-математичної моделі широкосмугового вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком, при початковій фазі вхідного інформативного сигналу  $\phi_0 = 0$ , відношенням  $\frac{f_e}{f_0} = 1$  показує, що застосування від'ємного зворотного зв'язку дозволяє зменшити вплив динамічної похибки нестационарності.

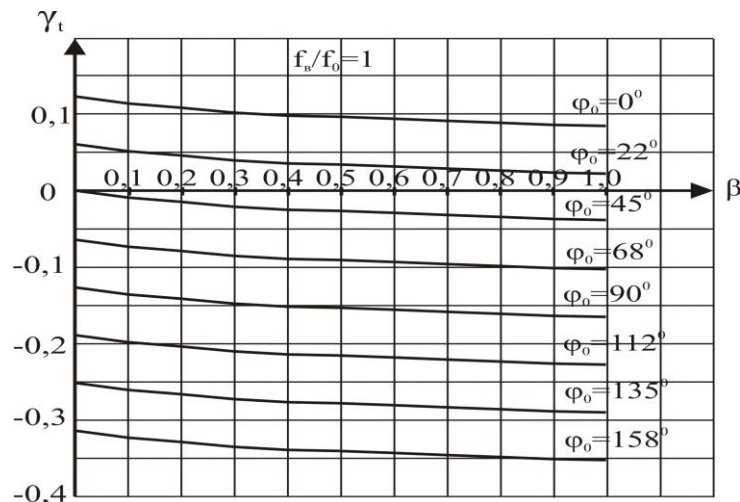


Рисунок 2.13 – Теоретична залежність нормованої динамічної похибки часового здвигу від  $\beta$

Покращення значень при цьому для похибки  $|\gamma_{t1}^0|$  у випадку  $\beta = 0,5$  у

порівнянні з  $\beta = 0$  складає 1.9, а у випадку  $\beta = 1$  в порівнянні з  $\beta = 0,5$  складає 1.82, а для похибки  $|\gamma_{i2}^0|$  у випадку  $\beta = 0,5$  в порівнянні з  $\beta = 0$  складає 3.4, у випадку  $\beta = 1$  в порівнянні з  $\beta = 0,5$  складає 2.5. Залежність динамічної похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації від коефіцієнту зворотного зв'язку  $\beta$  є нелінійною, що показано на рисунку 2.12 та рисунку 2.13, тому, значно збільшувати коефіцієнт зворотного зв'язку  $\beta$  недоцільно, оскільки при цьому значно зменшується коефіцієнт підсилення.

## 2.6 Динамічні похибки часового здвигу селективного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації

Для вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації передатна характеристика з вибірними властивостями в комплексному вигляді описується виразом:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{K_0}{(1 + j2\omega_0\alpha\tau - \omega^2\tau^2)}, \quad (2.45)$$

де  $\tau$  – стала часу ланцюга;  $K_0$  – коефіцієнт передачі ланцюга;  $\alpha$  – коефіцієнт згасання коливального контуру.

При підстановці виразів (2.10) та (2.45) у рівняння (2.11), отримаємо відношення для зображення інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями

$$U_{\text{вих}}(p) = \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0) \cdot (1 + 2\alpha\tau p + \tau^2 p^2)} = \frac{F}{Q(p)}. \quad (2.46)$$

З виразу (2.46) знайдемо полюси, що будуть визначатися, як корені виразу  $Q(p) = 0$

$$Q(p) = (p - j\omega_0) \cdot (1 + 2\alpha\tau p + \tau^2 p^2) = 0,$$

тоді

$$p - j\omega_0 = 0,$$

$$\begin{aligned}
 p_1 &= j\omega_0, \\
 1 + 2\alpha\tau p + \tau^2 p^2 &= 0, \\
 p_2 &= -\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau}, \\
 p_3 &= -\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau}.
 \end{aligned}$$

При використанні загальної форми теореми розкладання для випадку простих коренів [32], можемо знайти оригінал інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями у вигляді суми залишків і буде описуватись рівнянням:

$$\dot{i}_{\text{вих}}(t) = \text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} + \text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} + \text{res}U_{\text{вих}}(p_3) \cdot e^{p_3 t}, \quad (2.47)$$

де

$$\begin{aligned}
 \text{res}U_{\text{вих}}(p_1) \cdot e^{p_1 t} &= \frac{F \cdot e^{p_1 t}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0}}; \\
 \text{res}U_{\text{вих}}(p_2) \cdot e^{p_2 t} &= \frac{F \cdot e^{p_2 t}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau}}}; \\
 \text{res}U_{\text{вих}}(p_3) \cdot e^{p_3 t} &= \frac{F \cdot e^{p_3 t}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau}}}.
 \end{aligned}$$

Похідна знаменника рівняння (2.46) має вигляд

$$\begin{aligned}
 \frac{dQ(p)}{dp} &= \frac{d[(p - j\omega_0) \cdot (1 + 2\alpha\tau p + \tau^2 p^2)]}{dp} = \\
 &= \frac{d[\tau^2 p^3 + 2\alpha\tau p^2 + p - j\omega_0 p^2 \tau^2 - j2\omega_0 \alpha \tau p - j\omega_0]}{dp} = \\
 &= 3\tau^2 p^2 + 4\alpha\tau p + 1 - j2\omega_0 \tau^2 p - j2\omega_0 \alpha \tau,
 \end{aligned}$$

При підстановці значення полюсів отримаємо:

$$\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0} = 3\tau^2 p^2 + 4\alpha\tau p + 1 - j2\omega_0\tau^2 p - j2\omega_0\alpha\tau \Big|_{p=j\omega_0} = -\omega^2\tau^2 + j2\alpha\omega\tau,$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{\alpha-\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}} &= 3\tau^2 p^2 + 4\alpha\tau p + 1 - j2\omega_0\tau^2 p - j2\omega_0\alpha\tau \Big|_{p=-\frac{\alpha-\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}} = \\ &= 2\alpha^2 - 2\alpha\sqrt{\alpha^2-1} - 2 - j2\omega\tau\sqrt{\alpha^2-1}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=-\frac{\alpha+\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}} &= 3\tau^2 p^2 + 4\alpha\tau p + 1 - j2\omega_0\tau^2 p - j2\omega_0\alpha\tau \Big|_{p=-\frac{\alpha+\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}} = \\ &= 2\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{\alpha^2-1} - 2 + j2\omega\tau\sqrt{\alpha^2-1}. \end{aligned}$$

Тоді

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих}}(t) &= \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j\omega_0 t}}{(-\omega_0^2\tau^2 + j2\alpha\omega_0\tau)} + \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{p_2 t}}{(2\alpha^2 - 2\alpha\sqrt{\alpha^2-1} - 2 - j2\omega_0\tau\sqrt{\alpha^2-1})} + \\ &+ \frac{U_m \cdot K_0 \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{p_3 t}}{(2\alpha^2 + 2\alpha\sqrt{\alpha^2-1} - 2 + j2\omega_0\tau\sqrt{\alpha^2-1})}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Рівняння (2.48) приводимо до спільного знаменника:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих}}(t) &= U_m \cdot K_0 \times \\ &\times \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \cdot [I + jK] + e^{p_2 t} \cdot e^{j\phi_0} \cdot [L + jM] + e^{p_3 t} \cdot e^{j\phi_0} \cdot [N + jP]}{Q + jR}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

де  $I, K, L, M, N, P, Q, R$  – коефіцієнти;

$$I = 4 - 4\alpha^2 + 4\alpha^2\omega_0^2\tau^2 - 4\omega_0^2\tau^2;$$

$$K = -8\alpha^3\omega_0\tau + 8\alpha\omega_0\tau;$$

$$L = -2\alpha^2\omega_0^2\tau^2 - 6\alpha\omega_0^2\tau^2\sqrt{\alpha^2-1} + 2\omega_0^2\tau^2;$$

$$M = 4\alpha^3\omega_0\tau + 4\alpha^2\omega_0\tau\sqrt{\alpha^2-1} - 4\alpha\omega_0\tau - 2\omega_0^3\tau^3\sqrt{\alpha^2-1};$$

$$N = -2\alpha^2\omega_0^2\tau^2 + 6\alpha\omega_0^2\tau^2\sqrt{\alpha^2-1} + 2\omega_0^2\tau^2;$$

$$P = 4\alpha^3\omega_0\tau - 4\alpha^2\omega_0\tau\sqrt{\alpha^2-1} - 4\alpha\omega_0\tau + 2\omega_0^3\tau^3\sqrt{\alpha^2-1};$$

$$Q = 16\alpha^4\omega^2\tau^2 + 8\alpha^3\omega^3\tau^3 - 12\alpha^2\omega^2\tau^2 - 8\alpha\omega^3\tau^3 - 4\omega^2\tau^2;$$

$$R = 16\alpha^3\omega_0^3\tau^3 - 16\alpha\omega_0^3\tau^3 - 8\alpha^3\omega_0\tau + 8\alpha\omega_0\tau.$$

При перемноженні чисельника та знаменника рівняння (2.49) на змінну



$(Q - jR)$ , комплексно спряжене знаменнику, отримаємо рівняння:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вух}}(t) &= U_m \cdot K_0 \cdot \left( \frac{e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \cdot ([I \cdot Q + K \cdot R] + j[K \cdot Q - I \cdot R])}{(Q + jR) \cdot (Q - jR)} + \right. \\ &+ \left. \frac{e^{p_2 t} \cdot e^{j\phi_0} \cdot ([L \cdot Q + M \cdot R] + j[M \cdot Q - L \cdot R]) + e^{p_3 t} \cdot e^{j\phi_0} \cdot ([N \cdot Q + P \cdot R] + j[P \cdot Q - N \cdot R])}{(Q + jR) \cdot (Q - jR)} \right) = \\ &= \frac{U_m \cdot K_0}{(Q^2 + R^2)} \cdot \left\{ e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \cdot ([I \cdot Q + K \cdot R] + j[K \cdot Q - I \cdot R]) + \right. \\ &+ \left. e^{p_2 t} e^{j\phi_0} ([LQ + MR] + j[MQ - LR]) + e^{p_3 t} e^{j\phi_0} ([NQ + PR] + j[PQ - NR]) \right\}. \quad (2.50) \end{aligned}$$

При врахуванні  $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ , рівняння (2.50) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вух}}(t) &= \frac{U_m \cdot K_0}{Q^2 + R^2} \cdot \{ [(I \cdot Q + K \cdot R) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) - (K \cdot Q - I \cdot R) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0)] + \\ &+ e^{\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(L \cdot Q + M \cdot R) \cdot \cos(\phi_0) - (M \cdot Q - L \cdot R) \cdot \sin(\phi_0)] + \\ &+ e^{\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(N \cdot Q + P \cdot R) \cdot \cos(\phi_0) - (P \cdot Q - N \cdot R) \cdot \sin(\phi_0)] + \\ &+ j[(I \cdot Q + K \cdot R) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) + (K \cdot Q - I \cdot R) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0)] + \\ &+ e^{\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(L \cdot Q + M \cdot R) \cdot \sin(\phi_0) + (M \cdot Q - L \cdot R) \cdot \cos(\phi_0)] + \\ &+ e^{\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(N \cdot Q + P \cdot R) \cdot \sin(\phi_0) + (P \cdot Q - N \cdot R) \cdot \cos(\phi_0)]. \quad (2.51) \end{aligned}$$

З формули (2.51) визначимо аргумент функції  $\dot{i}_{\text{вух}}(t)$

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \arctg \left[ \frac{(I \cdot Q + K \cdot R) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) + (K \cdot Q - I \cdot R) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) +}{(I \cdot Q + K \cdot R) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) - (K \cdot Q - I \cdot R) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) +} \right. \\ &+ e^{\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(L \cdot Q + M \cdot R) \cdot \sin(\phi_0) + (M \cdot Q - L \cdot R) \cdot \cos(\phi_0)] + \\ &+ e^{\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\tau} t} \cdot [(L \cdot Q + M \cdot R) \cdot \cos(\phi_0) - (M \cdot Q - L \cdot R) \cdot \sin(\phi_0)] + \end{aligned}$$

$$\left. \frac{+e^{-\frac{\alpha+\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}t} \cdot (N \cdot Q + P \cdot R) \cdot \sin(\phi_0) + (P \cdot Q - N \cdot R) \cdot \cos(\phi_0)}{+e^{-\frac{\alpha+\sqrt{\alpha^2-1}}{\tau}t} \cdot (N \cdot Q + P \cdot R) \cdot \cos(\phi_0) - (P \cdot Q - N \cdot R) \cdot \sin(\phi_0)} \right] = \operatorname{arctg} \left[ \frac{Y}{X} \right]. \quad (2.52)$$

При врахуванні виразу (2.19) та виразу (2.52), отримаємо часове положення характерних точок інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями

$$t_{\text{вих}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \operatorname{arctg} \left[ \frac{Y}{X} \right] \right\}. \quad (2.53)$$

При вираховуванні виразу (2.7) та виразу (2.20), отримаємо рівняння для динамічної похибки часового здвигу у випадку фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями

$$\Delta t_{\text{nc}} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \operatorname{arctg} \left[ \frac{Y}{X} \right] - \omega_0 t - \phi_0 + \operatorname{arctg} \left[ \frac{2\alpha\omega_0\tau}{1 - \omega_0^2\tau^2} \right] \right\}. \quad (2.54)$$

Нормована до періоду динамічна похибка часового здвигу  $\gamma_t$  вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації визначається з формули (2.22), де  $\Delta t_{\text{nc}}$  – динамічна похибка часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації яка визначається з рівняння (2.54).

Теоретичні та експериментальні дослідження нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу, проведені для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями та різними значеннями коефіцієнта загасання контуру  $\alpha$ . На рисунку 2.14, представлені теоретичні залежності нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу, які показують, що для значень  $\alpha$  в діапазоні від 0 до 0,707 похибка носить згасаючий характер і має від'ємний знак для всіх значень  $t$ . Для значень  $\alpha > 0,707$  похибка носить згасаючий, коливальний характер і зростає із збільшенням значень  $\alpha$ , а в момент часу  $t = 0$  похибка стає максимальною при значенні  $\gamma_t = 0,25$  для всіх значень  $\alpha$ .

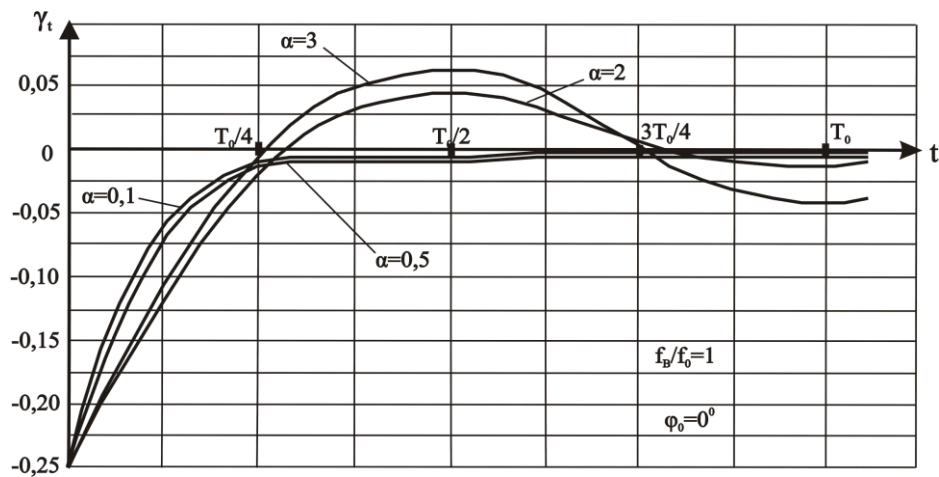


Рисунок 2.14 – Теоретичні залежності нормованої до періоду динамічної похибки часового здвигу від часу фіксації для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями

Теоретичні дослідження проводились для випадку відношення частот  $\frac{f_e}{f_0} = 1$ , де  $f_0$  – частота вхідного інформативного сигналу,  $f_e = \frac{1}{2\pi\tau}$  – верхня частота вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Теоретичні дослідження нормованої динамічної похибки часового здвигу для випадку фіксації часового здвигу опорного сигналу та інформативного сигналу, по точках «нуль-переходів»  $|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{нс}^0}{T_0} \right|$  і по екстремальних значеннях інформативних сигналів  $|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{нс}^{ext}}{T_0} \right|$ , які проведені для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями, показують, що для зменшення динамічної похибки часового здвигу необхідно, щоб коефіцієнт згасання контуру наближався до значення 0,707. Покращення при цьому для похибки  $|\gamma_{t1}^0|$  у випадку  $\alpha = 2$  в порівнянні з  $\alpha = 3$  складає 1.52, а у випадку  $\alpha = 0,5$  в порівнянні з  $\alpha = 0,1$  складає 2.18.

