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: **«Радіохвильові методи та пристрої вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-19м
напряму підготовки (спеціальності)
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)
Семенюк Ю. М.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. РТ
Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)
«____» _____ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., проф. каф. ТКСТБ
Бортник Г.Г.
(прізвище та ініціали)
«____» _____ 2020 р.

Вінниця ВНТУ - 2020 рік

Вінницький національний технічний університет

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

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри РТ
д.т.н., професор О.В. Осадчук
“ 28 ” 09 2020 року

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

Семенюку Юрію Миколайовичу
(прізвище, ім’я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіохвильові методи та пристрої вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку»
керівник роботи Семенов Андрій Олександрович, д.т.н., професор
(прізвище, ім’я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “25” 09 2020 року №214
2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2020 року
3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот 312 ... 552 кГц; діапазон вимірювання нерівномірності ФЧХ $\pm 2 \cdot 10^4$ мкс; зведена похибка вимірювання, не більше 1%; розділова здатність вимірювання ГЧЗ ±5 мкс; власна частотна нерівномірність ГЧЗ ±10 мкс; час вимірювання, не більше 1 мс; споживана потужність, не більше 10 ВА; живлення пристрою має відбуватися від джерела; живлення ЕОМ з напругами ± 5 В; вид обміну інформацією – паралельний; інформаційна ємність даних 8 біт; вид передачі даних – неперервний; час готовності до роботи, не більше 1 хв.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз методів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку; розробка структурної схеми вимірювача та її попередній розрахунок; електричний розрахунок каскадів вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку; моделювання каскадів розробленого пристрою на ЕОМ; конструктивний розрахунок трансформатора економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов’язкових креслень): схема електрична структурна; схема електрична принципова; креслення друкованої плати; складальне креслення; результати моделювання каскадів вимірювача нерівномірності ФЧХ; метод вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Семенов А. О.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.е.н., ст. викл. Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання 29 вересня 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	03.09.2020-14.09.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020-21.09.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020-25.09.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09.2020-09.10.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020-25.10.2020	
6.	Розділ моделювання	26.10.2020-04.11.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020-15.11.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2020-19.11.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	19.11.2020-22.11.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2020-29.11.2020	
11.	Нормоконтроль	30.11.2020-01.12.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2020-04.12.2020	
13.	Захист МКР ЕК	11.12.2020-14.12.2020	

Студент _____ Семенюк Ю. М.
(підпис)

Керівник роботи _____ Семенов А. О.
(підпис)

РЕФЕРАТ

УДК 621.38

Семенюк Ю. М. Радіохвильові методи та пристрої вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 149 с. На українській мові. Рис.: 34. Табл.:23. Бібліогр.: 46 назв.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі проведена розробка вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

При цьому було проведено техніко-економічне обґрунтування доцільності розробки, розраховано економічний ефект від розробки та впровадження пристрою у виробництво, розроблено структурну схему, схему електричну принципову, проведено електричні розрахунки та моделювання на ЕОМ блоку вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку, а також проведено конструктивні розрахунки трансформатора. Було також розглянуто питання безпеки життєдіяльності при обслуговуванні пристрою.

Розроблено структурні, функціональні та принципові електричні схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

В економічній частині запланована науково-дослідна робота з проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 194932,88 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,60), що свідчить про доцільність проведення розробок та значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

В розділі охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: вимірювач, нерівномірність, фазочастотна характеристика, груповий час запізнення, паралельний резонансний контур, параметри резонансного контуру, похибка вимірювання, генератор діапазонний, узгоджувальний підсилювач, вимірювач фазового зсуву.

ABSTRACT

Semenyuk Yu. M. Radio wave methods and devices for measuring the unevenness of the phase-frequency characteristics of the communication channel. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2020. - 149 c. In Ukrainian language. Figs.: 34. Tables: 23. Refs.: 46 titles.

In the master's qualification work, the carried spent development of a measuring instrument of the phase-frequency characteristic irregularity of communication channels.

Thus the feasibility report on expediency of development was carried spent, economic benefit of development and introduction of the device in manufac-ture is designed, the block diagram, the circuit electric basic is developed, electric calculations and modeling on the COMPUTER of the separate block of a measur-ing instrument of the phase-frequency characteristic irregularity of communication channels are made, and also reliability of work of the device is designed. The safety issue of ability to live also was considered at service of the device.

Structural, functional and basic electrical circuits of a measuring instrument of the phase-frequency characteristic irregularity of communication channels have been developed.

In the economic part, in general, the planned research work on the study of frequency and time characteristics of radio resonant circuits requires investment to perform within 194932,88 UAH. The obtained research results have a high level of scientific significance (within 0.60), which indicates the feasibility of development and the importance of research work on the study of frequency and time characteristics of radio resonant circuits.

In the section of labor protection and safety in emergency situations such issues as technical solutions for occupational health and industrial sanitation, determination of local artificial lighting by point method, technical solutions for industrial and fire safety during the study of frequency and time characteristics of radio resonant circuits, safety in emergencies.

Keywords: measuring instrument, phase-frequency characteristic irregularity, group time delay, communication channels, parallel resonant contour, parameters of the resonant contour, measuring error, band generator, amplifier, phase measuring instrument.

ЗМІСТ

ВСТУП 8

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФЧХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ 12

1.1 Основні методи вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку. 12

1.2 Структурно-алгоритмічні методи підвищення точності засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку 19

1.3 Вимірювання нерівномірності ФЧХ об'єкта контролю за методом двочастотного сигналу 29

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА ТА ЇЇ ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК 36

2.1 Розробка структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку 36

2.2 Попередній розрахунок структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку 37

2.3 Розробка уточненої структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку 52

3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ВИМІРЮВАЧА НЕРІВНОМІРНОСТІ ФЧХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ 54

3.1 Електричний розрахунок генератора стабільної частоти 54

3.2 Електричний розрахунок діапазонного генератора гармонічних коливань 55

3.3 Електричний розрахунок узгоджувальних підсилювачів 57

3.4 Електричний розрахунок фільтра низьких частот 60

3.5 Електричний розрахунок двопівперіодного випрямляча 62

3.6 Електричний розрахунок згладжувального фільтра 67

4 МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ РОЗРОБЛЕНОГО ПРИСТРОЮ НА ЕОМ 70

5 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ТРАНСФОРМАТОРА 75

6 РОЗДІЛ ЕКОНОМІКИ..... 84
6.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР 84
6.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку..... 97
7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ..... 108
7.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії..... 108
7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження 115
7.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях 117
ВИСНОВКИ 124
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ..... 126
Додаток А (обов'язковий). Технічне завдання 131
Додаток Б (обов'язковий). Схема електрична структурна вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку..... 139
Додаток В (обов'язковий). Схема електрична принципова вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку..... 139
Додаток Д (обов'язковий). Креслення друкованої плати вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку..... 143
Додаток Е (обов'язковий). Складальне креслення вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку..... 145
Додаток Ж (обов'язковий). Результати моделювання каскадів вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку..... 147
Додаток К (обов'язковий). Метод вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку 149
Додаток Л (обов'язковий). Перелік елементів..... 151

ВСТУП

Актуальність теми.

Внаслідок передавання за електричним колом багаточастотного сигналу спостерігається явище дисперсії, яке проявляється в спотворенні форми сигналу [1, 2].

В результаті наявності фазових спотворень відбувається зміщення за часом (прискорення або запізнення) центру групування складного сигналу, яке і є найбільш зручною мірою для оцінки фазових спотворень в багатьох передавальних та приймальних системах [3, 4]. Цей час зміщення називають груповим часом поширення (частіше запізнення), позначають $t_{ГР}$ та для кожної частоти визначають як похідну повної фази за частотою. Таким чином, ряд систем та пристроїв можна охарактеризувати не ФЧХ, а нерівномірністю ФЧХ або частотною характеристикою групового часу запізнення (ГЧЗ) [5, 6].

В теорії передавання багаточастотного сигналу встановлені поняття про центр групування спектра багаточастотного сигналу, який утворюється поблизу найбільш ефективно вираженої складової спектра [7, 8].

Аналіз останніх досліджень.

Для вимірювання нерівномірності ФЧХ використовується ряд методів. В основі цих методів лежить передавання досліджуваним каналом групового сигналу, який складається з декількох гармонічних напряжений, та наступного визначення групової швидкості поширення для високочастотних складових сигналу за зсувом фази обвідної миттєвих значень напруги групового сигналу [9, 10]. Обвідна групового сигналу в процесі детектування перетворюється в низькочастотні коливання, які характеризуються різницевою частотою, що дорівнює різниці частот окремих складових групового сигналу. Таким чином, вимірювання нерівномірності ФЧХ зводиться до вимірювання фазових зсувів між двома напругами низьких частот [11, 12].

Вимірювання нерівномірності ФЧХ має велику питому вагу при розробці, настроюванні, дослідженні та експлуатації радіоелектронних пристроїв

різного призначення, а також систем зв'язку, радіолокації, радіонавігації і телебачення [13].

Каналами зв'язку є активні чотириполюсники з територіально рознесеними входами і виходами, для яких пропускна здатність і якість передачі різних видів інформації залежить від фазових спотворень, що виникають внаслідок відхилення ФЧХ від лінійної залежності [14].