## 2.7 Динамічні похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з запізненням

Передатна характеристика вузлів радіовимірювальних перетворювачів інформації таких, як обчислювач, аналого-цифровий перетворювач, логічні елементи в комплексному вигляді описується виразом:

$$\dot{K}(j\omega) = e^{-j\omega\tau_3}, \quad (2.55)$$

де  $\tau_3$  – час запізнення.

При підстановці виразу (2.3) і виразу (2.10) у рівняння (2.11), отримаємо відношення для зображення інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі вузлів, таких як обчислювач, аналого-цифровий перетворювач, логічний елемент

$$U_{\text{вих}}(p) = \frac{U_m \cdot e^{-p\tau_3} \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0)} = \frac{U_m \cdot e^{j\phi_0}}{(p - j\omega_0) \cdot e^{p\tau_3}} = \frac{F}{Q(p)}. \quad (2.56)$$

Знайдемо полюси рівняння (2.56), у вигляді коренів рівняння  $Q(p) = 0$

$$Q(p) = (p - j\omega_0) \cdot e^{p\tau_3} = 0,$$

тоді

$$p - j\omega_0 = 0,$$

$$p = j\omega_0.$$

При використанні загальної форми теореми розкладання для випадку простих коренів [32], знаходимо оригінал інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі обчислювача, логічного елемента та аналого-цифрового перетворювача у вигляді суми залишків

$$\dot{u}_{\text{вих}}(t) = \text{res}U_{\text{вих}}(p) \cdot e^{pt}, \quad (2.57)$$

де

$$\text{res}U_{\text{вих}}(p) \cdot e^{pt} = \frac{F \cdot e^{pt}}{\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0}}.$$

Похідна знаменника рівняння (2.56) описується виразом

$$\frac{dQ(p)}{dp} = \frac{d[(p - j\omega_0) \cdot e^{p\tau_3}]}{dp} = e^{p\tau_3} + (p - j\omega_0) \cdot \tau_3 \cdot e^{p\tau_3},$$

При підстановці значення полюсів отримаємо:

$$\left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=j\omega_0} = e^{j\omega_0\tau_3}.$$

Тоді

$$\dot{i}_{\text{вих}}(t) = \frac{U_m \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j\omega_0 t}}{e^{j\omega_0\tau_3}} = U_m \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j\omega_0 t} \cdot e^{-j\omega_0\tau_3} = U_m \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 - j\omega_0\tau_3)} \quad (2.58)$$

При врахуванні  $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ , рівняння (2.58) можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{\text{вих}}(t) &= U_m \cdot \{ \cos(\omega_0 t + \phi_0 - \omega_0\tau_3) + j \sin(\omega_0 t + \phi_0 - \omega_0\tau_3) \} = \\ &= U_m \cdot \{ \cos(\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0) + j \sin(\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0) \}. \end{aligned}$$

З рівняння (2.58) отримаємо аргумент функції  $\dot{i}_{\text{вих}}(t)$

$$\phi(t) = \arctg \left[ \frac{\sin(\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0)}{\cos(\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0)} \right] = (\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0). \quad (2.59)$$

При врахуванні виразу (2.19) та виразу (2.59), отримаємо часове положення характерних точок інформативного сигналу на виході фізико-математичної моделі обчислювача, логічного елемента та аналого-цифрового перетворювача

$$t_{\text{вих}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot (\omega_0 \cdot [t - \tau_3] + \phi_0) = t - \tau_3 + \frac{\phi_0}{\omega_0}.$$

При врахуванні виразу (2.7) та виразу (2.20), отримаємо рівняння для динамічної похибки часового здвигу у випадку фізико-математичної моделі обчислювача, логічного елемента та аналого-цифрового перетворювача

$$\Delta t_{\text{нс}} = t_{\text{вих}} - t_{\text{вх}} - \Delta t_{\text{см}} = \left( t - \tau_3 + \frac{\phi_0}{\omega_0} \right) - (-\tau_3) - \left( t + \frac{\phi_0}{\omega_0} \right) = t - \tau_3 + \frac{\phi_0}{\omega_0} + \tau_3 - t - \frac{\phi_0}{\omega_0} = 0. \quad (2.60)$$

Таким чином, вимірювальний канал радіовимірювальних перетворювачів інформації, поданий у вигляді ланцюга запізнення не вносить динамічну похибку часового здвигу у результати вимірювань.

## 2.8 Динамічні похибки у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації з мінімальним відношенням сигнал–шум

Теоретичні та експериментальні дослідження динамічної похибки часового здвигу вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації були проведені за припущення, що на входах вимірювальних каналів відсутні шуми, але дія шумів, які містять самі досліджувані сигнали, і власні шуми вимірювальних каналів, що накладаються на сигнал, викликає значні похибки вимірювання. Якщо не використовувати спеціальні заходи, значні похибки та здвиги можуть мати місце навіть при незначних відношеннях сигнал–шум. Виходячи з вище сказаного, є доцільним проведення теоретичних та експериментальних досліджень статистичних характеристик інформативного сигналу в умовах дії шуму, а також визначення на цій основі максимальних значень похибок, при мінімально допустимих відношеннях сигнал–шум.

Для різних відношень смуг шуму і частоти інформативного сигналу у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації можна виділити два випадки: випадок вузькосмугових шумів (див. рисунок 2.15).

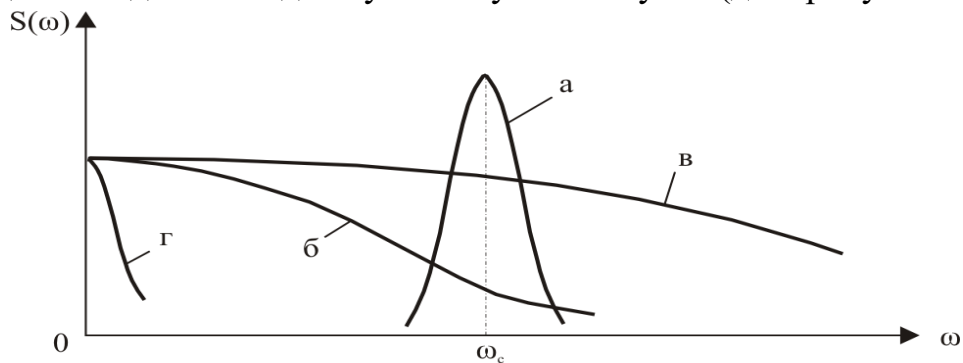


Рисунок 2.15 – Енергетичні спектри вузькосмугових (а, г) та широкосмугових (б, в) шумів у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації

Коли на вхід вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації діє сума  $\eta(\psi)$  сигналу і шуму, де шум  $\xi(\psi)$  є нормальним стаціонарним процесом з нульовим середнім та функцією автокореляції  $K(\tau) = \sigma^2 R(\tau)$ , а інформативний сигнал  $S(\psi) = A \sin(\omega_c t - \phi_0)$ .

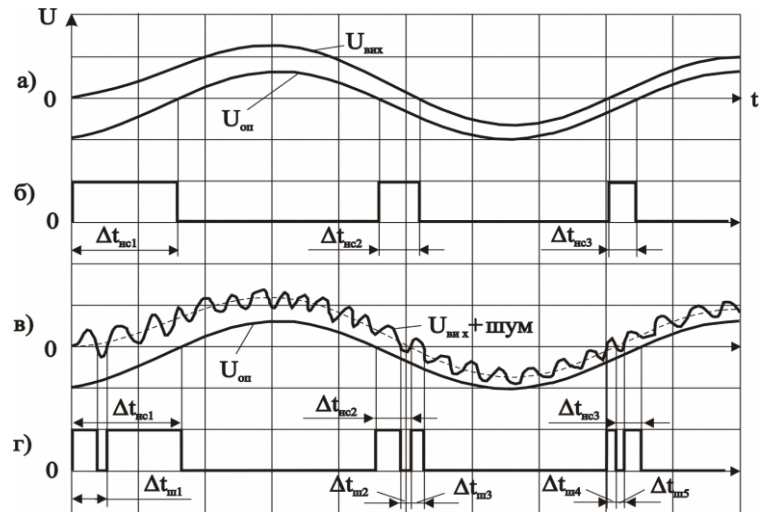


Рисунок 2.16 – Епюри визначення часового зміщення точок «нуль–переходів» у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації

Динамічна похибка часового здвигу у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації при дії на вхід суми сигналу і шуму буде визначатися з формули

$$\Delta t = \Delta t_{нс} \pm \Delta t_{ш},$$

де  $\Delta t_{ш}$  – похибка фіксувань точок «нуль–переходів», яка вноситься шумами у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації.

Розглянемо основні статистичні характеристики суми інформативного сигналу і шуму, що дають змогу аналітично оцінити похибки, які при цьому виникають:

1. Розподіл «нуль–переходів» суми інформативного сигналу і шуму.
2. Середнє за період інформативного сигналу і на будь-якому часовому (фазовому) інтервалі число «нуль–переходів».
3. Розподіл часових (фазових) інтервалів між нулями коливань у вимірювальних каналах радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням кореляції між шумами.

Вид розподілу «нуль–переходів» суми інформативного сигналу і шуму визначається відношенням сигнал–шум  $q = \frac{A}{\sigma}$  і параметром  $m = q \frac{\omega_c}{\omega_l}$ , де  $\omega_l$  –

середньоквадратична частота шуму. За умови коли  $\frac{\omega_l}{\omega_c} \approx 1$  розподіл

визначається виразом

$$W(\varphi - \varphi_0) = \frac{1}{2\pi} \exp\left[-\frac{q^2}{2}\right] + q \frac{\cos(\varphi - \varphi_0)}{\sqrt{2\pi}} F[q \cos(\varphi - \varphi_0)] \exp\left[\frac{-q^2 \sin^2(\varphi - \varphi_0)}{2}\right]. \quad (2.61)$$

Розподіл задовольняє умові нормування  $\int_{-\pi}^{\pi} W(\phi) d\phi = 1$  і може розглядатися в якості щільності ймовірності відхилень «нуль–переходів» [1]. У випадку слабких сигналів  $q \ll 1$  вираз (2.61) приймає вид

$$W(\varphi - \varphi_0) = \frac{1}{2\pi} + \frac{q \cos(\varphi - \varphi_0)}{2\sqrt{2\pi}} + \frac{q^2 \cos^2(\varphi - \varphi_0)}{4\pi} - \frac{q^3 \cos(\varphi - \varphi_0) \sin^2(\varphi - \varphi_0)}{4\sqrt{2\pi}}. \quad (2.62)$$

У випадку сильних сигналів  $q \gg 1$  отримуємо нормальну щільність розподілу «нуль–переходів»

$$W(\phi - \phi_0) = \frac{1}{\sigma_\phi \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma_\phi^2}\right], \quad (2.63)$$

де  $\sigma_\phi^2 = \frac{1}{q^2}$  – дисперсія відхилень «нуль–переходів».

Для широкосмугових шумів  $\frac{\omega_I}{\omega_c} \gg 1$ , вводячи параметр  $m = q \frac{\omega_c}{\omega_I}$  і міняючи  $\phi - \phi_0$  на  $\phi$  з (2.61) отримуємо

$$W(\varphi) = \frac{q}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{q^2 \sin^2 \varphi}{2}\right] \times \left[ \frac{1}{m\sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{-m^2 \cos^2 \varphi}{2}\right] + \cos \varphi \cdot F(m \cos \varphi) \right], \quad (2.64)$$

де  $F(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$  – інтеграл ймовірності.

При значеннях  $q \gg 1$  всі перетини нульового рівня сумою інформативного сигналу і шуму відбуваються в межах лінійної ділянки синусоїди

$$W(\phi) = \frac{q}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{q^2 \phi^2}{2}\right] \cdot \left[ F(m) + \frac{1}{m} F'(m) \right]. \quad (2.65)$$

При виконанні умови  $\omega_I \gg \omega_c$  і  $q \gg 1$  середнє за період інформативного сигналу число позитивних нулів  $N$  повністю визначається величиною



параметра  $m = q \frac{\omega_c}{\omega_l}$ . У випадку дуже широкосмугових шумів  $\frac{\omega_c}{\omega_l} \ll m \ll 1$  маємо

$$(N^+) = \frac{1}{2} + \frac{0,4}{m}; \quad (N^-) = -\frac{1}{2} + \frac{0,4}{m}; \quad N = \frac{0,8}{m}. \quad (2.66)$$

Поведінка фазової характеристики вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації при вузькосмугових шумах визначається функцією розподілу інтегралу між нулями коливань у вимірювальному каналі

$$W(\phi) = \frac{q_e}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2} q_e^2 (\phi - \gamma_0)^2\right], \quad (2.67)$$

де  $q_e = \frac{q_1 q_2}{\sqrt{q_1^2 - 2R_{\epsilon_3}(\gamma_0)q_1 q_2 + q_2^2}}$  – еквівалентне співвідношення сигнал–шум;

$\gamma_0$  – фазовий інтервал між нулями сигналів;  $R_{\epsilon_3}(\gamma_0)$  – взаємний коефіцієнт кореляції флуктуацій «нуль–переходів».

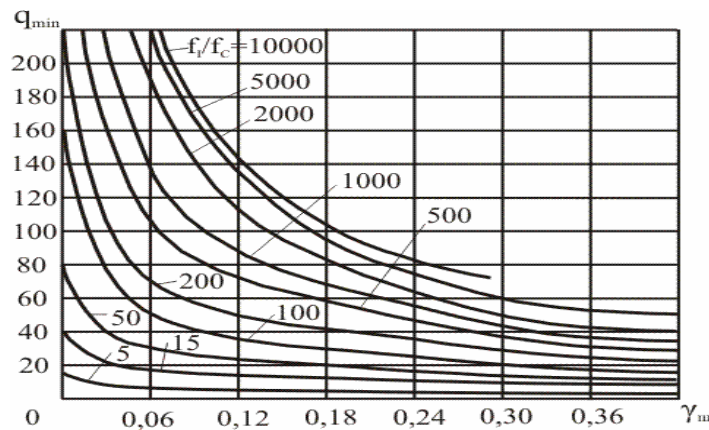


Рисунок 2.17 – Теоретичні залежності максимально допустимої похибки  $\gamma_{\max}$  від мінімального допустимого відношення сигнал–шум

На підставі вище наведеної математичної моделі побудована залежність максимально допустимої похибки  $\gamma_{\max} = \frac{\Delta t_{\max}}{T_0}$  від мінімально допустимого відношення сигнал–шум  $q_{\min}$  при різних  $f_l / f_c$  (див. рисунок 2.17). Отримані залежності дозволяють по заданій похибці  $\gamma$  визначити допустиме мінімальне відношення сигнал–шум при заданому співвідношенні середньоквадратичної

частоти шуму та частоти інформативного сигналу. Аналіз залежностей представлених на рисунку 2.17, показують, що із збільшенням смуги шуму, який діє на вхід вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації, необхідно забезпечувати більше співвідношення сигнал–шум для заданої похибки.

## 2. 9 Висновки до розділу

Розглянуті математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового здвигу. Вимірювальні канали фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації, можуть бути вузькосмуговими, широкосмуговими, а також з зворотним зв'язком. До вимірювальних каналів з зворотним зв'язком відносяться вимірювачі компенсаційного типу, системи ФАП, ФАПЧ, АРП. Для визначення та дослідження динамічних похибок часового здвигу вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації розглянуті та досліджені декілька математичних моделей: модель широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу – аперіодична ланка 1–го порядку; математична модель динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами; математична модель динамічних похибок часового здвигу вимірювального каналу зі зворотним зв'язком; математична модель динамічних похибок часового здвигу вимірювального каналу з запізненням; математична модель динамічних похибок у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації з мінімальним відношенням сигнал–шум.

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями, показують, що для зменшення динамічної похибки часового здвигу необхідно, щоб коефіцієнт згасання контуру наближався до значення 0,707. Покращення при цьому для похибки  $|\gamma_{n1}^0|$  у випадку  $\alpha = 2$  в порівнянні з  $\alpha = 3$  складає 1.52, а у випадку  $\alpha = 0,5$  в порівнянні з  $\alpha = 0,1$  складає 2.18.

### 3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ

#### 3.1 Вибір та обґрунтування структурної схеми пристрою для дослідження динамічних характеристик

На основі аналізу пристроїв для зняття динамічних вольт-амперних характеристик напівпровідникових приладів вибрано наступний метод вимірювання динамічних характеристик. Розглянемо спрощену функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик, представлену на рисунку 3.1. Основними вузлами приладу є: джерело живлення колекторного ланцюга, генератор ступінчатої напруги або струму, підсилювач індикаторний по вертикалі та підсилювач індикаторний по горизонталі.

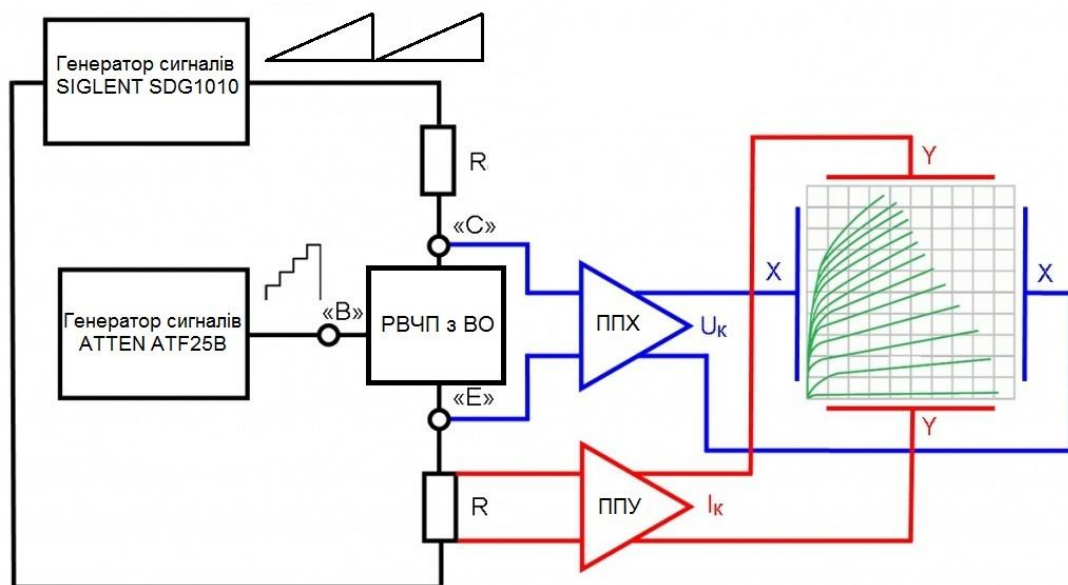


Рисунок 3.1 – Спрощена функціональна схема пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик

При використанні мікроконтролера дозволить мінімізувати апаратні затрати такого вимірювача, при цьому він буде виконувати вимірювання та обробку даних за допомогою своїх апаратно-програмних ресурсів. Також застосування мікроконтролера дозволяє значно спростити електричну схему, та зменшити розміри приладу. Запропоновано блок схему пристрою на основі мікроконтролера для зняття динамічних вольт-амперних характеристик, яка

представлена на рисунку 3.2.

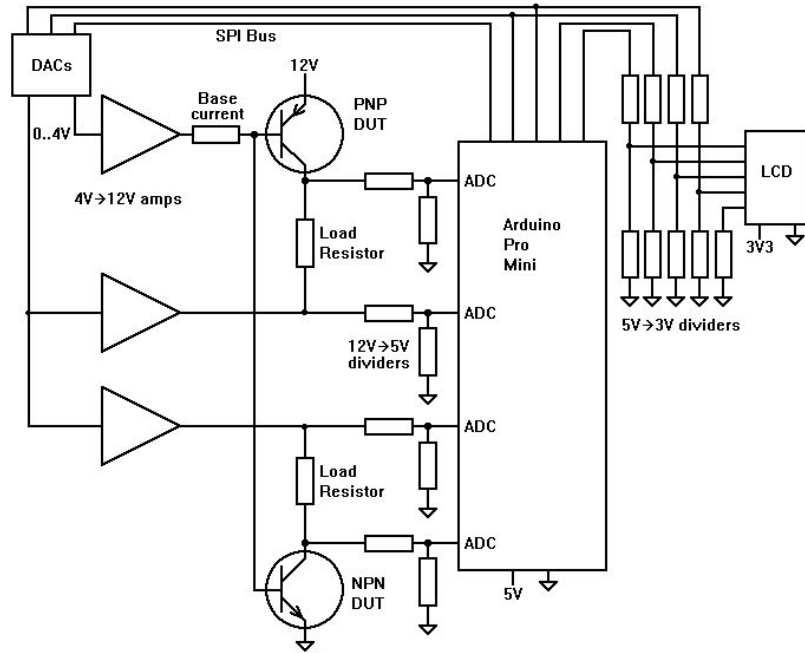


Рисунок 3.2 – Блок схема пристрою на основі мікроконтролера для зняття динамічних вольт-амперних характеристик

### 3.2 Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик

Для розуміння роботи приладу для зняття динамічних вольт-амперних характеристик розглянемо принцип роботи для транзисторів n-p-n типу. Для побудови графіку напруги між колектором та емітером (вісь x  $V_{ce}$ ) та струму, що входить в колектор (вісь y -  $I_c$ ). Пристрій буде промальовувати одну лінію для кожного базового струму ( $I_b$ ) - наприклад,  $0\mu A$ ,  $50\mu A$ ,  $100\mu A$  та ін.

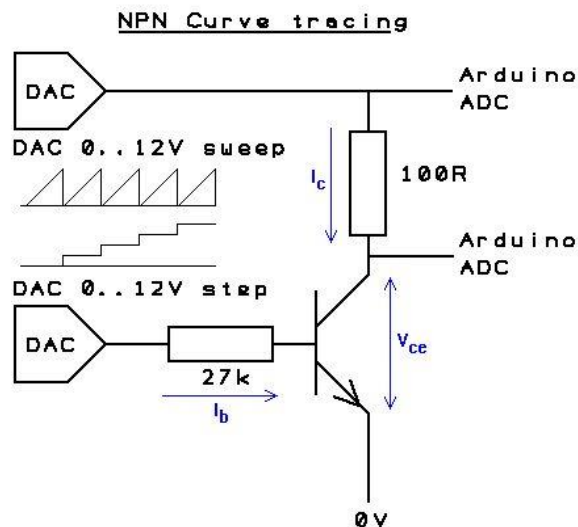


Рисунок 3.3 – Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик транзисторів n-p-n типу

Вимірювач динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації, по принципу роботи можна розділити на декілька підходів до вимірювання: з керуванням по струму; керуванням напругою. Тому можна розглянути принцип роботи вимірювача як для біполярних транзисторів n-p-n типу, p-n-p типу, n-канальних та р-канальних МДН транзисторів. Розглянемо принцип роботи на прикладі біполярних транзисторів n-p-n типу, який підключений до 0 В, а колектор підключений до 100-омного резистора навантаження і далі до напруги, що повільно зростає. ЦАП, контрольований мікроконтролером Arduino, піднімає тестову напругу від 0В до 12 В (або до тих пір, поки струм через резистор навантаження не досягне 50 мА). За допомогою 16 розрядного АЦП вимірюємо напругу між колектором та емітером та напругою через резистор навантаження та передаємо результати вимірювань на мікроконтролер Arduino. Даний цикл повторюється для кожного базового струму. Базовий струм генерується другим ЦАП від 0 В до 12 В та 27 кОм резистором. ЦАП виробляє 0 В, 1.35В (50  $\mu$ А), 2.7 В (100  $\mu$ А), 4.05 В (150 $\mu$ А) та ін. (див. рисунок 3.3). Дана напруга повинна бути вищою за напругу  $V_{be}$ , тобто вищою за 0.7 В.

Для біполярних транзисторів p-n-p типу, емітер підключений до 12 В, а колектор підключається до резистора навантаженням 100 Ом, а потім до напруги, яка повільно зменшується від 12 В до 0 В. Базовий струм ЦАП знижується від 12 В (див. рисунок 3.4).

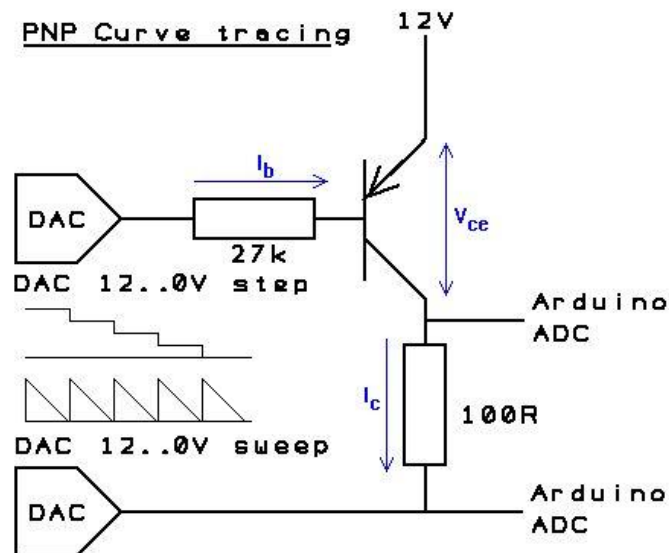


Рисунок 3.4 – Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик транзисторів p-n-p типу

Для n-канального МДН транзистора, принцип вимірювання практично аналогічний біполярному n-p-n транзистору, тільки керування і вимірювання відбувається по напрузі. Джерело підключено до 0 В, навантажувальний

резистор підключений до стоку і до напруги, що піднімається від 0 В до 12 В. ЦАП, який контролює базовий струм, тепер контролює напругу затвора та кроки 0В, 1В, 2В і тд. (див. рисунок 3.5).

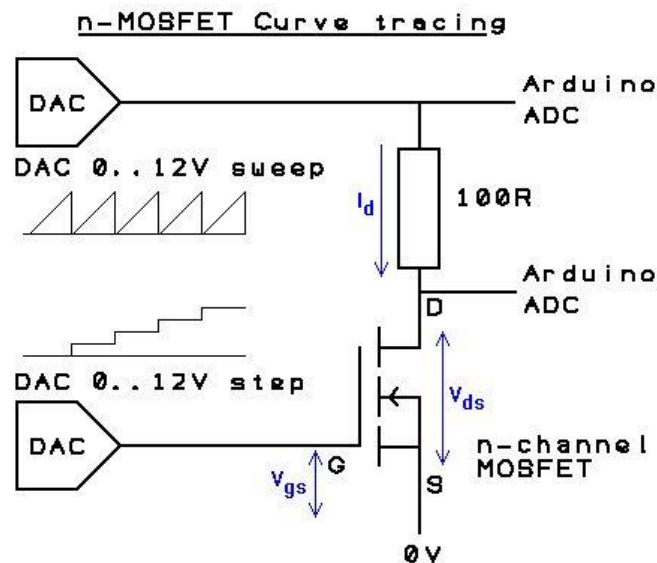


Рисунок 3.5 – Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик n-канальних МДН транзисторів

Для n-канального МДН транзистора, принцип вимірювання практично аналогічний біполярному р-п-р транзистору, тільки керування і вимірювання відбувається по напрузі. Джерело підключено до 12 В, навантажувальний резистор підключений до каналу МДН транзистора та до напруги, що зменшується від 12 В до 0 В. ЦАП, який контролює базовий струм, тепер контролює напругу затвора та кроки 5 В, 4 В, 3 В, 2 В і тд. (див. рисунок 3.6).

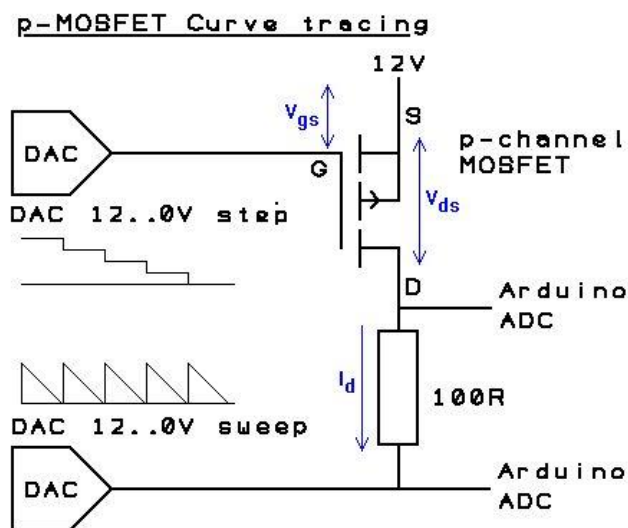


Рисунок 3.6 – Принцип вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик p-канальних МДН транзисторів

### 3.3 Дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації

Розглянемо схему радіовимірювального частотного перетворювача фізичних величин. Електрична схема перетворювача показана на рисунку 3.7. Даний пристрій представляє собою інтегральну схему, яка складається з чотирьох біполярних транзисторів з однаковими типами провідності, що створює передумови створення радіовимірювального перетворювача інформації.

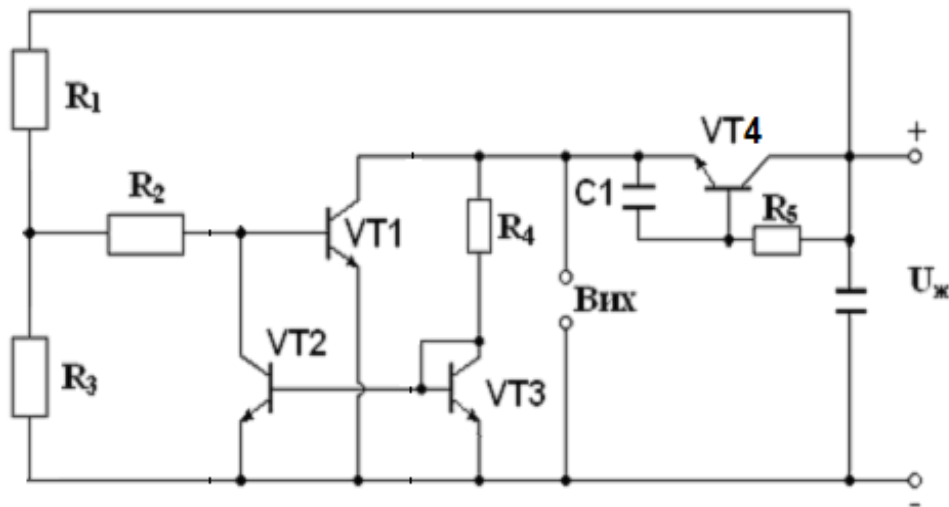


Рисунок 3.7 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній транзисторній структурі з активним індуктивним елементом

На електродах колектор-емітер транзисторів VT1 і VT2 існує повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна носить ємнісний характер. Підключення активної індуктивності до колектора VT1 створює коливальний контур, втрати енергії в якому компенсуються від'ємним опором [2, 3]. Таким чином, резонансна частота коливального контуру залежить від дії фізичних величин на чутливі біполярні транзистори.

На рисунку 3.8 представлено сімейство динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних частотних перетворювачів фізичних величин на біполярній транзисторній структурі з активним індуктивним елементом.