Для підвищення пропускної здатності та якості передачі інформації ФЧХ каналів зв'язку необхідно контролювати і коригувати з високою точністю. Однак безпосередній контроль нелінійності ФЧХ на практиці пов'язаний з рядом причин, основними з яких є територіально рознесені вхід і вихід, а також зсув частоти, обумовлений несинхронністю несучих частот у пунктах передачі і приймання. Тому оцінку і нормування фазових спотворень сигналів складної спектральної структури в каналах зв'язку здійснюють шляхом вимірювання частотної характеристики нерівномірності ФЧХ [15].

При цьому абсолютна величина нерівномірності ФЧХ (ГЧЗ), яка визначається тангенсом кута нахилу лінійної складової ФЧХ, не враховується, а вимірюється лише неідентичність частотної характеристики ГЧЗ відносно зразкової. Ця обставина має суттєве значення, оскільки в цьому випадку підвищується чутливість і точність вимірювань, а також спрощується порівняння фазових зсувів сигналів у діапазоні частот [15].

Серед відомих методів підвищення точності засобів вимірювання ГЧЗ найбільше поширення на практиці отримали структурні або адаптивні методи, сутність яких полягає в раціональній побудові такої структурної схеми або такого алгоритму вимірювання, які забезпечують зменшення впливу похибок окремих функціональних вузлів на вимірювальний сигнал, з можливим введенням корегувальних кіл, каналів обробки інформації та мікропроцесорів [15].

В цьому випадку точність засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ в значній мірі визначається рівнем розвитку методів метрологічного забезпе-

чення і оснащеністю зразковими засобами перевірки, які мають бути не нижче другого розряду точності.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота проводилася згідно з напрямами дослідження в рамках прикладних держбюджетних науково-дослідних робіт 32-Д-395 «Розроблення та дослідження радіовимірювальних частотних параметричних мікроелектронних приладів фізичних величин для військових та цивільних об'єктів» (номер державної реєстрації 0119U000895), а також у відповідності із планами наукових досліджень по кафедрі радіотехніки Вінницького національного технічного університету на 2019 і 2020 календарні роки.

Метою роботи є розробка радіохвильового методу та пристрою вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасних радіохвильових методів вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- здійснити вибір радіохвильового методу вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- розробити пристрій для вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- здійснити моделювання та експериментальне дослідження радіохвильового методу та пристрою вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Об’єкт дослідження – процес радіохвильового вимірювання нерівномірності фазо-частотної характеристики каналу зв’язку.

Предметом дослідження є радіохвильові методи та математичні моделі пристрою вимірювання нерівномірності фазо-частотної характеристики каналу зв’язку.

Наукова новизна одержаних результатів – полягає в рішенні актуальної науково-технічної задачі удосконалення радіохвильового методу та при-

строю вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Практична новизна одержаних результатів – полягає у запропонованому радіохвильовому методу та пристрою вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи», 11-30 травня 2019 року, ВНТУ м. Вінниця; 2) на ІІІ Всеукраїнській науково-практична інтернет-конференція "Інформаційно-комп'ютерні технології: стан, досягнення та перспективи розвитку", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир [17]; 3) на ІІІ Всеукраїнській науково-технічній конференції "Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир.

Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 3 статті: 1) у збірнику матеріалів Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи», 11-30 травня 2019 року, м. Вінниця [16]; 2) у збірнику матеріалів ІІІ Всеукраїнській науково-практична інтернет-конференція "Інформаційно-комп'ютерні технології: стан, досягнення та перспективи розвитку", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир [17]; 3) ІІІ Всеукраїнська науково-технічна конференція "Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир [18].

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФЧХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Основні методи вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку

Каналами зв'язку є активні чотириполюсники з територіально рознесеними входами і виходами, для яких пропускна здатність і якість передачі різних видів інформації залежить від фазових спотворень, що виникають внаслідок відхилення фазочастотних характеристик (ФЧХ) від лінійної залежності.

Для того, щоб підвищити пропускну здатність та якість передачі інформації ФЧХ каналу зв'язку необхідно контролювати і коригувати з високою точністю. Однак безпосередній контроль нелінійності ФЧХ на практиці пов'язаний з рядом причин, основними з яких є територіально рознесені вхід і вихід, а також зсув частоти, обумовлений несинхронністю несучих частот у пунктах передачі і приймання. Тому оцінку і нормування фазових спотворень сигналів складної спектральної структури (групових сигналів) в лініях зв'язку здійснюють шляхом вимірювання частотної характеристики (ЧХ) групового часу запізнення (ГЧЗ), яка є першою похідною ФЧХ за частотою. При цьому абсолютна величина ГЧЗ, яка визначається тангенсом кута нахилу лінійної складової ФЧХ, не враховується, а вимірюється лише нерівномірність частотної характеристики ГЧЗ.

Ця обставина має суттєве значення, оскільки в цьому випадку підвищується чутливість і точність вимірювань, а також спрощується порівняння фазових зсувів сигналів у діапазоні частот.

У теперішній час для вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку використовується велика кількість методів, які спрямовані на підвищення точності вимірювання. Більшість цих методів базується на класичному методі Найквіста [1, 2], який полягає в тому, що при проходженні амп-

літудно-модульованого (АМ) сигналу через канал зв'язку різниця фаз обвідних цього сигналу на виході і вході пропорційна ГЧЗ.

На практиці використовується також АМ сигнал з подавленою несучою частотою, що забезпечує виключення похибки, обумовленої значною нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) лінії зв'язку, яка досягає великих значень у каналах тональної частоти, що складаються з кількох переприймальних ділянок.

При вимірюванні частотних характеристик ГЧЗ нелінійних кіл використовують частотно-модульований (ЧМ) сигнал, що забезпечує виключення похибок, обумовлених спотвореннями АМ сигналу в таких колах.

Вимірювання частотних характеристик ГЧЗ може бути здійснено як у статичному, так і в динамічному режимах. Динамічний режим характеризується наочністю, можливістю виключення впливу тимчасових факторів на точність вимірювання і оперативністю. Динамічний режим вимірювання з аналізом похибок, обумовлених неусталеними перехідними процесами, був досліджений в роботах [3, 4].

Однією з основних задач при вимірюванні нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку є створення опорного сигналу. На початку розвитку даної області вимірювання для створення опорного сигналу використовувався допоміжний канал. Проте фазова нестабільність сигналу в допоміжному каналі приводить до значних похибок. Для виключення цих похибок в роботі [5] було запропоновано здійснити в пункті приймання компенсацію напруг обвідних двох АМ сигналів, один з яких зі змінною несучою частотою, а другий з постійною. Компенсація напруг здійснюється шляхом регулювання фази і амплітуди обвідної одного з АМ сигналів у пункті передачі за величиною підсумкової напруги, яка передається з пункту приймання в пункт передавання допоміжним каналом. Оскільки результатом компенсації є не фазовий зсув, а напруга обвідної АМ сигналу, яка не залежить від фазового зсуву в допоміжному каналі, то до його фазової стабільності ніяких вимог не ставиться.

Можливою є також реалізація компенсаційного методу і без викорис-

тання допоміжного каналу за умови, що на передавальному і приймальному пунктах знаходяться оператори, які контролюють процес компенсації. Однак такий метод вимірювання характеризується значною суб'єктивністю, пов'язаною з людським фактором. Спроба скористатися цим методом для вимірювання нерівномірності ФЧХ телевізійних трактів не знайшла широкого використання, що обумовлено виникненням похибки при одночасному детектуванні двох АМ сигналів у пункті приймання [6].

Відомі також методи, коли опорним каналом передається гармонічний сигнал з частотою, кратною частоті модулювального сигналу [7], з використанням допоміжних каналів, фазові спотворення яких відомі [8], та телевізійного тракту [9]. Можливий також варіант, коли зворотним каналом передається АМ сигнал з постійною несучою частотою разом з модулювальним сигналом, який використовується на передаванні для модуляції несучої частоти. В такому варіанті вимірювання здійснюється в пункті приймання, а установлення необхідних вимірювальних частот – в пункті передавання. Цей метод був реалізований у засобі вимірювання (ЗВ) типу ВГЧ-1.

Метод вимірювання з використанням зворотного каналу розглядався також в роботах [10, 11], однак його основною вадою є зростання часу вимірювання, оскільки вимірювання нерівномірності ФЧХ прямого і зворотного каналів необхідно здійснювати окремо.

На сучасному етапі широке використання знайшли методи вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку без допоміжного каналу. При цьому досліджуваним каналом необхідно передавати на приймальний пункт вимірювальний сигнал і сигнал з опорною фазою з наступним неспотвореним розділенням їх за фазою.

Різновиди практичної реалізації такого методу з використанням принципу частотного розділення вимірювального і опорного сигналів у пункті приймання розглядались в [12]. Однак такому методу властивий взаємний вплив між сигналами при їх одночасному проходженні через лінію зв'язку, для уникнення якого необхідно вибирати частоту обвідної опорного сигналу

кратною частоті модулювального сигналу [13]. Цей метод був практично реалізований у ЗВ типу ФЧ-1, однак він не знайшов широкого використання в зв'язку з складнощами розділення сигналів у пункті приймання та додаткового впливу зсуву частоти, який має місце в каналах зв'язку.