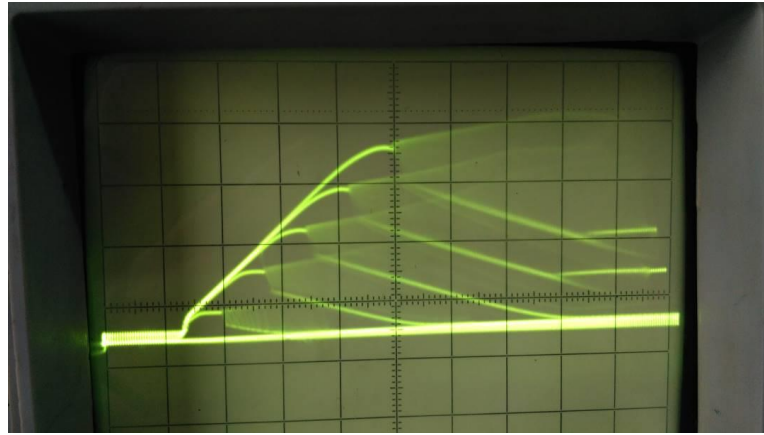


Рисунок 3.8 – Сімейство динамічних вольт-амперних характеристик

Розглянемо наступну схему радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором. Транзистори зі структурою МДН широко застосовуються в мікроелектроніці завдяки своїм перевагам, вони мають гарні електричні характеристики, підвищену надійність, відсутність додаткової ізоляції [40–46]. Розроблено радіовимірювальний частотний мікроелектронний перетворювач. Схема перетворювача складається з двостокового МДН тензотранзистора та двозатворного МДН транзистора. Активна складова повного опору на електродах стік-стік транзисторів VT1 і VT2 має від'ємне значення, а реактивна складова має ємнісний характер. Підключення зовнішньої індуктивності до електродів стік-стік транзисторів VT1 і VT2 дозволяє створити коливальну систему радіовимірювального перетворювача інформації, частота генерації якого залежить від зміни вимірюваної фізичної величини (див. рисунок 3.9) [40–46].

Сімейство вольт-амперних характеристик радіовимірювального перетворювача інформації на основі двостокового МДН тензотранзистора в динамічному режимі представлено на рисунку 3.10.

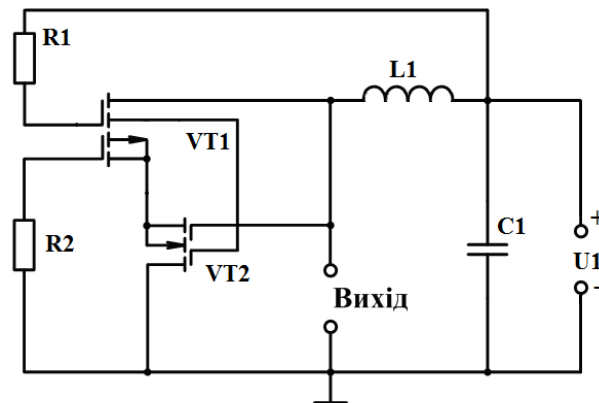


Рисунок 3.9 – Схема радіовимірювального перетворювача інформації



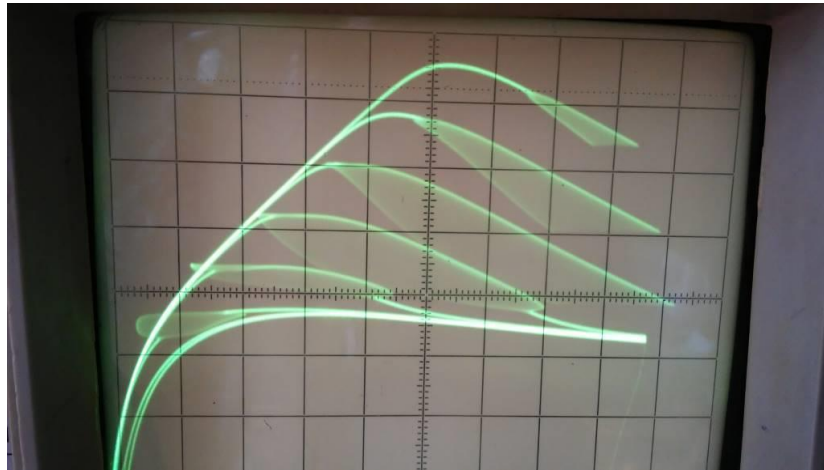


Рисунок 3.10 – Сімейство динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювального перетворювача інформації на основі двостокового МДН транзистора

Розглянемо наступну схему радіовимірювального перетворювача інформації, який складається з МДН та біполярного транзисторів (див. рисунок 3.11). Активна складова повного опору на електродах стік-колектор транзисторів VT1 і VT2 має від'ємне значення, а реактивна складова має ємнісний характер. Підключення зовнішньої індуктивності до електродів стік-колектор транзисторів VT1 і VT2 дозволяє створити генератор електричних коливань, частота генерації якого залежить від зміни фізичних величин. Вольт-амперна характеристика в динамічному режимі наведена на рисунку 3.12.

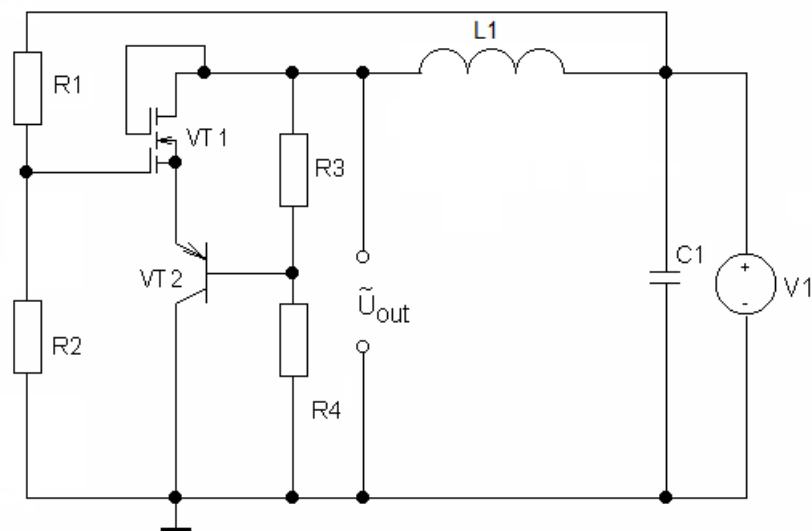


Рисунок 3.11 – Схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН транзистора та біполярного транзистора

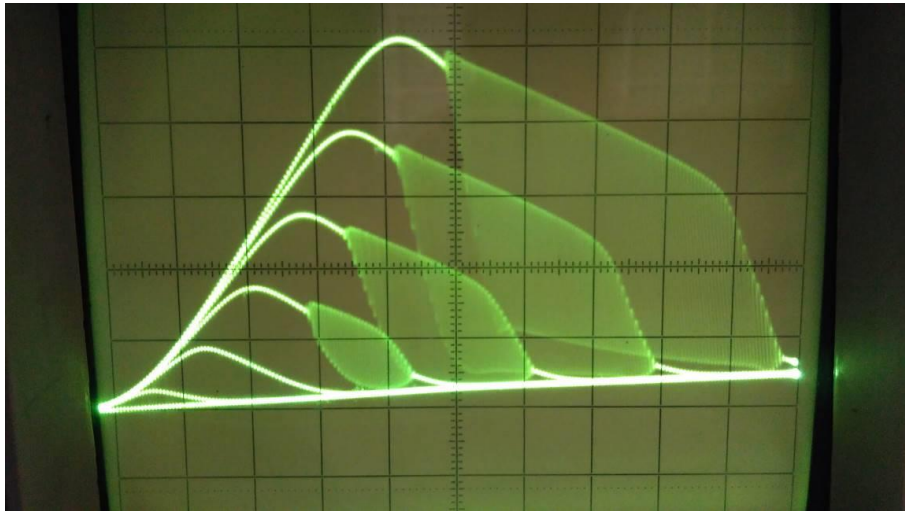


Рисунок 3.12 – Сімейство вольт-амперних характеристик радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН транзистора та біполярного транзистора

Для покращення чутливості радіовимірювальних перетворювачів інформації та виготовлення повністю в інтегральному вигляді запропоновано схемотехнічне рішення радіовимірювального частотного мікроелектронного перетворювача фізичних величин з активним індуктивним елементом [42]. Схема радіовимірювального частотного перетворювача інформації представлена на рисунку 3.13. Вона представляє собою інтегральну схему, яка складається з біполярного і польового транзисторів, що дозволяє створити автогенераторний пристрій. Коливальний контур пристрою утворений на основі еквівалентної ємності повного опору на електродах стоку польового транзистора VT1 і емітера біполярного транзистора VT2 і активної індуктивності на основі транзистора VT3 з фазозсувною ланкою на R5C1 [3]. Вольт-амперна характеристика пристрою в динамічному режимі представлена на рисунку 3.14.

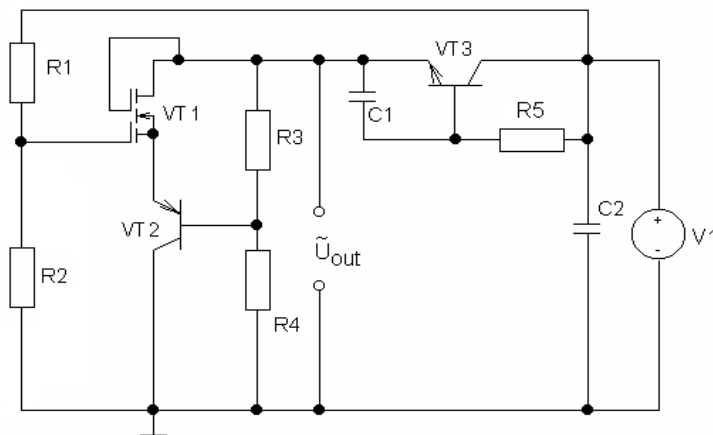


Рисунок 3.13 – Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача інформації з активним індуктивним елементом

Виникнення індуктивних властивостей у біполярних транзисторних структурах пов'язане з кінцевою швидкістю руху носіїв заряду в базовій області транзистора. Інформативний сигнал, який прикладений до емітеру транзистора, не може з'явитися на колекторному переході транзистора, поки носії заряду проходять базу транзистора, у результаті чого виникає затримка в часі, що одержала назву часу прольоту носіїв заряду. Таким чином, струм колектора біполярного транзистора відстає в часі від напруги на емітері біполярного транзистора, що викликало цей струм, що відповідає індуктивній реакції на електродах емітер-колектор біполярного транзистора [2, 3].

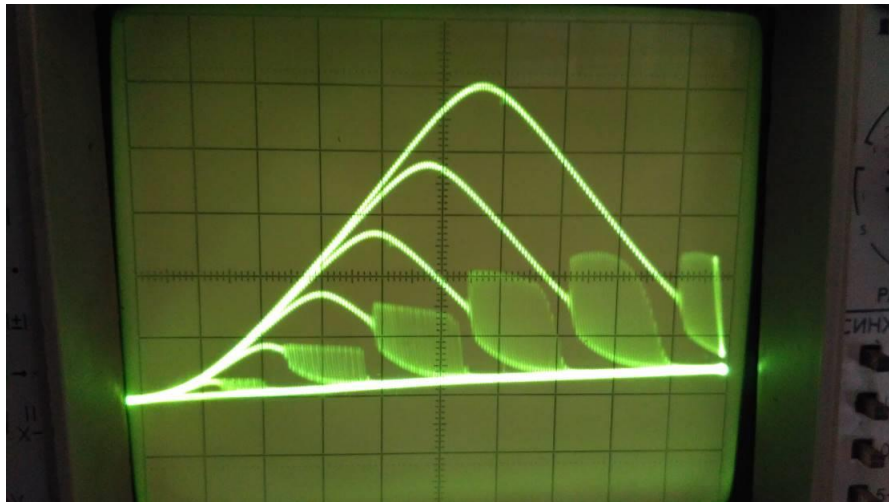


Рисунок 3.14 – Сімейство вольт-амперних характеристик радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН транзистора та біполярного транзистора з активним індуктивним елементом

На електродах стік-колектор транзисторів VT1 і VT2 існує повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер [2, 3]. Підключення активної індуктивності на основі транзистора VT3 і послідовного R5C1 – ланцюга до стоку VT1 створює коливальний контур, втрати енергії в якому компенсуються за рахунок від'ємного диференційного опору.

### 3.4 Висновки до розділу

Розроблено функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації. Розглянуто принципи вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі мікроконтролера.

Проведені експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації: на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом; на основі біполярно-польової транзисторної структури з активним елементом; радіовимірювальний перетворювач інформації на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором; на основі біполярно-польової транзисторної структури з пасивною індуктивністю.

## 4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ

### 4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів заносимо до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Результати оцінювання комерційного успіху дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Критерії	Експерти		
	Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
	Бали, виставлені експертами		
1	1	2	2
2	2	3	2
3	3	4	3
4	2	3	3
5	1	2	1
6	2	3	3
7	3	4	3
8	2	3	2
9	1	2	2
10	2	2	2
11	3	2	3

Продовження таблиці 4.1

12	1	2	1
Сума балів	23	32	27
Середньоарифметична сума балів, СБ	27		

За даними таблиці 4.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки [47]

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

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашого дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів – середній.

#### 4.2 Визначення рівня якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Оцінювання рівня якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення.

Рівень якості – це кількісна характеристика міри придатності певного виду продукції для задоволення конкретного попиту на неї при порівнянні з відповідними базовими показниками за фіксованих умов споживання.

Абсолютний рівень якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій,

які повинні реалізовувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивості інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Основні параметри дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

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

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою [47]:

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{ні} \cdot a_i, \quad (4.1)$$

де  $P_{ні}$  – числове значення  $i$ -го параметра інноваційного рішення,  $n$  – кількість параметрів інноваційного рішення, що прийняті для оцінювання,  $a_i$  – коефіцієнт вагомості відповідного параметра (сума коефіцієнтів вагомості всіх параметрів повинна дорівнювати 1).

Отже, абсолютний рівень якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів становитиме – 4,2 бали.

Одночасно визначаємо відносний рівень якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, що виробляється (проектується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 4.4).

Таблиця 4.4 – Основні параметри дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання	2	4	2	0,1
Кількість вимірювальних каналів	2	5	2,5	0,1
Діапазон вимірювання	10	20	2	0,7
Відносна похибка	3	3	1	0,1

Відносний рівень якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів визначаємо за формулою:

$$K_{я.в.} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (4.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів становитиме – 1,95. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 95% від товару-аналога.

#### 4.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

У найширшому розумінні конкурентоспроможність товару – це можливість його успішного продажу на певному ринку і в певний проміжок часу. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Для того, щоб високоякісний товар був одночасно і конкурентоспроможним, він має відповідати критеріям оцінювання споживачів конкретного ринку в конкретний час.

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 4.5.



Таблиця 4.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Точність вимірювання	2	4	2	0,1
Кількість вимірювальних каналів	2	5	2,5	0,1
Діапазон вимірювання	10	20	2	0,7
Відносна похибка	3	3	1	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	10000	9500	0,95	-

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

$$K = \frac{I_{т.п.}}{I_{е.п.}} = \frac{1,95}{0,95} = 2,05, \quad (4.3)$$

де  $I_{т.п.}$  – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення);  $I_{е.п.}$  – індекс економічних параметрів [48].

$$I_{е.п.} = \frac{P_{Неі}}{P_{Беі}} = \frac{9500}{10000} = 0,95, \quad (4.4)$$

де  $P_{Неі}$ ,  $P_{Беі}$  – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів [48].

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 2,0. Це означає, що наша дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів більш конкурентна на 105% від товару-аналога.

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

##### 4.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

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

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.5)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн. [49].

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

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	10000	454,5	15	6817,5
Інженер-програміст	5000	227,3	15	3410
Консультанти	5000	227,3	10	2273
Всього:				10500,5

Основна заробітна плата робітників  $Z_p$ , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою [49]:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (4.7)$$

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

число робіт по видах та розрядах;  $C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу.  $C_i$  визначається за формулою:

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_r \cdot T_{zm}}, \quad (4.8)$$

де  $M_m$  – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2020 році мінімальна заробітна плата становить – 4723 грн.,  $K_i$  – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду,  $T_r$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_r = 21 \dots 23$  дні;  $T_{zm}$  – тривалість зміни, зазвичай  $T_{zm} = 8$  годин.