З метою уникнення такого недоліку в [14] було запропоновано передавати досліджуваним каналом крім вимірювального АМ сигналу два когерентних сигнали з частотами, різниця між якими кратна частоті модулювального сигналу, що використовується як опорний сигнал у пункті приймання.

В роботі [15] запропоновано одночасно передавати за досліджуваним каналом зв'язку опорний і вимірювальний сигнали з частотним принципом їх розділення в пункті приймання, а зворотним каналом передавати вимірювальний АМ сигнал з виходу досліджуваного каналу і сигнал фіксованої частоти, модульований сигналом обвідної вимірювального сигналу. В результаті розділення обвідних двох АМ сигналів у пункті приймання і порівняння їх за фазою, вимірюється нерівномірність ФЧХ прямого і зворотного каналів. Перевага такого методу полягає в тому, що він забезпечує одночасне вимірювання нерівномірності ФЧХ прямого і зворотного каналів з одного пункту при скороченні часу вимірювання. Практична реалізація такого методу описана в [16].

Пізніше почали розвиватися методи вимірювання частотних характеристик нерівномірності ФЧХ, які базуються на використанні опорних генераторів на передавальному та приймальному пунктах. Реалізація такого методу можлива або при абсолютній рівності частот генераторів, або при малій часовій нестабільності їх частот, яка не має перевищувати $1 \cdot 10^{-9}$. Оскільки між гармонічними напругами двох генераторів завжди є деяка різниця частот, то неминуче виникає похибка вимірювання, тобто використання такого методу обмежено.

Для зменшення різниці частот між опорними генераторами при невисоких вимогах до їх стабільності було запропоновано здійснювати синхроні-

зацію опорного генератора на приймальному пункті шляхом використання системи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ). Такий метод був практично реалізований у засобі вимірювання, розробленим фірмою “Siemens” (ФРН). Однак при використанні такого методу в динамічному режимі необхідно мати велику швидкість коливання несучої частоти вимірювального сигналу, тоді як висока крутизна ФЧХ каналів зв’язку вимагає низької швидкості коливання. Іншим обмежувальним фактором практичного використання такого методу є тривалий час встановлення фази, що обумовлено великою сталою часу інтегрувального фільтра системи ФАПЧ, яка зростає при зменшенні швидкості коливання частоти.

В останні роки найбільшого поширення при розробці засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку отримав метод періодичного порівняння, який базується на передаванні вимірювального та опорного сигналів з часовим розділенням їх у пункті приймання і наступним порівнянням їх фазових зсувів.

При використанні методу періодичного порівняння є можливість здійснити вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку як у статичному, так і у динамічному режимах. При цьому виділення корисної інформації здійснюється або шляхом перетворення індексу фазової модуляції обвідної в аналогову величину з наступним її вимірюванням, або шляхом запам’ятовування фази однієї з двох пакетних напруг обвідної та наступним порівнянням її з фазою іншої пакетної напруги. Метод періодичного порівняння при вимірюванні нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку вперше був запропонований в роботі [14], на основі якої фірмою Wandeln und Goltermann (ФРН) був розроблений засіб вимірювання типу LD-1 на діапазон частот від 0,1 до 14 МГц.

В роботі [17] розглянуто метод періодичного порівняння з додатково введеним опорним генератором, синхронізованим системою ФАПЧ. При цьому значення фази опорного генератора дорівнює проміжному значенню фазових зсувів обвідної вимірювального і опорного сигналів, яке зберігається постійним тільки в одній точці. Проте при вимірюванні нерівномірності ФЧХ

каналу зв’язку тональної частоти недоліки, властиві системі ФАПЧ, стають відчутними, що пов’язано з малими значеннями частоти модуляції, яка знаходиться в межах кількох десятків герц.

Метод періодичного порівняння може бути практично реалізований і на основі використання квазісинхронних опорних генераторів. В цьому випадку в пункті приймання необхідно запам’ятовувати фазу обвідної опорного сигналу з наступним визначенням різниці між фазовими кутами обвідних вимірювального і опорного сигналів. Вимірювальний сигнал може бути як зі змінною частотою несучої, так і з фіксованою. Такий метод був покладений в основу розробки засобу вимірювання типу ФЧ-4, який працює в діапазоні частот (10-2100) кГц.

Метод періодичного порівняння з використанням квазісинхронних опорних генераторів і вимірювального АМ сигналу з дискретно-змінною частотою несучої розглядався також в роботі [16]. Особливість такого методу полягає в тому, що за рахунок збільшення тривалості запам’ятовування фазового кута виключається вплив перехідних процесів на точність вимірювання. Проте тривалість запам’ятовування фазового кута не може бути довільною, що пов’язано з розходженням частот опорних генераторів.

В роботі [17] запропоновано на вхід досліджуваного каналу зв’язку почергово подавати посилки вимірювального і опорного сигналів з утворенням паузи між ними, тривалості яких на вході і виході будуть різними. При зміні порядку надходження посилок при їх однаковій тривалості різниця тривалостей пауз в пункті приймання буде дорівнювати подвоєному значенню відносної величини ГЧЗ у даній точці вимірювання. При практичній реалізації такого методу необхідно враховувати вплив на точність фіксації посилок або пауз перехідних процесів, нерівномірностей АЧХ і частотної характеристики ГЧЗ досліджуваного каналу зв’язку та початкову фазу обвідної в посилках.

Метод періодичного порівняння фазових зсувів був досліджений також в роботах [11, 15], на основі якого були розроблені засоби вимірювання нері-

вномірності ФЧХ каналу зв’язку типу ФЧ-10, ФЧ-11, ФЧ-15 та ФЧ-16, метрологічні характеристики яких наведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Засоби вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку

№ п/п	Метрологічні характеристики	ФЧ-10	ФЧ-11	ФЧ-15	ФЧ-16
1	Робочий діапазон частот, МГц	0,01...2,1	0,2...21	45...95	$(0,2...20)\cdot10^{-3}$
2	Діапазон вимірювання нерівномірності ФЧХ (ГЧЗ), мкс	± 500	± 9,9	± 0,2	$\pm 10^{4}$
3	Максимальна зведена похибка, %	± 2	± 2	± 2	± 2
4	Розділова здатність вимірювання ГЧЗ, мкс	± 0,3	$\pm 4\cdot10^{-3}$	$\pm 10^{-3}$	± 10
5	Власна частотна нерівномірність ГЧЗ, мкс	± 1,0	$\pm 15\cdot10^{-3}$	$\pm 10^{-3}$	± 20

З метою зменшення методичної похибки, обумовленої нелінійністю ФЧХ каналу зв’язку, і розширення межі вимірювання в роботах [11, 18] запропоновано використовувати дві частоти модуляції. Цей метод може бути реалізований як шляхом вимірювання приростів фазових зсувів обвідних з різними частотами, так і шляхом вимірювання приростів часових інтервалів [15].

Таким чином, з проведеного аналізу видно, що найкращі метрологічні характеристики мають засоби вимірювання, розроблені на основі методу періодичного порівняння фазових зсувів. Очевидно, що використання такого методу у сполученні з методом двох модулювальних частот, який забезпечує виключення методичної похибки, обумовленої нелінійністю ФЧХ каналу зв’язку, є перспективним напрямком при розробці засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку з підвищеною точністю.

1.2 Структурно-алгоритмічні методи підвищення точності засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку

При передаванні за каналом зв'язку багаточастотного сигналу доводиться враховувати те, що між фазовим зсувом та частотою немає лінійної залежності. Внаслідок цього спостерігається явище дисперсії, яке проявляється в спотворенні форми сигналу.

В результаті наявності фазових спотворень відбувається зміщення за часом (прискорення або запізнення) центру групування, яке і є найбільш зручною мірою для оцінки фазових спотворень. Цей час зміщення називають груповим часом поширення (частіше запізнення), позначають $t_{ГР}$ та для кожної частоти визначають як похідну повної фази за частотою.

Таким чином, ряд систем та пристроїв можна охарактеризувати не ФЧХ $\varphi = f(\omega)$, а нерівномірністю ФЧХ або частотною характеристикою групового часу запізнення (ГЧЗ) $t_{ГР} = F(\omega)$.

Для вимірювання ГЧЗ використовується ряд методів. В основі цих методів лежить передавання досліджуваним каналом зв'язку групового сигналу, який складається з декількох гармонічних напруг, та наступного визначення групової швидкості поширення за зсувом фази обвідної групового сигналу. Обвідна групового сигналу в процесі детектування перетворюється в низькочастотні коливання, які характеризуються різницевою частотою, що дорівнює різниці частот окремих складових групового сигналу. Таким чином, вимірювання нерівномірності ФЧХ (ГЧЗ) зводиться до вимірювання фазових зсувів між двома напругами низьких частот.

Вперше був запропонований метод з одним досліджуваним амплітудно–модульованим сигналом (АМС), так званий метод Найквіста. Переважна більшість інших методів, запропонованих пізніше (метод з двома АМС; метод с тричастотною амплітудною модуляцією; метод з передаванням двох синусоїдальних сигналів та одного АМС; метод з самозбудженням схеми за колом модулювального сигналу; метод з придавленою однією бічною або не-

сучою спектральною складовою АМС), є лише модифікаціями методу з одним АМС.

При реалізації двочастотного методу з придавленою бічною спектральною складовою на досліджуване коло подаються два гармонічних коливання з частотами ω_1 та $\omega_1 + \Omega$, $\omega_1 >> \Omega$ з високою стабільністю фази між ними. Крім того, при Ω = const величина ω_1 повинна змінюватися в широкому діапазоні для отримання залежності $t_{ГР} = F(\omega)$. Такий досліджуваний сигнал формують за допомогою балансних модуляторів. На порівняно низьких частотах, коли ω_1 лежить в межах 100...200 кГц, придавлення бічної стає важкою задачею та розв'язується за допомогою використання систем фазової синхронізації. Це суттєво ускладнює пристрій та зменшує точність вимірювання нерівномірності ФЧХ (частотної характеристики ГЧЗ). Тому у вказаному діапазоні частот задача формування двочастотного сигналу може бути розв'язана за допомогою параметричних кіл.

Підвищення точності засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ пов'язано з виключенням усіх складових загальної похибки, основними з яких є інструментальна та методична похибки.

З метою виключення основних похибок проаналізуємо принципи побудови засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ, які базуються на структурно-алгоритмічних методах підвищення точності та класичному методі вимірювання Найквіста, суть якого пояснюється структурною схемою засобу вимірювання, що наведена на рис.1.1.

В такій схемі формування однотонального АМ сигналу здійснюється амплітудним модулятором U1 в процесі надходження на його входи високочастотного та низькочастотного сигналів з виходів відповідно генераторів G1 та G2. Сформований АМ сигнал після проходження через об'єкт контролю A1 детектується амплітудним детектором U2, на виході якого фільтром нижніх частот Z1 виділяється обвідна з частотою модуляції. Фазовий зсув обвідної несе інформацію про сумарні фазові спотворення спектральних складо-

вих однотонального АМ сигналу, які виникають в об’єкті контролю А1 та функційних блоках вимірювального каналу. В результаті вимірювання різниці фазових зсувів обвідної та опорного сигналу фазометром А2, шкала якого проградуйована в одиницях часу, визначається сумарна неідентичність ГЧЗ сигналу об’єкта контролю.

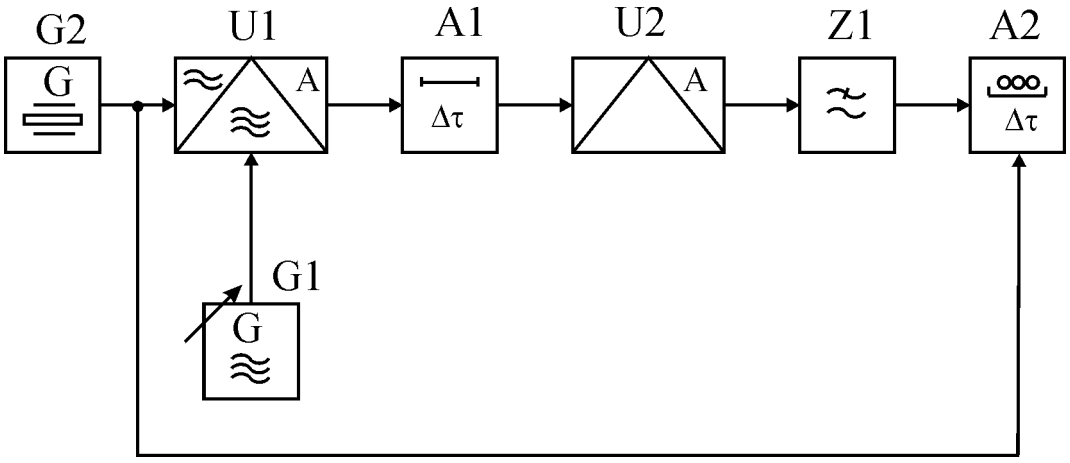


Рисунок 1.1 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ

Основним недоліком такої структурної схеми є інструментальна похибка, яка вноситься функційними блоками вимірювального каналу. Виключення цієї похибки досягається шляхом вимірювання нерівномірності ФЧХ сигналу у вимірювальному каналі за схемою, що показана на рис.1.2, до складу якої додатково входять автоматичний перемикач SA1 та генератор імпульсів комутації G3.

Вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю за розглянутими схемами здійснюється без методичної похибки лише у випадку, коли ФЧХ об’єкта контролю в смузі частот поблизу носійної частоти достатньо апроксимувати тільки трьома членами розкладу в ряд Тейлора, а тому схема, наведена на рис.1.2, забезпечує найвищу точність вимірювання тільки для даного випадку.

Якщо ФЧХ об’єкта контролю А1 апроксимується чотирма або п’ятьма членами розкладу в ряд Тейлора, то виникає методична похибка, яка обумов-

лена непарними похідними фазового зсуву, крім першої, або парними похідними ГЧЗ. При цьому розглянуті вище засоби вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю не забезпечують виключення цієї похибки.

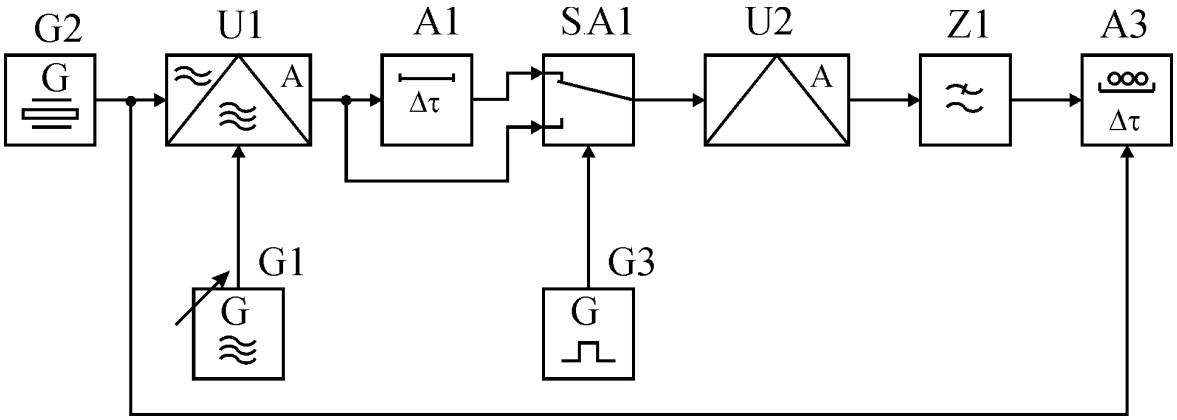


Рисунок 1.2 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ з підвищеною точністю

З метою розробки оптимального варіанту структурної схеми засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю, в якій забезпечується виключення методичної похибки, розглянемо метод вимірювання, що базується на використанні АМ сигналу з двома різними частотами модуляції. Структурна схема такого засобу вимірювання показана на рис.1.3.

Розглянемо принцип роботи такого засобу вимірювання. Нехай на вхід об’єкта контролю А2 надходить АМ сигнал, формування якого здійснюється амплітудним модулятором U1 під час надходження на його входи високочастотного сигналу з виходу генератора G1 і низькочастотного сигналу з виходу блока частот модуляції (БЧМ) А1 через перемикач SA1, який знаходиться в положенні, показаному на рис.1.3. Цей сигнал описується співвідношенням

$$U_{BX}(t) = U_m\left[1 + M_1\cos\left(\Omega_1 t + \varphi_1\right)\right]\cos\left(\omega t + \varphi_0\right) = U_m\cos\left(\omega t + \varphi_0\right) + \\ + \frac{M_1 U_m}{2}\left\{\cos\left[\left(\omega - \Omega_1\right)t + \varphi_0 - \varphi_1\right] + \cos\left[\left(\omega + \Omega_1\right)t + \varphi_0 + \varphi_1\right]\right\}, \quad (1.1)$$

де φ_0 та φ_1 – відповідно початкові фазові зсуви високочастотного та низькочастотного сигналів.