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

Таблиця 4.7 - Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників

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

Таблиця 4.8 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудовісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Налагоджувальні	5	4	34,1	1,27	170,5
Складальні	6	4	34,1	1,27	204,6
Механічні	2	3	31,7	1,18	63,4
Заготівельні	3	2	29,3	1,09	87,9
Всього					526,4

Додаткова заробітна плата  $Z_d$  всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_r + Z_o) = 0,1 \cdot (10500,5 + 526,4) = 1103 \text{ грн.} \quad (4.9)$$

Нарахування на заробітну плату  $N_{zp}$  розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою: де  $Z_o$  – основна заробітна плата розробників, грн.;  $Z_r$  – основна заробітна плата робітників, грн.;  $Z_d$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;  $\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне

страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$\begin{aligned} \text{Нзп} &= 0,22 \cdot (\text{Зр} + \text{Зо} + \text{Зд}) = 0,22 \cdot (10500,5 + 526,4 + 1103) = \\ &= 2669 \text{ грн.} \end{aligned} \quad (4.10)$$

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

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

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

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

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

Таблиця 4.9 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК + панель оператора	7000	40	2	467
ПЛК	10000	40	2	667
Інше обладнання	9000	20	1	150
Всього				1284

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

$$M = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \text{ грн}$$

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

матеріалів.

Таблиця 4.10 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Флюс ФКСН	4	0,05	0,2
Каніфоль	11	0,3	3,3
Припій ПОС-61	500	0,1	50
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		61,5	

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

$$K = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \text{ грн}$$

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

Таблиця 4.11 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Сенсори	200	6	1200
Фотодіод	30	3	90
Світодіод	3	15	45
Корпус	200	1	200
Тумблер	15	1	15
Діоди стану	0,5	12	6
Панель оператора	2000	1	2000
Операційний підсилювач	18	10	180
Інтерфейси	70	2	140
Джерело напруги	200	1	200
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		4687,4	

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

$$Ve = V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot Kп, \text{ грн}$$

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

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 700 годин.

Коефіцієнт використання потужності -0,9.

$Ve=529,2$  грн.

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

Інші витрати  $Iв$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто [50]:

$$Iв = 1 \cdot (Zо + Zр) = 1 \cdot (10500,5 + 526,4) = 11027 \text{ грн.} \quad (4.11)$$

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

$$V = 32388 \text{ грн.}$$

4.4.2 Розрахунок загальних витрат на дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

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

$$V_{заг} = \frac{Iв}{\alpha} = \frac{11027}{0,8} = 13784 \text{ грн,} \quad (4.12)$$

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

#### 4.5 Прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{Взаг}{\beta} = \frac{13784}{0,5} = 27568 \text{ грн}, \quad (4.13)$$

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

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то  $\beta \approx 0,1$ ; на стадії технічного проектування, то  $\beta \approx 0,2$ ; на стадії розробки конструкторської документації, то  $\beta \approx 0,3$ ; на стадії розробки технологій, то  $\beta \approx 0,4$ ; на стадії розробки дослідного зразка, то  $\beta \approx 0,5$ ; на стадії розробки промислового зразка,  $\beta \approx 0,7$ ; на стадії впровадження, то  $\beta \approx 0,9$ .

#### 4.6 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбудуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 4.12 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	1	1	1

Величина зростання ціни реалізації дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, грн. – 500 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів – 1 шт.

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

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta Ц_0 \cdot N + Ц_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (4.14)$$

де  $\Delta\Pi_0$  – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;  $N$  – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;  $\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;  $Ц_0$  – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;  $n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2020 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2020 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547;  $\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3;  $v$  – ставка податку на прибуток. У 2020 році – 21%.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  протягом першого року складе [50]:

$$\Delta\Pi_1 = 12656 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_2 = 58437 \text{ грн.}$$

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

$$\Delta\Pi_3 = 62656 \text{ грн.}$$

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

4.7.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (4.15)$$

де  $ПП$  – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство



(організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.;  $PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = ЗВ$ , грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою:

$$ПП = \sum_1^t \frac{\Delta\Pi}{(1+\tau)^t} \quad (4.16)$$

де  $\Delta\Pi$  – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.;  $t$  – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;  $\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;  $t$  – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 80288 \text{ грн.},$$

$$Еабс = 80288 - 27568 = 52720 \text{ грн.}$$

Оскільки  $Еабс > 0$ , то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів.

4.7.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Для цього користуються формулою [51]:

$$Ев = \sqrt[t]{1 + \frac{Еабс}{PV}} - 1 \quad (4.17)$$

де  $Еабс$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;  $PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = ЗВ$ , грн.;  $Tж$  – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$Ев = 0,4$$

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

$$\tau = d + f, \quad (4.18)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні  $d = (0,14 \dots 0,2)$ ;  $f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина  $f = (0,05 \dots 0,1)$ , але може бути і значно більше [51].

$$E_B = 0,4 \geq \tau = 0,14 + 0,05 = 0,19.$$

Оскільки величина  $E_B > \tau$ мін, то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даного наукового дослідження.

4.8 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукове дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій Ток можна розрахувати за формулою:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,4} = 2,5 \text{ роки.} \quad (4.19)$$

Оскільки  $T_{ок} < 3 \dots 5$ -ти років, то фінансування даного наукового дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів є доцільним.

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

В даному розділі наводиться розгляд небезпечних, шкідливих [52] і уражаючих для людини та навколишнього середовища факторів, які виникають під час проведення дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів. В ньому розглядаються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

### 5.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці

#### 5.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

У відповідності із [53] допустимі показники температури, відносної вологості та швидкості руху повітря у робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Допустимі показники мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	≤0,2
Теплий		21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

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

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) у повітрі робочої зони та підпадає під систематичний контроль з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин [55]

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

При використанні ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться у повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів мають відповідати [55] і наведені у таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Кількість іонів у 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення при роботі на ЕОМ

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

З метою забезпечення нормованих показників мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено такі заходи: у приміщенні має бути встановлена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року; застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

### 5.1.2 Виробниче освітлення

З метою створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях значні вимоги пред'являються щодо кількісних та якісних параметрів освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, відповідно до [54] знаходимо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Приймаємо контраст об'єкта з фоном – великий та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд 2.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні приведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення та мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість при штучному освітленні, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	г	великий	середній	300	150	150	1,5	0,9

Оскільки приміщення розташоване в місті Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові проєкти розташовані за азимутом  $180^\circ$ , то для таких умов КЕО розраховується за виразом [54, 55]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (5.1)$$

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

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N.б} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N.с} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

З метою забезпечення нормативних значень показників освітлення запропоновано такі заходи: за недостатнього природного освітлення у світлий час доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення; застосування штучного освітлення в темний час доби.

Визначимо параметри комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться. Вихідні дані: приміщення має розміри (м):  $15 \times 6,5 \times 3,3$ . Довжина та висота розміщення світильника  $d = 0,5$  м і  $h = 0,47$  м.

Система комбінованого штучного освітлення складається із загального та місцевого штучного освітлення.

Розрахунок загального рівномірного штучного освітлення проведемо за допомогою методу ліній, що світяться.

Лінійна щільність світлового потоку визначається за формулою:

$$\Phi' = \frac{1000EK_3h}{\mu\Sigma\varepsilon} \text{ [лм/м]}, \quad (5.2)$$

де  $E$  – нормована освітленість загального штучного освітлення, лк;  
 $K_3$  – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень  $K_3 = 1,3 \dots 1,5$ );  
 $h$  – висота світильника над робочою поверхнею, м;  
 $\mu$  – коефіцієнт, що враховує відбиту складову освітленості;  
 $\Sigma\varepsilon$  – сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці, лк.

Висоту світильника над робочою поверхнею знайдемо за формулою:

$$h = H - h_3 - h_p \text{ [м]}, \quad (5.3)$$

де  $h_3$  – висота зв'язу світильника ( $h_3 = 0,15$  м);  
 $h_p$  – висота умовної робочої поверхні ( $h_p = 0,8$  м).

Світловий потік в кожному ряді ламп визначається за формулою:

$$\Phi = \Phi' a \text{ [лм]}, \quad (5.4)$$

де  $a$  – довжина приміщення, м.

Визначимо відстань між рядами світильників за формулою

$$L_p = b / n_p \text{ [м]}, \quad (5.5)$$

де  $b$  – ширина приміщення, м;  
 $n_p$  – кількість рядів світильників, шт.

Для забезпечення рівномірності освітлення розташовуємо світильники в  $n_p = 2$  ряди.

Після підстановки відомих значень у формули (5.3, 5.5) одержимо:

$$h = 3,3 - 0,15 - 0,8 = 2,35 \text{ ( м)};$$

$$L_p = 6,5 / 2 = 3,25 \text{ ( м)}.$$

Згідно пп. 5.1.2  $E = 150$  лк.

Приймаємо коефіцієнт запасу  $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$ .

Для загального штучного освітлення приймаємо  $\mu = 1,1 \dots 1,15 = 1,125$ .

Контрольна точка А освітлюється чотирма відрізками ліній ("піврядами"), що пронумеровані числами 1...4 і показані на рисунку 5.1.

Сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці  $\Sigma \varepsilon$  визначається за допомогою лінійних ізольоксів в залежності від співвідношень величин  $p'$  і  $L'$ , значення яких визначається за формулами:

$$p' = \frac{p}{h}; \quad (5.6)$$

$$L' = \frac{L}{h}, \quad (5.7)$$

де  $p$  – відстань від розрахункової точки, до півряду, м;

$L$  – довжина півряду, м.

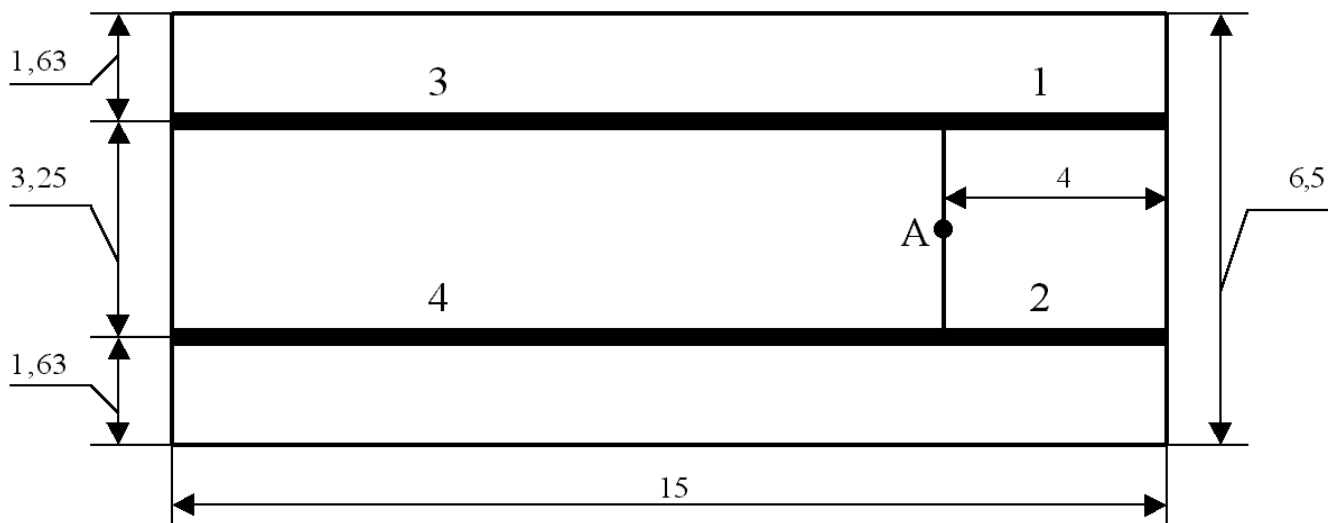


Рисунок 5.1 - Схема розташування контрольної точки відносно світильників

Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці  $\Sigma \varepsilon$  для світильників ЛДР з лампами ЛБ, отримані за формулами (5.6, 5.7) оформимо у вигляді таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці  $\Sigma \varepsilon$

Півряд	$r$ , м	$L$ , м	$r'$	$L'$	$\varepsilon$ , лк
1	1,63	4	0,6936	1,7	99
2	1,63	4	0,6936	1,7	99
3	1,63	11	0,6936	4,68	126,9
4	1,63	11	0,6936	4,68	126,9
					$\Sigma \varepsilon = 451,8$

Для світильників ЛДР приймаємо кількість ламп ЛБ-20  $n = 2$  шт., для яких світловий потік  $\Phi_{л1} = 1200$  лм для кожної лампи.

Визначимо кількість світильників у ряді за формулою

$$N = \frac{\Phi}{n \cdot \Phi_{л1}} \text{ [шт.]}. \quad (5.8)$$

Після підстановки відомих значень у формули (5.2, 5.4, 5.8) одержимо:

$$\Phi' = \frac{1000 \cdot 150 \cdot 1,4 \cdot 2,35}{1 \cdot 451,8} = 1092 \text{ (лм/м)};$$

$$\Phi = 1092 \cdot 15 = 16380 \text{ (лм)};$$

$$N = \frac{16380}{2 \cdot 1200} \approx 7 \text{ (шт.)}.$$

Для  $d = 0,5$  м і  $h = 0,47$  м  $\Sigma e = 30,7$  лк.

Світловий потік ламп світильника місцевого освітлення визначається за формулою:

$$\Phi_{л} = \frac{1000EK_3}{\mu \Sigma e} \text{ [лм]}, \quad (5.9)$$

де  $E$  – нормована освітленість при місцевому освітленні, лк;

$K_3$  – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень  $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$ );

$\mu$  – коефіцієнт, що враховує відбиту складову освітленості;

$\Sigma e$  – сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці, лк.



Нормовану освітленість при місцевому штучному освітленні визначимо як різницю нормованих значень освітленості при комбінованому та зальному штучному освітленні:

$$E = E_k - E_z \text{ [лк]}, \quad (5.10)$$

де  $E_k$  – нормоване значення освітленості при комбінованому штучному освітленні, лк;

$E_z$  – нормоване значення освітленості при зальному штучному освітленні, лк.

Згідно пп. 5.1.2  $E_k = 300$  лк;  $E_z = 150$  лк.

Таким чином, визначимо нормовану освітленість при місцевому штучному освітленні:

$$E = 300 - 150 = 150 \text{ (лк)}.$$

Для місцевого штучного освітлення приймаємо  $\mu = 1$ .

Знайдемо значення світлового потік ламп світильника місцевого освітлення:

$$\Phi_l = \frac{1000 \cdot 150 \cdot 1,4}{1 \cdot 30,7} = 6840 \text{ (лм)}.$$

Для світильника місцевого освітлення вибираємо лампи ЛДЦ-80, для яких світловий потік  $\Phi_{л1} = 3800$  лм.

Визначимо кількість ламп в світильнику місцевого освітлення за формулою

$$\begin{aligned} n &= \Phi_{л,ф} / \Phi_{л1} \text{ [шт]}; \\ n &= 6840 / 3800 = 1,8 \text{ (шт)}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Заокруглюємо число ламп у світильнику до найближчого цілого числа  $n \approx 2$  шт.

Знайдемо фактичне значення світлового потоку ламп світильника місцевого освітлення за формулою

$$\Phi_{л,ф} = n\Phi_{л1} \text{ [лм]}. \quad (5.12)$$

Визначимо сумарну електричну потужність всіх ламп світильника за формулою

$$\Sigma P_{CB} = P_{л}n \text{ [Вт]}, \quad (5.13)$$

де  $P_{л} = 80$  Вт – потужність однієї лампи ЛДЦ-80.

Підставляючи відомі значення у формули (5.12, 5.13) одержимо:

$$\Phi_{л.ф} = 2 \cdot 3800 = 7600 \text{ (лм)};$$

$$\Sigma P_{CB} = 80 \cdot 2 = 160 \text{ (Вт)}.$$

### 5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

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

Встановлено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

З метою запобігання травмуванню працюючих від дії шуму він підлягає нормуванню. Основним документом з питань виробничого шуму, що діє в нашій країні, є [56], згідно з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в виробничих приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, які наведено в таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Нормовані рівні шуму та еквівалентні рівні звуку

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

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 5.7 для локальної вібрації.