Вихідний сигнал об'єкта контролю А2 з врахуванням тільки фазових спотворень спектральних складових буде описуватися таким виразом

$$\begin{aligned} U_{ВИХ}(t) &= U_m \cos\left[\omega t + \varphi_0 - \varphi(\omega)\right] + \\ &+ \frac{M_1 U_m}{2} \cos\left[(\omega - \Omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1 - \varphi(\omega - \Omega_1)\right] + \\ &+ \frac{M_1 U_m}{2} \cos\left[(\omega + \Omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1 - \varphi(\omega + \Omega_1)\right]. \end{aligned} \qquad (1.2)$$

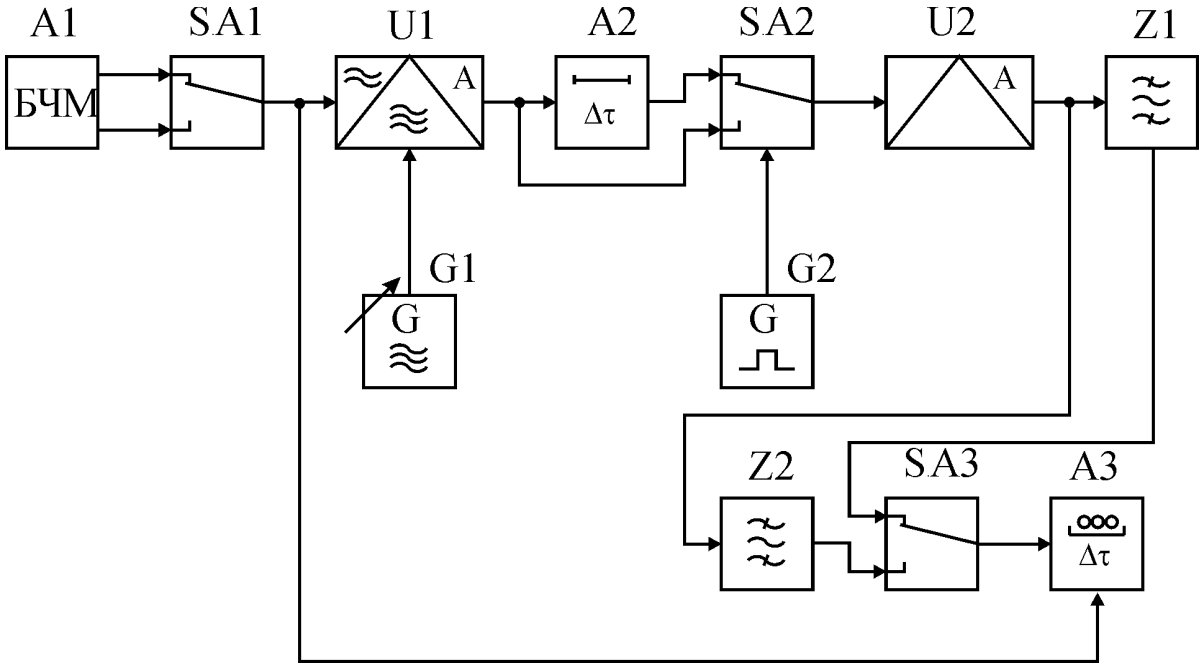


Рисунок 1.3 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ з двома частотами модуляції

Враховуючи, що $\Omega_1 << \omega$, виразимо фазові зсуви $\varphi(\omega - \Omega_1)$ та $\varphi(\omega + \Omega_1)$ у вигляді степеневих рядів Тейлора

$$\varphi(\omega - \Omega_1) = \varphi(\omega) - \frac{\Omega_1}{1!}\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^2}{2!}\tau'_{ГР}(\omega) - \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega) + \ldots;$$

$$\varphi(\omega + \Omega_1) = \varphi(\omega) + \frac{\Omega_1}{1!}\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^2}{2!}\tau'_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega) + \ldots.$$

Введемо такі позначення

$$\Phi_1 = \frac{\Omega_1^2}{2!}\tau'_{ГР}(\omega); \qquad \Phi_2 = \frac{\Omega_1}{1!}\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega). \tag{1.3}$$

З врахуванням введених позначень співвідношення (1.2) набуде такого вигляду

$$\begin{aligned} U_{ВИХ}(t) &= U_m \cos\left\lfloor \omega t + \varphi_0 - \varphi(\omega)\right\rfloor + \\ &+ \frac{M_1 U_m}{2}\cos\left[(\omega - \Omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1 - \varphi(\omega) - \Phi_1 + \Phi_2\right] + \\ &+ \frac{M_1 U_m}{2}\cos\left[(\omega + \Omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1 - \varphi(\omega) - \Phi_1 - \Phi_2\right]. \end{aligned} \tag{1.4}$$

Після перетворення співвідношення (1.4) отримаємо

$$U_{ВИХ}(t) = U_m\left[1 + M_1\cos(\Omega_1 t + \varphi_1 - \Phi_2)\right]\cos\left\lfloor \omega t + \varphi_0 - \varphi(\omega)\right\rfloor. \tag{1.5}$$

В результаті детектування сигналу, що описується співвідношенням (1.5), амплітудним детектором U2 у перший півперіод комутації автоматичного перемикача SA2, керування яким здійснюється генератором імпульсів комутації G2 і виділення вузькосмуговим фільтром Z1 обвідної з частотою модуляції Ω_1, отримаємо

$$U_{Ф1}(t) = M_1 U_m K_Д \cos\left(\Omega_1 t + \varphi_1 + \varphi_1^* - \Phi_2\right), \tag{1.6}$$

де φ_1^* – сумарний фазовий зсув, що вноситься функційними блоками вимірювального каналу.

Якщо перемикач SA3 знаходиться у положенні, показаному на рис.1.3, то мікропроцесорним фазометром, шкала якого проградуйована в одиницях часу, вимірюється різниця фазових зсувів між опорним сигналом та сигналом, що описується співвідношенням (1.6). З врахуванням співвідношення (1.3) виміряна різниця фаз відповідає ГЧЗ сигналу, який визначається за співвідношенням

$$\tau_{ГР1}(\omega)_{вим} = \left|\frac{\Phi_2}{\Omega_1}\right| + \left|\frac{\varphi_1 + \varphi_1^*}{\Omega_1}\right| = \tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega) + \Delta\tau_{ГР1}(\omega). \qquad (1.7)$$

Виключення похибки $\Delta\tau_{ГР1}(\omega)$, яка вноситься функційними блоками вимірювального каналу, здійснюється у другий півперіод комутації автоматичного перемикача SA2 шляхом вимірювання різниці фазових зсувів обвідної сигналу (1.1) та опорного сигналу.

Аналогічно можна показати, що коли перемикач SA1 знаходиться у положенні, протилежному показаному на рис.1.3, то вузькосмуговим фільтром Z2 у перший півперіод комутації автоматичного перемикача SA2 виділяється обвідна з частотою модуляції Ω_2, яка описується співвідношенням

$$U_{Ф2}(t) = M_2 U_2 K_Д \cos\left(\Omega_2 t + \varphi_2 + \varphi_2^* - \Phi_2^*\right), \qquad (1.8)$$

де

$$\Phi_2^* = \frac{\Omega_2}{1!}\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_2^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega); \qquad (1.9)$$

φ_2 – початковий фазовий зсув сигналу з частотою модуляції Ω_2;

φ_2^* – сумарний фазовий зсув, що вноситься функційними блоками вимірювального каналу на частоті модуляції Ω_2.

Якщо перемикач SA3 знаходиться у положенні, протилежному наведеному на рис.1.3, то мікропроцесорним фазометром A3 здійснюється вимірювання різниці фаз сигналів (1.7) та опорного, яка з врахуванням співвідношення (1.9) відповідає ГЧЗ сигналу, який визначається за виразом

$$\tau_{ГР2}(\omega)_{вим} = \left|\frac{\Phi_2^*}{\Omega_2}\right| + \left|\frac{\varphi_2 + \varphi_2^*}{\Omega_2}\right| = \tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_2^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega) + \Delta\tau_{ГР2}(\omega).$$

Виключення похибки $\Delta\tau_{ГР2}(\omega)$, яка вноситься функційними блоками вимірювального каналу, реалізується як і на частоті модуляції Ω_1 в другий півперіод комутації автоматичного перемикача SA2.

За результатами двох вимірювань ГЧЗ на частотах модуляції Ω_1 та Ω_2 без врахування похибок, що вносяться функційними блоками вимірювального каналу, матимемо систему рівнянь

$$\begin{cases} \tau_{ГР1}(\omega)_{вим} = \tau_{ГР}(\omega) + \dfrac{\Omega_1^2}{3!}\tau''_{ГР}(\omega); \\ \tau_{ГР2}(\omega)_{вим} = \tau_{ГР}(\omega) + \dfrac{\Omega_2^2}{3!}\tau''_{ГР}(\omega). \end{cases} \qquad (1.10)$$

Розв'язавши систему рівнянь (1.10) відносно $\tau_{ГР}(\omega)$, отримаємо алгоритм розрахунку дійсного значення ГЧЗ

$$\tau_{ГР}(\omega) = \tau_{ГР1}(\omega)_{вим} - \frac{\Delta\tau_{ГР3}(\omega)}{q^2 - 1};$$

або

$$\tau_{ГР}(\omega) = \tau_{ГР2}(\omega)_{вим} - \frac{q^2}{q^2 - 1}\Delta\tau_{ГР4}(\omega),$$

де

$\Delta\tau_{ГР3}(\omega) = \dfrac{\Omega_1^2}{3!}(q^2 - 1)\tau''_{ГР}(\omega)$; $\Delta\tau_{ГР4}(\omega) = \dfrac{\Omega_2^2}{3!}\cdot\dfrac{q^2 - 1}{q^2}\tau''_{ГР}(\omega)$; $q = \dfrac{\Omega_2}{\Omega_1} > 1 -$ відношення частот модуляції.

Таким чином, розглянута схема забезпечує виключення як інструментальної похибки, обумовленої функційними блоками вимірювального каналу, так і методичної похибки, обумовленої парними похідними ГЧЗ. Проте недоліком такої схеми є різна розділова здатність вимірювань, оскільки шкала мікропроцесорного фазометра А3 градується в одиницях часу на одній часто-

ті модуляції, а вимірювання нерівномірності ФЧХ здійснюється на двох різних частотах модуляції.

Для уникнення відзначеного недоліку розглянемо структурну схему засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю, наведену на рис.1.4. Особливість цієї схеми полягає в тому, що високочастотний сигнал одночасно модулюється сумою двох різних частот модуляції, а виділені вузькосмуговими фільтрами Z1 та Z2 сигнали, що описуються співвідношеннями (1.6) та (1.8), подаються на входи змішувача U3.

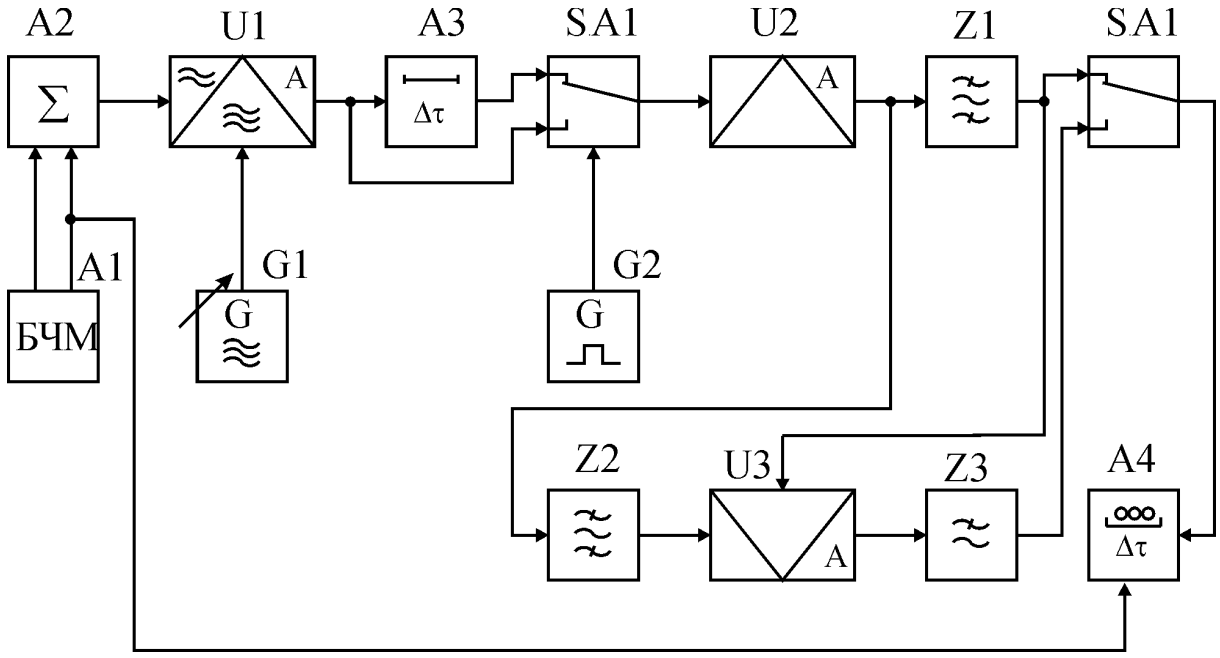


Рисунок 1.4 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ з постійною розділовою здатністю

В результаті перетворення частот сигналів (1.6) та (1.8) за умови, що $\Omega_2 = = 2\Omega_1$, виділений фільтром низьких частот Z3 сигнал різницевої частоти буде описуватися співвідношенням

$$U_{Ф3}(t) = U_m \cos\left(\Omega_1 t - \varphi_1 - \varphi_1^* + \varphi_2 + \varphi_2^* + \varphi_3 + \Phi_2 - \Phi_1^*\right),$$

де φ_3 – сумарний фазовий зсув, що вноситься змішувачем U3 та фільтром Z3.

Враховуючи співвідношення (1.3) та (1.9), визначимо різницю фаз

$$\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_2^* = \Omega_1\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega) - \Omega_2\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_2^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega). \qquad (1.11)$$

Оскільки дійсне значення ГЧЗ на даній несучій частоті є одним і тим самим для будь-яких модулювальних частот, а методичні похибки різні, то можна прийняти, що

$$\Phi_2^* = \Omega_1\tau_{ГР}(\omega) + \frac{\Omega_2^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega). \qquad (1.12)$$

З врахуванням співвідношення (1.12) вираз (1.11) набуває вигляду

$$\Delta\Phi = \frac{\Omega_1^3}{3!}\tau''_{ГР}(\omega)\left(1 - q^3\right).$$

Таким чином, виміряний ГЧЗ буде визначатися за співвідношенням

$$\Delta\tau_{ГР5}(\omega) = \frac{\Delta\Phi}{\Omega_1} = \frac{\Omega_1^2}{3!}\tau''_{ГР}(\omega)\left(1 - q^3\right). \qquad (1.13)$$

З порівняння співвідношень (1.7) та (1.13) видно, що без врахування похибки $\Delta\tau_{ГР5}(\omega)$ значення різниці методичних похибок $\Delta\tau_{ГР5}(\omega)$ відрізняється від дійсної методичної похибки на величину $1 - q^3$, а тому алгоритм розрахунку дійсного ГЧЗ буде мати вигляд

$$\tau_{ГР}(\omega) = \tau_{ГР1}(\omega)_{вим} - \frac{\Delta\tau_{ГР5}(\omega)}{1 - q^3}.$$

На основі проведеного аналізу структурних схем засобів вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єктів контролю можна зробити висновок, що вико-

ристання однотонального амплітудно-модульованого сигналу раціонально тільки для апроксимації ФЧХ об’єкта контролю трьома членами розкладу в ряд Тейлора, а у випадку апроксимації цієї характеристики чотирма або п’ятьма членами розкладу – ефективнішим є використання двотонального АМ сигналу.

1.3 Вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю за методом двочастотного сигналу

Важливою перевагою під час вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю за методом двочастотного сигналу є відсутність методичної похибки, обумовленої нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики об’єкта контролю. Проте точність вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю з використанням двочастотного сигналу значною мірою залежить від методу його формування.

Найпоширенішим методом формування двочастотного сигналу є метод балансної модуляції. На рис.1.5 наведена структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю, в якій формування двочастотного сигналу здійснюється балансним модулятором U1 у разі надходження на його входи високочастотного і низькочастотного гармонічних сигналів з частотами ω та Ω з виходів генераторів G1 та G2. Сформований двочастотний сигнал без врахування початкових фазових зсувів високочастотного і низькочастотного сигналів буде описуватися співвідношенням

$$U_{ВИХ}(t) = U_m \cos \omega t \cos \Omega t = \frac{U_m}{2}\left[\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t\right]. \qquad (1.14)$$

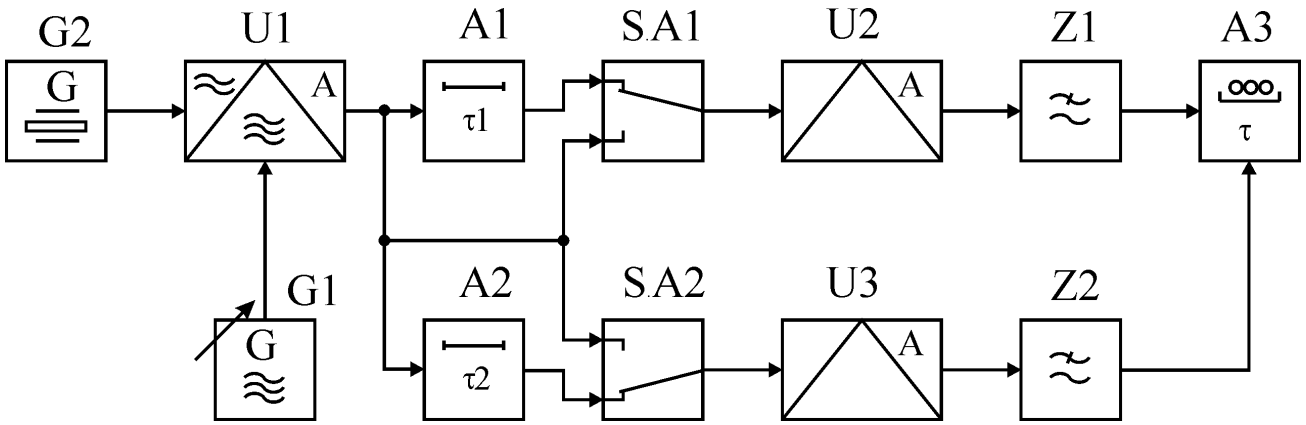


Рисунок 1.5 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ об’єкта контролю з формуванням двочастотного сигналу за методом балансної модуляції