Таблиця 5.7 – Допустимі рівні вібрації [57]

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

Для встановлення допустимих параметрів шуму та вібрації в приміщенні запропоновано: оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання; передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

#### 5.1.4 Виробничі випромінювання

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

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинні перевищувати  $7,74 \cdot 10^{-12}$  Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) у відповідності до [65].

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

#### 5.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

##### 5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розміщення робочих місць, забезпечених ЕОМ здійснюється у приміщеннях з одностороннім розміщенням світлових отворів, які обов'язково повинні бути оснащені сонцезахисним пристроями: шторами та жалюзіями [58].

У випадку розміщення робочих місць у приміщеннях з джерелами шкідливих та небезпечних виробничих факторів, вони зобов'язані розташовуватися у абсолютно відокремлених кабінетах з природним освітленням та організованим повітрообміном. Площа, на якій розташовується одне робоче місце для обслуговуючого персоналу, повинна становити не менше  $6,0 \text{ м}^2$ , об'єм – не менше як  $20 \text{ м}^3$ , а висота – не менше  $3,2 \text{ м}$  [59].

Поверхня підлоги має бути гладкою, не слизькою, без вибоїн, мати антистатичні властивості, зручною для вологого прибирання. Забороняється використовувати для оздоблення інтер'єру полімери, які забруднюють повітря шкідливими хімічними речовинами та сполуками.

### 5.2.2 Електробезпека

Основними причинами ураження електричним струмом у цьому приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність устаткування, випадкове торкання до металевих частин, що опинилися під напругою чи струмоведучих частин. У відповідності до [60] дане приміщення належить до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності високої (понад 75 %) відносної вологості. Тому безпека використання електрообладнання повинна гарантуватись комплексом заходів, які включають застосування ізоляції струмовідних елементів, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [61].

### 5.2.3 Пожежна безпека

Згідно [62] приміщення, де проводиться робота з дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [62]

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

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 –  $M \leq 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M \leq 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій; M2 –  $M > 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M > 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій, nn – не нормується

В таблиці 5.9 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [64]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Протипожежні розриви, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м <sup>2</sup> , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	B	2	100	60	40	110	9	9	12	8	н.о.	н.о.	н.о.

Примітки: н.о. – не обмежується, н.н. – не нормується.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [63].

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи вимірювального каналу в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Забезпечення стійкості роботи вимірювального каналу у НС базується на комплексі організаційних, інженерно-технічних заходів і засобів, спрямованих на збереження працездатності в умовах дії загрозливих чинників. Для цього необхідно: прогнозувати та оцінити можливі наслідки; заздалегідь спланувати заходи із запобігання та зменшення вірогідності виникнення НС і скорочення масштабів прояву результатів НС; організація робіт в умовах НС та ліквідація її наслідків.

Розроблювану вимірювальний канал призначено для обробки і передачі інформації також під час надзвичайних ситуацій, у воєнний та надзвичайний стан. Також, такі системи являють собою сукупність організаційних і технічних засобів для обробки інформації з метою забезпечення інформаційних потреб користувачів.

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

Безвідмовність вимірювального каналу зв'язку – це властивість зберігати працездатність при її використанні в процесі передачі даних. Поряд з цим поява відмов вимірювального каналу пов'язана з тим, що в деякі моменти часу роботи може виникнути відмова деяких елементів системи обмеженого доступу в наслідок порушення дієздатності апаратної частини системи зв'язку. Дані порушення можуть виникнути при нестійкому живленні, що виникає в наслідок дії електромагнітного імпульсу, іонізуючого випромінювання та інших факторів надзвичайних ситуацій.

Як наслідок, вимірювальний канал може бути використана у якості системи збору інформації для швидкого прийняття рішень у НС, тому необхідно дослідити вплив загрозливих чинників на роботу та розробити заходи, які сприятимуть підвищенню стійкості роботи системи в цілому.

### 5.3.1 Дослідження стійкості роботи вимірювального каналу в умовах дії іонізуючих випромінювань

Мережа передачі даних поєднує програмну та апаратну частину засобів зв'язку, тому загрозливі чинники є досить різноманітними. Загрозливі чинники, що впливають на безпеку роботи вимірювального каналу здебільшого можна віднести до чинників техногенного та воєнного характеру.

Визначаємо граничні значення дози опромінення  $D_{\text{гр}i}$ , для елементної бази елементів системи, при яких виникають незворотні зміни. Отримані дані заносимо в таблицю 5.10.

Таблиця 5.10 – Граничні значення експозиційних доз приймача.

Блоки вимірювального каналу	Елементи блоків	$D_{\text{гр}i}, P$	$D_{\text{гр}}, P$
Блок перетворення сигналів	Мікросхема LM317	$10^5$	$10^4$
	Діод 1N4004	$10^4$	
	Резистор С2-23	$10^7$	
Блок формування сигналу і програмування	Конденсатор К50-6	$10^4$	
	Діод 1N4148	$10^4$	
	Резистор С2-33	$10^7$	
	Транзистор 2SA1271	$10^4$	
Блок обробки сигналу	Резистор С2-29В	$10^8$	
	Транзистор 2SA1271	$10^4$	

Проаналізувавши дані таблиці 5.10, визначили, що самим уразливим елементом блоків вимірювального каналу з мінімальною дозою  $D_{\text{гр}i} = 10^4 P$  є такі як транзистори та діоди. Визначаємо можливу дозу опромінення за формулою:

$$D_m = \frac{2 \cdot P_1 (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_{\text{п}}})}{K_{\text{осл}}}, \quad (5.14)$$

де  $P_1$  – максимальне значення рівня радіації (5,47 P/год);

$t_k$  – час кінця опромінення ( $t_k = 43800$  год);

$t_{\text{п}}$  – час початку опромінення (1 год).

$K_{\text{осл}}$  – коефіцієнт послаблення радіації ( $K_{\text{осл}}=3$ ).

$$D_M = \frac{2 \cdot 5,47 \cdot (\sqrt{40000} - \sqrt{1})}{3} = 725,686 \text{ (P)}.$$

Оскільки  $D_{\text{грi}} > D_M$ , то дана система стійка до дії радіації. Визначимо допустимий час роботи вимірювального каналу в заданих умовах за формулою:

$$t_d = \frac{D_{\text{гр}} \cdot K_{\text{осл}} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1}, \quad (5.15)$$

$$t_d = \left( \frac{10^4 \cdot 3 + 2 \cdot 5,47 \sqrt{1}}{2 \cdot 5,47} \right)^2 = 2743 \text{ (год)}.$$

Отже, можлива доза опромінення елементної бази  $D_M=725,686$  P, а допустима -  $10^4$  P. Отже, вимірювальний канал буде стійкою в умовах дії іонізуючого випромінювання. Допустимий час роботи вимірювального каналу в заданих умовах становить 2743 год., при рівні радіації 5,47 P/год.

### 5.3.2 Дослідження стійкості роботи вимірювального каналу в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початковими даними є:

- 1) Вертикальна складова напруженості електричного поля:  $E_B=12$  кВ/м
- 2)  $U_{\text{жі}}=48$  В

1. Визначимо горизонтальну складову напруженості електричного поля  $E_{\Gamma}=10^{-3} \cdot E_B=12 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}=12$  В/м

2. Вимірювальний канал розподіляється на окремі функціональні ділянки. На кожній ділянці визначається максимальна довжина струмопровідних частин. Максимальна довжина струмопровідної частини:

- 1)  $l_B = 0,6$ (м);  $l_{\Gamma} = 1,3$ (м);
- 2)  $l_B = 0,6$ (м);  $l_{\Gamma} = 0,9$ (м);
- 3)  $l_B = 0,8$ (м);  $l_{\Gamma} = 0,7$ (м).

3. Визначимо напругу наведення у вертикальній (горизонтальній) струмопровідній частині:

- 1)  $U_B = E_{\Gamma} l_B = 12 \cdot 0,6 = 7,2$  (В);  $U_{\Gamma} = E_B l_{\Gamma} = 12 \cdot 10^3 \cdot 1,3 = 15,6 \cdot 10^3$ (В);
- 2)  $U_B = E_{\Gamma} l_B = 12 \cdot 0,6 = 7,2$  (В);  $U_{\Gamma} = E_B l_{\Gamma} = 12 \cdot 10^3 \cdot 0,9 = 10,8 \cdot 10^3$ (В);



$$3) U_B = E_{\Gamma} I_B = 12 \cdot 0,8 = 9,6 (B); \quad U_{\Gamma} = E_B I_{\Gamma} = 12 \cdot 10^3 \cdot 0,7 = 8,4 \cdot 10^3 (B).$$

4. Визначимо допустиме коливання напруги живлення:

$$U_D = U_{ж} + (U_{ж}/100) \cdot 5 = 48 + 2,4 = 50,4 (B).$$

5. Визначимо коефіцієнти безпеки:

$$1) K_{\text{бв}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_B) = 20 \cdot \lg(50,4 / 7,2) = 16,9 (\text{дБ});$$

$$K_{\text{бг}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_{\Gamma}) = 20 \cdot \lg(50,4 / 15,6 \cdot 10^3) = -49,8 (\text{дБ});$$

$$2) K_{\text{бв}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_B) = 20 \cdot \lg(50,4 / 7,2) = 16,9 (\text{дБ});$$

$$K_{\text{бг}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_{\Gamma}) = 20 \cdot \lg(50,4 / 10,8 \cdot 10^3) = -46,6 (\text{дБ});$$

$$3) K_{\text{бв}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_B) = 20 \cdot \lg(50,4 / 9,6) = 14,4 (\text{дБ});$$

$$K_{\text{бг}} = 20 \cdot \lg(U_D/U_{\Gamma}) = 20 \cdot \lg(50,4 / 8,4 \cdot 10^3) = -44,4 (\text{дБ}).$$

Зведемо усе до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Коефіцієнти безпеки блоків вимірювального каналу.

Елементи мережі	$I_B, \text{м}$	$I_{\Gamma}, \text{м}$	$U_B, \text{В}$	$U_{\Gamma}, \text{В}$	$K_{\text{бв}}, \text{дБ}$	$K_{\text{бг}}, \text{дБ}$	Результат дії
Блок перетворення сигналів	0,6	1,3	7,2	15600	16,9	-49,8	нестійкий
Блок формування сигналу	0,6	0,9	7,2	10800	16,9	-46,6	нестійкий
Блок обробки сигналу	0,8	0,7	9,6	8400	14,4	-44,4	нестійкий

6. Звідси можна побачити, що апаратура буде нестійка в роботі, тому що і  $K_{\text{бв}}$  і  $K_{\text{бг}}$  менше 40 дБ.

Заходи по підвищенню стійкості: екранування апаратури сталевим, свинцевим або алюмінієвим екраном.

5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи вимірювального каналу в умовах надзвичайних ситуацій

Головне завдання захисних пристроїв від ЕМІ - виключити доступ наведених струмів до чутливих вузлів і елементів обладнання. У кожному конкретному випадку повинні бути знайдені найбільш ефективні і економічно доцільні методи захисту електронної апаратури і великих розгалужених телекомунікаційних систем. Розглянемо основні методи захисту:

1. Металеві екрани відбивають електромагнітні хвилі і гасять високочастотну енергію. Через систему заземлення струм, наведений ЕМІ, стікає в землю, не завдаючи шкоди електронної апаратури, що знаходиться усередині металевих шаф або коробів.

2. Сполучні кабелі для захисту прокладають в земляних траншеях під цементною або бетонною підлогою будівель або укладають в сталеві коробки, які заземляють. Надійність підвищується, якщо кабель розгалужується і підводиться до декільком шаф з розділовими трансформаторами. У цьому випадку ізольовані ділянки вимірювального каналу володіють великим опором ізоляції і малої ємністю проводів відносно землі. Також доцільно застосовувати фільтри від високочастотних перешкод.

3. Основні функції захисного розрядника - розімкнути лінію або відвести енергію для запобігання пошкодження в обладнанні. Для захисту апаратури можуть бути рекомендовані плавкі запобіжники і захисні вхідні пристосування, які являють собою різні релейні або електронні пристрої, що реагують на перевищення струму або напруги в ланцюзі.

4. Грозозахисні пристрої.

Забезпечують «стікання» великого розряду в землю без пошкодження ізоляційних елементів ліній.

5. Захист периферійних пристроїв.

Зазначені способи і засоби захисту повинні впроваджуватися в усі види електротехнічної та радіоелектронної апаратури з урахуванням характеру вражаючої дії електромагнітного імпульсу для забезпечення надійності роботи вимірювального каналу в умовах НС мирного і воєнного часу.

Розрахунок екранів для захисту вимірювального каналу від дії електромагнітного імпульсу. Перехідне гасіння енергії електричного поля екраном для сталі:

$$A=40+ K_{\text{бв}} \quad (5.16)$$

Для блоку перетворення сигналу:

$$A_1=40+49,8=99,8 \text{ (дБ);}$$

Для блоку формування сигналу:

$$A_2=40+46,6=96,6 \text{ (дБ);}$$

Для блоку обробки сигналу:

$$A_3=40+44,4=84,4 \text{ (дБ).}$$

Розрахуємо товщину захисних екранів. Для цього візьмемо найслабкішу ланку до дії ЕМП – блок перетворення сигналу:

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}} = \frac{99,8}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,156(\text{см}) \quad (5.17)$$

де  $f$  – найбільш характерна частота ( $f=15$  кГц),

Отже, при екрануванні всіх елементів системи з використанням екрану товщиною 0,156 см вимірювальний канал буде стійкою в умовах дії електромагнітного імпульсу.

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

### 5.5 Висновки до розділу

Також в даному розділі було досліджено стійкість роботи вимірювального каналу в умовах дії загрозливих чинників НС.

В умовах дії іонізуючого випромінювання вимірювальний канал буде працювати стійко, так як граничне значення експозиційної дози випромінювання  $D_{гр} = 10000$  Р значно більше ніж можливе значення дози  $D_m = 725,686$  Р. Отже підвищувати стійкість роботи вимірювального каналу до впливу іонізуючого випромінювання непотрібно.

Вплив електромагнітного імпульсу на вимірювальний канал призводить до порушення стійкості його роботи. Застосування екранування підвищило стійкість роботи вимірювального каналу в умовах дії електромагнітного імпульсу.

Під час виконання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

1. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації показує, що визначення динамічних похибок часового зсуву є перспективним напрямком у розвитку апаратурних засобів радіовимірювання для сучасних мікропроцесорних систем контролю і керування.

2. Аналіз сучасних методів визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, стабільності електричних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації та надійності.

3. Подальші дослідження необхідно провести для нестационарної складової часового здвигу характерних точок сигналу  $\Delta t_{nc}$  для різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації, що дає змогу визначити динамічні похибки часового зсуву, а також сформулювати вимоги до вимірювальних каналів перетворювачів інформації, що дозволить мінімізувати цю похибку та запропонувати засоби компенсації зазначених похибок.

Для визначення динамічних похибок часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів, стає доцільним проведення дослідження відгуку різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації на одиничне гармонійне ввімкнення. До того ж, визначення часових похибок, тобто похибок часового зсуву, на відміну від фазових, дає змогу використати отримані результати для ширшого класу радіовимірювальних задач, зокрема, при вимірюваннях часових інтервалів.

4. Розглянуті математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового здвигу. Вимірювальні канали фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації, можуть бути вузькосмуговими, широкосмуговими, а також з зворотним зв'язком. До вимірювальних каналів з зворотним зв'язком відносяться вимірювачі компенсаційного типу, системи ФАП, ФАПЧ, АРП. Для визначення та дослідження динамічних похибок часового здвигу вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації розглянуті та досліджені

декілька математичних моделей: модель широкосмугового однокаскадного вимірювального каналу – аперіодична ланка 1-го порядку; математична модель динамічної похибки часового здвигу широкосмугового багатокаскадного вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з неідентичними каскадами; математична модель динамічних похибок часового здвигу вимірювального каналу зі зворотним зв'язком; математична модель динамічних похибок часового здвигу вимірювального каналу з запізненням; математична модель динамічних похибок у вимірювальному каналі радіовимірювальних перетворювачів інформації з мінімальним відношенням сигнал–шум.