Сигнал (1.14) надходить одночасно на входи об’єктів контролю А1 і А2 та перші входи перемикачів SA1 і SA2. Вихідні сигнали об’єктів контролю А1 та А2 з врахуванням фазових спотворень спектральних складових будуть описуватися такими співвідношеннями

$$U_{ВИХ1}(t)=\frac{U_m}{2}\left\{\cos\left[(\omega-\Omega)t-\varphi_1(\omega-\Omega)\right]+\cos\left[(\omega+\Omega)t-\varphi_1(\omega+\Omega)\right]\right\}= \\ =U_1(t)+U_2(t); \tag{1.15}$$

$$U_{ВИХ2}(t)=\frac{U_m}{2}\left\{\cos\left[(\omega-\Omega)t-\varphi_2(\omega-\Omega)\right]+\cos\left[(\omega+\Omega)t-\varphi_2(\omega+\Omega)\right]\right\}= \\ =V_1(t)+V_2(t), \tag{1.16}$$

де

$$U_1(t)=\frac{U_m}{2}\cos\left[(\omega-\Omega)t-\varphi_1(\omega-\Omega)\right];$$

$$U_2(t)=\frac{U_m}{2}\cos\left[(\omega+\Omega)t-\varphi_1(\omega+\Omega)\right];$$

$$V_1(t)=\frac{U_m}{2}\cos\left[(\omega-\Omega)t-\varphi_2(\omega-\Omega)\right];\quad V_2(t)=\frac{U_m}{2}\cos\left[(\omega+\Omega)t-\varphi_2(\omega+\Omega)\right];$$

$\varphi_1(\omega \pm \Omega)$ та $\varphi_2(\omega \pm \Omega)$ – фазові зсуви складових сигналу (1.14), обумовлені нелінійністю фазочастотних характеристик об'єктів контролю А1 та А2.

При квадратичному детектуванні сигналів (1.15) та (1.16) отримаємо

$$U_{Д1}(t) = K_Д U^2_{ВИХ1}(t) = K_Д\left[U_1^2(t) + 2U_1(t)U_2(t) + U_2^2(t)\right];$$
$$U_{Д2}(t) = K_Д U^2_{ВИХ2}(t) = K_Д\left[V_1^2(t) + 2V_1(t)V_2(t) + V_2^2(t)\right].$$

Складовими спектра, які впливають на обвідні сигналів (1.15) та (1.16), є члени $2U_1(t)U_2(t)$ та $2V_1(t)V_2(t)$, які відповідно дорівнюють

$$2U_1(t)U_2(t) = \frac{U_m^2}{4}\left\{\cos\left[(\omega-\Omega)t - \varphi_1(\omega-\Omega)\right]\times\cos\left[(\omega+\Omega)t - \varphi_1(\omega+\Omega)\right]\right\} =$$
$$= \frac{U_m^2}{4}\left\{\cos\left[2\omega t - \varphi_1(\omega+\Omega) - \varphi_1(\omega-\Omega)\right] + \cos\left[2\Omega t + \varphi_1(\omega-\Omega) - \varphi_1(\omega+\Omega)\right]\right\};$$
$$2V_1(t)V_2(t) = \frac{U_m^2}{4}\left\{\cos\left[(\omega-\Omega)t - \varphi_2(\omega-\Omega)\right]\times\cos\left[(\omega+\Omega)t - \varphi_2(\omega+\Omega)\right]\right\} =$$
$$= \frac{U_m^2}{4}\left\{\cos\left[2\omega t - \varphi_2(\omega+\Omega) - \varphi_2(\omega-\Omega)\right] + \cos\left[2\Omega t + \varphi_2(\omega-\Omega) - \varphi_2(\omega+\Omega)\right]\right\}.$$

Виділені фільтрами низьких частот Z1 та Z2 обвідні сигналів (1.15) та (1.16) описуються співвідношеннями

$$U_{Ф1}(t) = \frac{K_Д U_m^2}{4}\cos\left[2\Omega t + \varphi_1 + \varphi_1(\omega-\Omega) - \varphi_1(\omega+\Omega)\right];$$
$$U_{Ф2}(t) = \frac{K_Д U_m^2}{4}\cos\left[2\Omega t + \varphi_2 + \varphi_2(\omega-\Omega) - \varphi_2(\omega+\Omega)\right],$$

де φ_1 та φ_2 – відповідно фазові зсуви, що вносяться функційними вузлами каналів.

Виміряна мікропроцесорним фазометром А3, шкала якого проградуйована в одиницях часу, різниця фаз сигналів, що описуються двома останніми співвідношеннями, відповідає нерівномірності ФЧХ і визначається за виразом

$$\tau_{\text{ГРН}}(\omega)=\frac{\varphi_1(\omega-\Omega)-\varphi_1(\omega+\Omega)-\varphi_2(\omega-\Omega)+\varphi_2(\omega+\Omega)}{2\Omega}+\frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega}= \\ =\Delta\tau_{\text{ГРН}}(\omega)+\Delta\tau_{\text{ГР1}}(\omega). \qquad (1.17)$$

Якщо перемикачі SA1 та SA2 знаходяться у положеннях, протилежних тим, що показані на рис.1.7, то сигнал (1.14) надходить одночасно на входи амплітудних детекторів U1 та U2 і виділені фільтрами низьких частот Z1 та Z2 обвідні будуть описуватися співвідношеннями

$$U'_{\Phi1}(t)=\frac{K_{\text{Д}}U_m^2}{4}\cos\left(2\Omega t+\varphi_1\right);$$
$$U'_{\Phi2}(t)=\frac{K_{\text{Д}}U_m^2}{4}\cos\left(2\Omega t+\varphi_2\right).$$

Виміряна мікропроцесорним фазометром А3 різниця фаз сигналів, що описуються двома останніми співвідношеннями, характеризує власну частотну нерівномірності ФЧХ вимірювальних каналів і визначається за виразом

$$\Delta\tau_{\text{ГР1}}(\omega)=\frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega}. \qquad (1.18)$$

За результатами вимірювань, які описуються співвідношеннями (1.17) та (1.18), мікропроцесорним фазометром А3 розраховується нерівномірність ФЧХ об’єктів контролю А1 та А2.

Якщо перемикач SA1 знаходиться у положенні, показаному на рис.1.5, а перемикач SA2 – у протилежному положенні та навпаки, то мікропроцесорним фазометром А3 вимірюються різниці фаз між сигналами, які відповідають ГЧЗ, що визначаються за такими співвідношеннями

$$\tau_{\text{ГР1}}(\omega)_{\text{вим}}=\frac{\varphi_1(\omega-\Omega)-\varphi_1(\omega+\Omega)}{2\Omega}+\frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega}=\tau_{\text{ГР1}}(\omega)+\Delta\tau_{\text{ГР1}}(\omega);$$

$$\tau_{ГР2}(\omega)_{вим} = \frac{\varphi_2(\omega-\Omega)-\varphi_2(\omega+\Omega)}{2\Omega} - \frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega} = \tau_{ГР2}(\omega) - \Delta\tau_{ГР1}(\omega).$$

Основний недолік розглянутої схеми полягає в тому, що з формуванням двочастотного сигналу за методом балансної модуляції, крім корисних бічних пар частот присутній також залишок сигналу несучої частоти ω та частоти виду ω ± nΩ та nω ± Ω, наявність яких приводить до нелінійних спотворень обвідної, що викликає похибку вимірювання нерівномірності ФЧХ.

З метою уникнення відзначеного недоліку розглянемо структурну схему засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ (рис.1.6), в якій формування двочастотного сигналу здійснюється за методом частотного синтезу.

У цій схемі з сигналу кварцового генератора G1 подільниками частоти U1 та U2 зі змінними коефіцієнтами ділення і смуговими фільтрами Z1 та Z2 формуються синусоїдальні сигнали з частотами ω_1 та ω_2, які підсумовуються у суматорі A1. Вихідний сигнал суматора A1 описується співвідношенням

$$\begin{aligned} U^*_{ВИХ}(t) &= U_{m1}\left[\cos\left(\omega_1 t+\varphi^*_1\right)+\cos\left(\omega_2 t+\varphi^*_2\right)\right]= \\ &= 2U_{m1}\cos\frac{(\omega_1+\omega_2)t+\varphi^*_1+\varphi^*_2}{2}\cos\frac{\Omega t+\varphi^*_1-\varphi^*_2}{2}, \end{aligned} \qquad (1.19)$$

де $\Omega = \omega_1 - \omega_2$ – різницева частота сигналу;

φ_1^* та φ_2^* – початкові фази високочастотних сигналів.