5. Проведені теоретичні та експериментальні дослідження для фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з вибірними властивостями, показують, що для зменшення динамічної похибки часового здвигу необхідно, щоб коефіцієнт згасання контуру наближався до значення 0,707. Покращення при цьому для похибки  $|\gamma_{t1}^0|$  у випадку  $\alpha = 2$  в порівнянні з  $\alpha = 3$  складає 1.52, а у випадку  $\alpha = 0,5$  в порівнянні з  $\alpha = 0,1$  складає 2.18.

6. Розроблено функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації. Розглянуто принципи вимірювання динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі мікроконтролера.

7. Проведені експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації: на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом; на основі біполярно-польової транзисторної структури з активним елементом; радіовимірювальний перетворювач інформації на основі МДН транзисторної структури з від'ємним диференційним опором; на основі біполярно-польової транзисторної структури з пасивною індуктивністю.

Під час виконання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів комбінованого штучного освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Готра З. Ю., Большакова І.А., Голяка Р.Л. и др. Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля. – Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”, 2001. – 412 с.
2. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
3. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
4. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
5. Кичак В.М., Рудик В.Д., Гончар С.Ф. Методи компенсації динамічних похибок вимірювальних каналів. Монографія. -Вінниця: ВНТУ, 2009. –128с.
6. Золотарев И. Д. Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных системах / И.Д Золотарев - Новосибирск: Наука, 1969. – 365 с.
7. Филипский Ю. К. Случайные сигналы в радиотехнике / Ю.К Филипский – К.: Вища шк., 1986. – 126 с.
8. Золотарев И.Д. Переходные процессы в избирательных усилителях на транзисторах / И.Д. Золотарев – М.: «Связь», 1976. – 176 с.
9. В. М. Кичак. Компенсація нестационарних часових похибок вимірювальних каналів / В. М. Кичак. В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар // Радіотехніка. Харківський національний технічний університет радіоелектроніки. - 2007. – Вип.148. - С. 261-268.
10. Осадчук В.С, Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 2003. - 208 с.
11. В. Д. Рудик. Методи визначення часової похибки усталення вимірювальних каналів / В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар. Вісник ВПІ. - 1997. - № 2. - С. 83-88.
12. Компенсатор нестационарних часових похибок широкосмугових вимірювальних каналів [Електронний ресурс] / В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар // Електронне фахове видання «Наукові праці ВНТУ» – 2007. – №1. – Режим доступу до журн.: [www.nbuu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html](http://www.nbuu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html)
13. V. Kichak, V. Rudyk, S. Gonchar Noises and nonstationary time error in the measuring canals // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії: міжнар. конф., 19-23 лютого 2008р.: матеріали конф. – Львів-Славсько, 2008. – С. 42-43.
14. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. - Вінниця:

- «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2005.-207 с.
15. Гончар С. Ф. Метод експериментального визначення нестаціонарної часової похибки / С. Ф. Гончар // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування: міжнар. науково-технічна конф., 31 травня-2 червня 2007 р.: матеріали конф. – Вінниця, 2007. – С. 76-77.
  16. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2000. - 303 с.
  17. В. Д. Рудик. Корекція нестаціонарної часової похибки у вимірювальних каналах / В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар // Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування: міжнар. науково-технічна конф., 16-19 листопада 2006 р.: матеріали конф., – Вінниця, 2006. – С 85.
  18. Гончар С. Ф. Моделі вимірювальних каналів для дослідження нестаціонарних часових похибок / С. Ф. Гончар, В. Д. Рудик // Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування: міжнар. науково-технічна конф., 16-19 листопада 2006 р.: матеріали конф., – Вінниця, 2006.– С. 87.
  19. Патент 22077 України, МПК<sup>6</sup> G 01 R 25/00. Фазометр / С. Ф. Гончар, В. Д. Рудик; заявник і власник патенту Вінницький національний технічний університет. – № u200612469 ; заявл. 27.11.06 ; опубл. 10.04.07, Бюл. № 4.
  20. Патент 27025 України, МПК<sup>6</sup> G 01 R 25/00. Пристрій для визначення нестаціонарної часової похибки / С. Ф. Гончар, В. Д. Рудик; заявник і власник патенту Вінницький національний технічний університет. – № u200706830 ; заявл. 18.06.07 ; опубл. 10.10.07, Бюл. № 16.
  21. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) / П. П. Орнатский - К.: «Вища школа», 1986.
  22. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский – К.: «Вища школа», 1983. – 455 с.
  23. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. - Винниця: Континент, 1998. -130 с.
  24. Гончар С. Ф. Корекція нестаціонарної часової похибки у вимірювальних каналах з автоматичним управлінням / С. Ф. Гончар, В. Д. Рудик // Автоматика-2006: міжнар. конф., 25-28 вересня 2006 р.: матеріали конф. – Вінниця, 2006. – С. 144-146.
  25. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 2001. – 195 с. – ISBN 966–641–037–0.
  26. Методы электрических измерений: [учебное пособие для вузов] / Л. Г.

- Журавин, М. А. Мариненко, Е. И. Семенов, Э. И. Цветков. – Л.: Энергоатомиздат, 1990.
27. Чанов Л. Динамические погрешности измерительных цепей / Л. Чанов // Электронные компоненты. – 2005. - № 11. - С. 18-21.
  28. Вострокнутов Н. Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка / Н. Н. Вострокнутов - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 208 с.
  29. Аксененко В. Д. Преобразователь фазы в код на базе сигнального процессора / В. Д. Аксененко // Гирокоспия и навигация. - 1999. - № 3. – С. 14-17.
  30. Михайлов В.Н. Исследование метода нестационарных волноводных уравнений для расчета импульсных процессов в нерегулярных линиях передачи / В. Н. Михайлов, В. И. Короза, М. Н. Голиков // Журнал технической физики. – 2003. - т.73, вып.4. - С. 1-8.
  31. Осадчий Е. П. Погрешности датчиков: Учеб. пособие / Е. П. Осадчий, В. И. Карпов, Н. В. Мясникова - Пенза: Пенз.политехн.ин-т, 1993. – 60 с.
  32. Аксененко В. Д. Цифровая обработка сигналов при определении разности фаз / В. Д. Аксененко, Д. В. Аксененко // Цифровая обработка сигналов и ее применение : междунар. конф., тезисы докл. 2002. - т.2.
  33. Мясникова Н. В. Методы определения динамических характеристик датчиков механических величин: Учеб. пособие / Н. В. Мясникова, М. П. Строганов - Пенза: Пенз.политехн.ин-т, 1991. – 60 с.
  34. Строганов М. П. Анализ быстропеременных процессов. Учеб. пособие / М. П. Строганов, М.П. Берестень, Н.В. Мясникова - Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1996. - 48 с.
  35. Куликов Ю. А. Переходные процессы в электрических системах: Учебное пособие / Ю. А. Куликов - Н-ск: изд-во НГТУ, 2002. – 283 с.
  36. Грановский В. А. Динамические измерения: Основы метрологического обеспечения / В. А. Грановский- Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.
  37. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов /
  38. Бахвалов, Н. С. Численные методы / Н. С. Бахвалов, Н. П. Жидков, Г. Н. Кобельков. - М.: БИНОМ. Лаб. знаний, 2003. – 632 с.
  39. Волков Е. А. Численные методы / Е. А. Волков - СПб.: Лань, 2004. - 248 с.
  40. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О. Мікроелектронний перетворювач тиску з частотним виходом на основі тунельно-резонансного діода // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки, 2015. №1, 2015 (221), –С.97-101.
  41. Khutornenko, S., Osadchuk, O., Osadchuk, I., Vasilchuk, D., Semenets, D., and Lukin, V., (2017) Mathematical model of piezoelectric oscillating system with



- electrodes of variable nonlinear and constant linear air gap, *Telecommunications and Radio Engineering*, 76(18), –P. 1639-1648.
42. Alexander V. Osadchuk; Vladimir S. Osadchuk; Iaroslav A. Osadchuk; Olena O. Seletska; Piotr Kisała; Karlygash Nurseitova. Theory of photoreactive effect in bipolar and MOSFET transistors // *Proceedings Volume 11176, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2019*; 111761I (2019)
43. Осадчук В. С., Осадчук А. В. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
44. Alexander V. Osadchuk; Vladimir S. Osadchuk; Iaroslav A. Osadchuk; Olena O. Seletska; Piotr Kisała; Karlygash Nurseitova. Theory of photoreactive effect in bipolar and MOSFET transistors // *Proceedings Volume 11176, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2019*; 111761I (2019)
45. Oleksandr V. Osadchuk, Volodymyr S. Osadchuk, Iaroslav O. Osadchuk, Maksat Kolimoldayev, Paweł Komada, Kanat Mussabekov. Optical transducers with frequency output // *Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017*, 104451X (August 7, 2017); doi:10.1117/12.2280892
46. A.V. Osadchuk, V.S. Osadchuk, I.A. Osadchuk, O.O. Seletska. Frequency transducer of gas concentration in transistor structure with negative resistance // *Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. Тематический выпуск «Информационная безопасность»*. Вып.191. 2017. –С.195-202.
47. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
48. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
49. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
50. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.
51. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
52. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
53. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
54. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

- 55.Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
- 56.ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
- 57.ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
- 58.ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
- 59.Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
- 60.ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
- 61.ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
- 62.ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
- 63.НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
- 64.СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
- 65.Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А  
(обов'язковий)  
ВНТУ

ПОГОДЖЕНО

“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав.кафедри РТ ВНТУ,  
докт.техн.наук, професор  
О.В. Осадчук  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ  
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи  
**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**  
08-36.МКР.003.00.000 ТЗ

Керівник роботи  
к.т.н., доц. кафедри РТ ВНТУ  
\_\_\_\_\_ Гаврілов Д. В.

Виконавець: ст. гр. ТКР-18м з/в  
\_\_\_\_\_ Левко Л.О.

## 1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

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

Дата початку роботи: 02.01.2020 р.

Дата закінчення: 15.06.2020 р.

## 2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

**Мета дослідження.** Метою роботи є дослідження і розробка методів визначення динамічної похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації та дослідження динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Об'єкт дослідження** – динамічні похибки часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації з електрично-пов'язаними чутливими елементами на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Предмет дослідження** – методи визначення динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації; математичні моделі, динамічні характеристики радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

**Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі наукові задачі:**

– провести аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням визначення динамічної похибки часового зсуву радіовимірювальних перетворювачів інформації;

– провести дослідження нестационарної складової часового зсуву характерних точок сигналу для різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації;

– дослідити динамічні похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів;

– розглянути математичні моделі вимірювальних каналів для дослідження динамічних похибок часового зсуву. Розглянути математичні моделі

вимірювальних каналів фазовимірювальних пристроїв та систем, в залежності від призначення радіовимірювальних перетворювачів інформації;

– розробити функціональну схему пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації.

– провести експериментальні дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації: на основі біполярної транзисторної структури з активним індуктивним елементом; на основі біполярно-польової транзисторної структури з активним елементом; радіовимірювальний перетворювач інформації на основі МДН транзисторної структури з від’ємним диференційним опором; на основі біполярно-польової транзисторної структури з пасивною індуктивністю.

### 3 ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

- 1.
2. Готра З. Ю., Большакова І.А., Голяка Р.Л. и др. Мікроелектронні сенсорні пристрої магнітного поля. – Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”, 2001. – 412 с.
3. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. - 155 с.
4. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ - Вінниця», 1999. - 275 с.
5. Кичак В.М., Рудик В.Д., Гончар С.Ф. Методи компенсації динамічних похибок вимірювальних каналів. Монографія. -Вінниця: ВНТУ, 2009. –128с.
6. Золотарев И. Д. Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных системах / И.Д Золотарев - Новосибирск: Наука, 1969. – 365 с.
7. Филиппский Ю. К. Случайные сигналы в радиотехнике / Ю.К Филиппский – К.: Вища шк., 1986. – 126 с.
8. Золотарев И.Д. Переходные процессы в избирательных усилителях на транзисторах / И.Д. Золотарев – М.: «Связь», 1976. – 176 с.
9. В. М. Кичак. Компенсація нестационарних часових похибок вимірювальних каналів / В. М. Кичак. В. Д. Рудик, С. Ф. Гончар // Радіотехніка. Харківський національний технічний університет радіоелектроніки. - 2007. – Вип.148. - С. 261-268.
10. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. - Вінниця: «УНІВЕРСУМ -Вінниця», 2000. - 303 с.

#### 4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки,  
студент групи ТКР-18м з/в Левко Леонід Олександрович.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Дослідження і розробка методів визначення динамічної похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації та дослідження динамічних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації на основі використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.

Основними вимогами є:

- провести дослідження нестационарної складової часового здвику характерних точок сигналу для різних типів вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- дослідити динамічні похибки часового зсуву вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації з врахуванням зв'язку між фазовим зсувом і часовим положенням характерних точок інформативних сигналів;
- розробка функціональної схеми пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- проведення експериментальних досліджень динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації.

## 6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	06.01.2020	20.01.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР на кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	21.01.2020	24.02.2020	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	25.02.2020	06.03.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	07.03.2020	23.03.2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Звіт по переддипломній практиці Вступ Розділ 1-2
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	24.03.2020	07.04.2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	08.04.2020	13.04.2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	14.04.2020	28.04.2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	29.04.2020	11.05.2020	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	12.05.2020	19.05.2020	Частина БЖДПБ	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	20.05.2020	03.06.2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	04.06.2020	08.06.2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	09.06.2020	15.06.2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	16.06.2020	16.06.2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

У результаті виконання роботи будуть розроблені:

- математичні моделі динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- розділ безпеки життєдіяльності і ЦЗ;
- економічна частина МКР;

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, можуть бути впроваджені в різних галузях науки і техніки.

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

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

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

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- дослідження поставленого питання;
- методи дослідження динамічних похибок часового зсуву вимірювальних каналів радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- дослідження динамічних вольт-амперних характеристик радіовимірювальних перетворювачів інформації;
- економічну частину та розділ БЖДПБ і ЦЗ;

## 11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

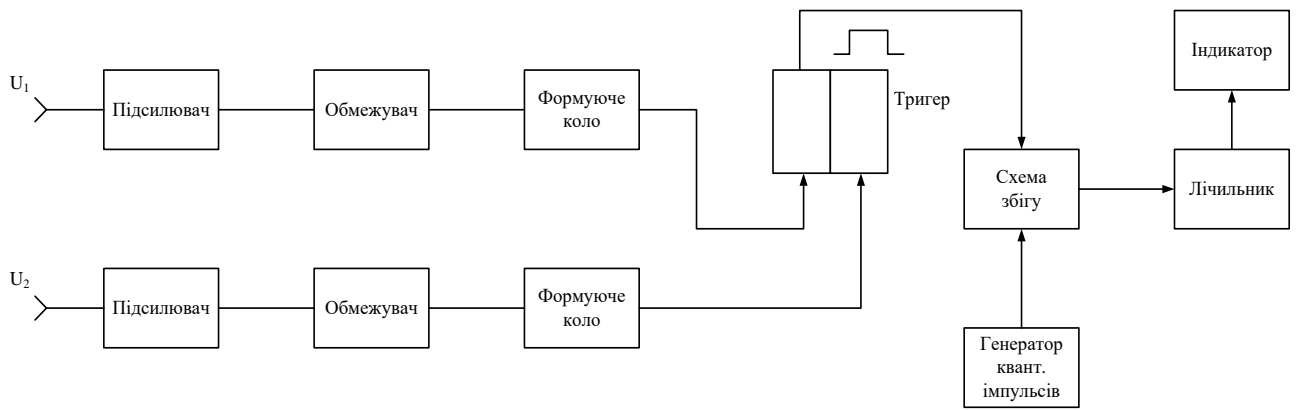
У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.



Додаток Б  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

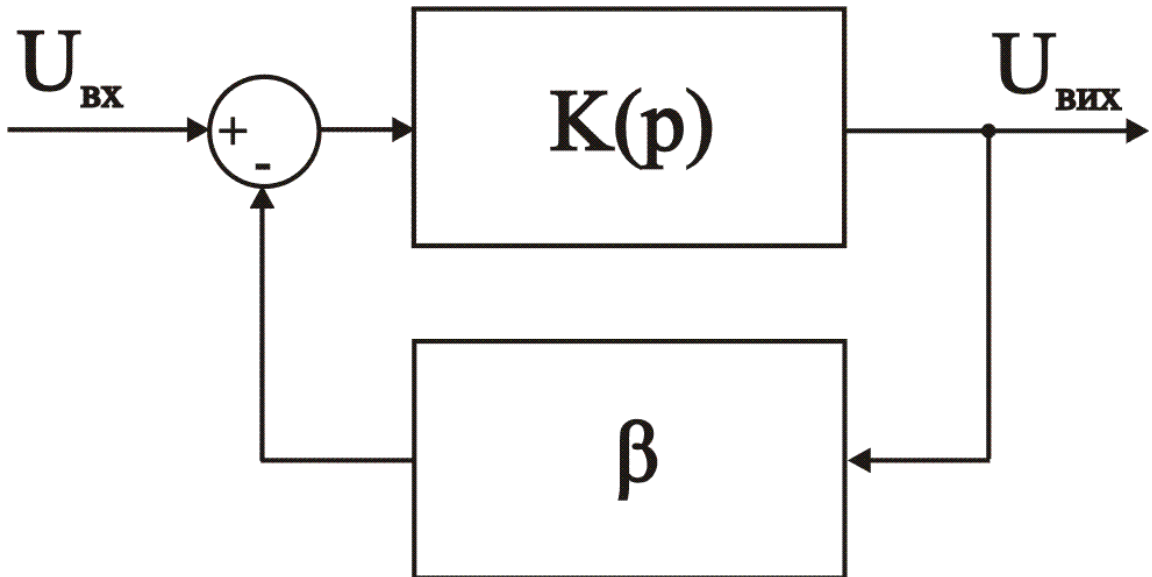
Структурна схема вимірювача миттєвих значень здвигу фаз



Додаток В  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

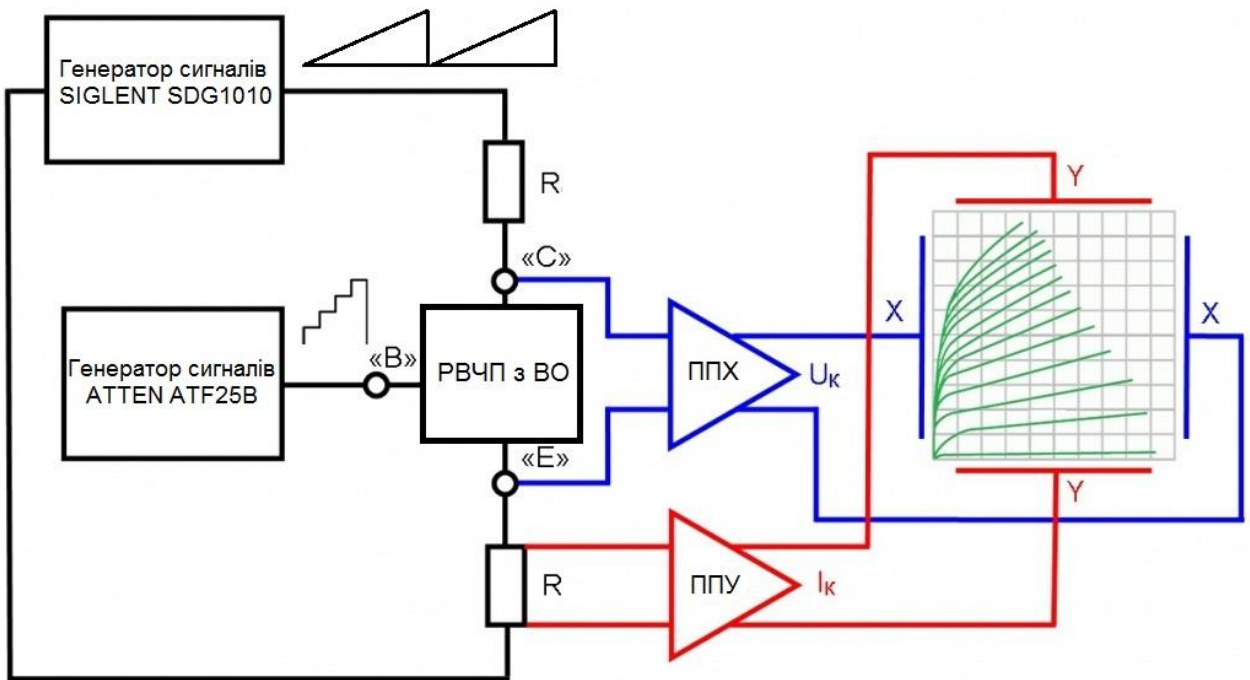
Структурна схема фізико-математичної моделі вимірювального каналу радіовимірювальних перетворювачів інформації зі зворотним зв'язком



Додаток Д  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

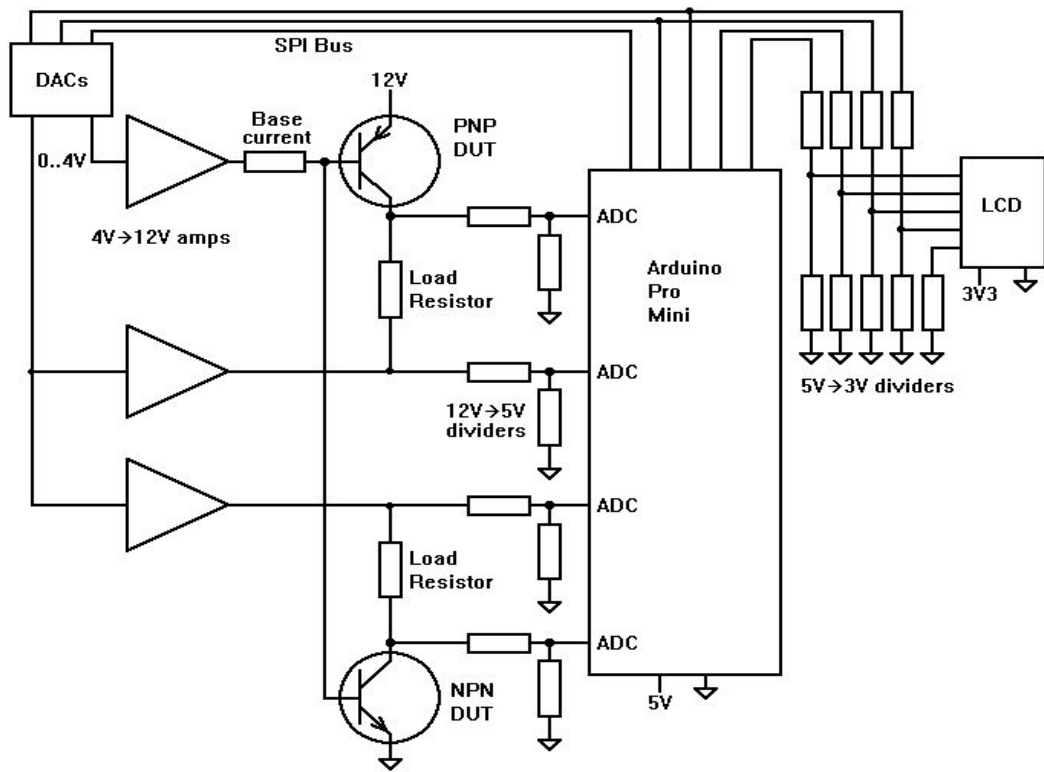
Спрощена функціональна схема пристрою для зняття динамічних вольт-амперних характеристик



Додаток Е  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

Блок схема пристрою на основі мікроконтролера  
для зняття динамічних вольт-амперних характеристик

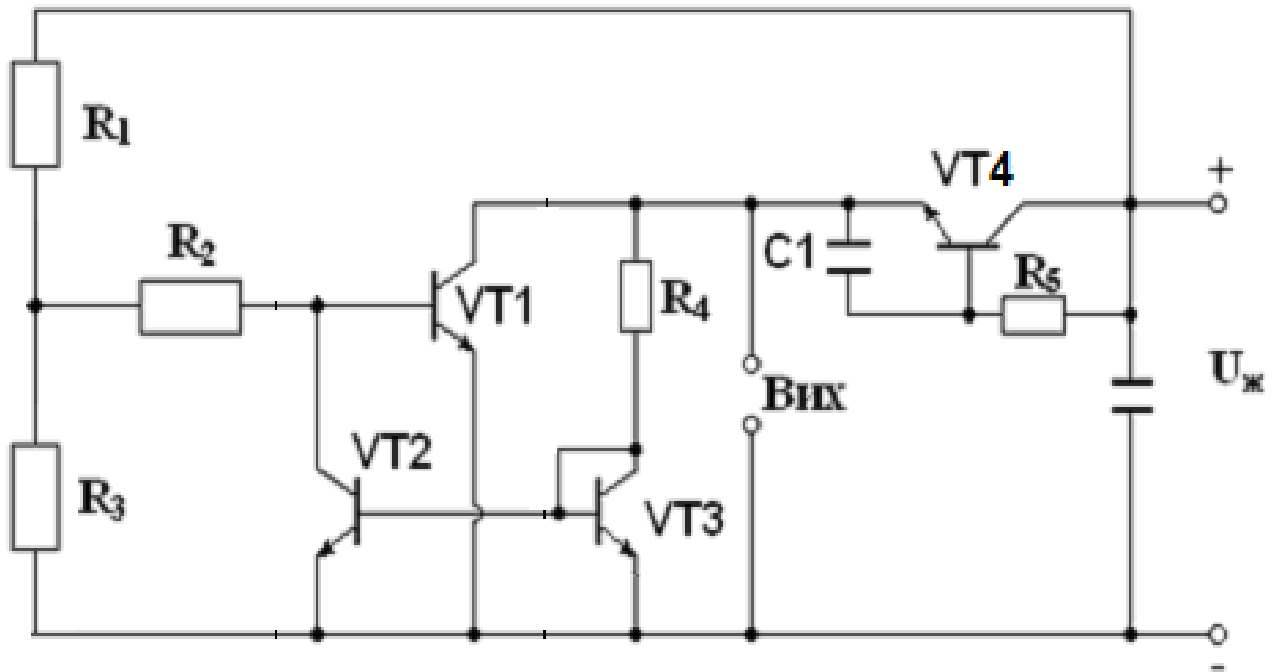




Додаток Ж  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

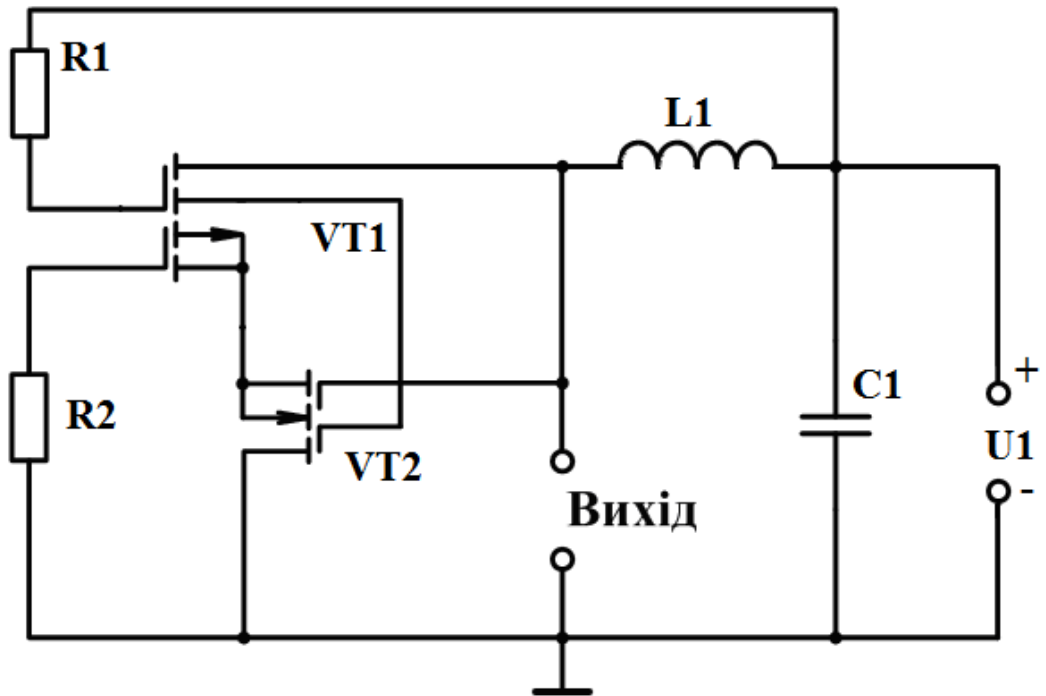
Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача на біполярній транзисторній структурі з активним індуктивним елементом



Додаток К  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

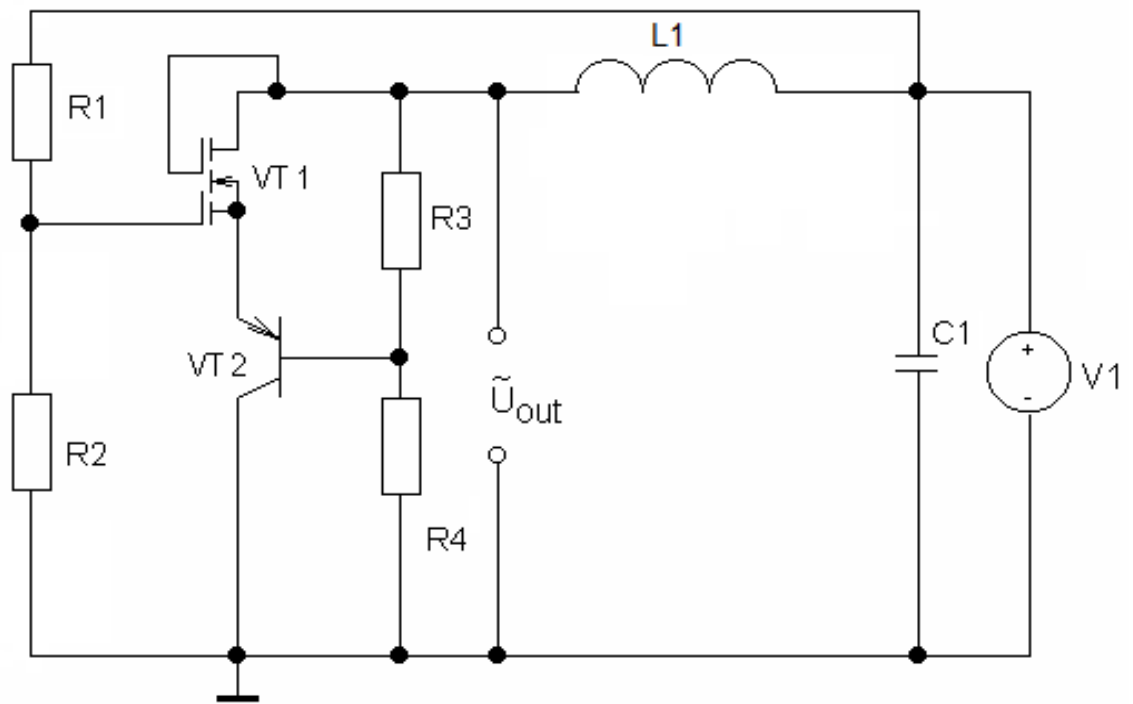
Схема радіовимірювального перетворювача інформації



Додаток Л  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

Схема радіовимірювального перетворювача інформації на основі МДН  
транзистора та біполярного транзистора



Додаток М  
(обов'язковий)

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК ЧАСОВОГО ЗСУВУ  
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ**

Електрична схема радіовимірювального частотного перетворювача інформації з активним індуктивним елементом