Сигнал, який описується співвідношенням (1.19), як і у схемі, показаній на рис.1.6, надходить одночасно на входи об'єктів контролю A2 та A3 і перемикачів SA1 та SA2. Вихідні сигнали об'єктів контролю A2 та A3 з врахуванням тільки фазових спотворень визначаються такими співвідношеннями

$$\begin{aligned} U^*_{ВИХ1}(t) &= U_{m1}\left\{\cos\left[\omega_1 t+\varphi_1(\omega_1)+\varphi^*_1\right]+\cos\left[\omega_2 t+\varphi_1(\omega_2)+\varphi^*_2\right]\right\}= \\ &= 2U_{m1}\cos\frac{(\omega_1+\omega_2)t+\varphi_1(\omega_1)+\varphi_1(\omega_2)+\varphi^*_1+\varphi^*_2}{2}\times \\ &\times\cos\frac{\Omega t+\varphi_1(\omega_1)-\varphi_1(\omega_2)+\varphi^*_1-\varphi^*_2}{2}; \end{aligned} \qquad (1.20)$$

$$U^{*}_{ВИХ2}(t)=U_{m1}\left\{\cos\left[\omega_1 t+\varphi_2(\omega_1)+\varphi^{*}_1\right]+\cos\left[\omega_2 t+\varphi_2(\omega_2)+\varphi^{*}_2\right]\right\}=$$
$$=2U_{m1}\cos\frac{(\omega_1+\omega_2)t+\varphi_2(\omega_1)+\varphi_2(\omega_2)+\varphi^{*}_1+\varphi^{*}_2}{2}\times \qquad (1.21)$$
$$\times\cos\frac{\Omega t+\varphi_2(\omega_1)-\varphi_2(\omega_2)+\varphi^{*}_1-\varphi^{*}_2}{2},$$

де $\varphi_1(\omega_1)$, $\varphi_1(\omega_2)$, $\varphi_2(\omega_1)$ та $\varphi_2(\omega_2)$ – відповідно фазові зсуви, що вносяться досліджуваними чотириполюсниками А2 та А3 на частотах ω_1 та ω_2.

Якщо перемикачі SA1 та SA2 знаходяться у положеннях, що показані на рис.1.6, то сигнали (1.20) та (1.21) детектуються амплітудними детекторами U3 та U4, на виході яких фільтрами низьких частот Z3 та Z4 виділяються обвідні, що описуються такими співвідношеннями

$$U^{**}_{Ф1}(t)=K_Д U_{m1}\cos\frac{\Omega t+\varphi_1(\omega_1)-\varphi_1(\omega_2)+\varphi^{*}_1-\varphi^{*}_2+\varphi_3}{2}; \qquad (1.22)$$

$$U^{**}_{Ф2}(t)=K_Д U_{m1}\cos\frac{\Omega t+\varphi_2(\omega_1)-\varphi_2(\omega_2)+\varphi^{*}_1-\varphi^{*}_2+\varphi_4}{2}, \qquad (1.23)$$

де φ_3 та φ_4 – відповідно фазові зсуви, що вносяться функційними вузлами каналів засобу вимірювання.

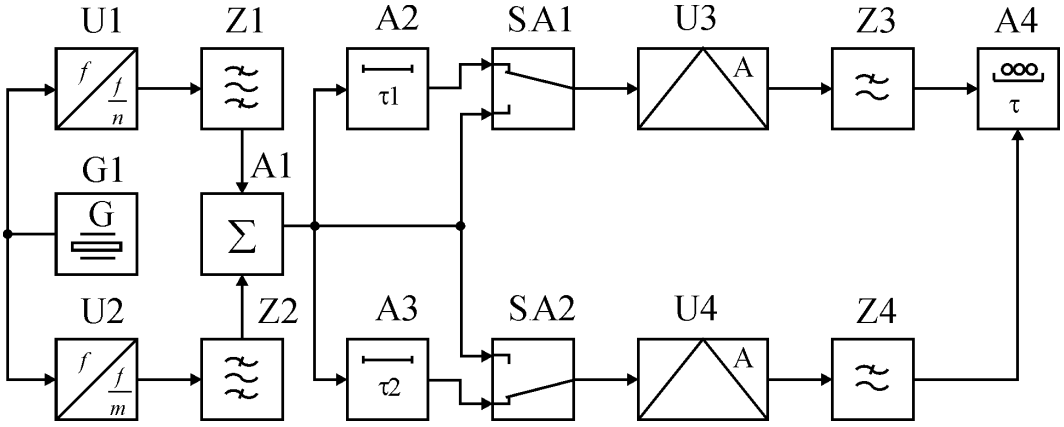


Рисунок 1.6 – Структурна схема засобу вимірювання нерівномірності ФЧХ з формуванням двочастотного сигналу за методом частотного синтезу

Виміряна мікропроцесорним фазометром А4 різниця фаз сигналів (1.22) та (1.23) характеризує нерівномірність ФЧХ об’єктів контролю, що визначається співвідношенням

$$\tau_{\text{грн}}(\omega)=\frac{\varphi_1(\omega_1)-\varphi_1(\omega_2)-\varphi_2(\omega_1)+\varphi_2(\omega_2)}{2\Omega}+\frac{\varphi_3-\varphi_4}{2\Omega}=\Delta\tau^{*}_{\text{грн}}(\omega)+\Delta\tau^{*}_{\text{гр1}}(\omega). \quad (1.24)$$

У положеннях перемикачів SA1 та SA2, протилежних тим, що показані на рис. 1.6, після детектування сигналу (1.19) мікропроцесорним фазометром А4 вимірюється власна частотна нерівномірність ФЧХ $\Delta\tau^{*}_{\text{гр1}}(\omega)$ каналів, яка виключається з результату вимірювання, що визначається за співвідношенням (1.24).

Вимірювання нерівномірності ФЧХ окремо кожного з об’єктів контролю здійснюється аналогічно схемі, показаній на рис. 1.5.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА ТА ЇЇ ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК

2.1 Розробка структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку

Проведений в розділі 2 аналіз методів вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку показав, що відомі методи мають значну похибку і не дозволяють в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання.

Таким чином, необхідно підвищити точність вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку шляхом зменшення власної неідентичності каналів вимірювача.

Поставлена задача досягається при використанні вимірювача, структурна схема якого наведена на рис.1.6. При такій побудові вимірювача результат вимірювання ГЧЗ визначається як

$$\tau_{ГР1}(\omega)_{вим} = \frac{\varphi_1(\omega-\Omega)-\varphi_1(\omega+\Omega)}{2\Omega} + \frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega} = \tau_{ГР1}(\omega)+\Delta\tau_{ГР1}(\omega);$$

$$\tau_{ГР2}(\omega)_{вим} = \frac{\varphi_2(\omega-\Omega)-\varphi_2(\omega+\Omega)}{2\Omega} - \frac{\varphi_1-\varphi_2}{2\Omega} = \tau_{ГР2}(\omega)-\Delta\tau_{ГР1}(\omega).$$

Основний недолік розглянутої схеми полягає в тому, що з формуванням двочастотного сигналу за методом балансної модуляції, крім корисних бічних пар частот присутній також залишок сигналу несучої частоти ω та частоти виду $\omega \pm n\Omega$ та $n\omega \pm \Omega$, наявність яких приводить до нелінійних спотворень обвідної, що викликає похибку вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку.

Таким чином, вимірявши фазові зсуви, що вносяться елементами вимірювального та опорного каналів, можна визначити фазовий зсув, що вноситься каналом зв'язку та, відповідно, нерівномірність ФЧХ досліджуваного та опорного каналів зв'язку.

Структурна схема такого вимірювача наведена на рис.1.6. Таким чином, в розглянутому випадку структурна схема розроблюваного вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку буде складатися з таких блоків: діапазонного генератора гармонічних коливань, що працює в діапазоні частот 0.02...20 кГц; генератора гармонічних коливань, що працює на фіксованій частоті; балансного амплітудного модулятора; трьох широкосмугових узгоджувальних підсилювачів; двох амплітудних детекторів; двох фільтрів низьких частот та цифрового вимірювача кута фазового зсуву, а також джерела живлення.

2.2 Попередній розрахунок структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку

Проведемо попередній розрахунок основних функціональних вузлів структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку.

2.2.1 Попередній розрахунок діапазонного генератора гармонічних коливань

В якості діапазонного генератора гармонічних коливань скористаємося RC-автогенератором з мостом Віна, при цьому частоту генерованих гармонічних коливань будемо змінювати при зміні ємності конденсаторів.

Одне плече генератора з мостом Віна утворено резистивним подільником напруги, а друге – диференціювальним та інтегрувальним колами. Коефіцієнт передачі з виходу фазозсувного кола на неінвертувальний вхід операційного підсилювача на резонансній частоті дорівнює 1/3. Для забезпечення балансу амплітуд коефіцієнт передачі підсилювача з виходу на неінвертувальний вхід повинний дорівнювати трьом. Для виконання балансу фаз стала часу диференціювального кола має дорівнювати сталій часу інтегрувального кола.

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ частота коливань визначається таким чином

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{RC}.$$

Для покращення самозбудження, стабілізації амплітуди коливань та зменшення нелінійних спотворень в схемі необхідно використовувати підсилювач з регульованим коефіцієнтом передачі або на виході операційного підсилювача включити нелінійний обмежувач напруги.

2.2.2 Попередній розрахунок генератора фіксованої частоти

Як генератор гармонічних коливань фіксованої частоти будемо використовувати RC-автогенератор з драбинними фазозсувальними RC-колами.

Для такого RC–автогенератора резонансна частота визначається співвідношенням

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}},$$

або при $R_1 = R_2 = R$ та $C_1 = C_2 = C_3 = C$

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}.$$

Умову самозбудження для схеми можна записати у вигляді

$$R_3 \geq \frac{\left[R_1(C_1 + C_2) + R_2(C_2 + C_3)\right](C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}{C_1 C_2 C_3}.$$

При $C_1 = C_2 = C_3 = C$ та $R_1 = R_2 = R$ отримаємо $R_3 \geq 12R$.

Стабілізація амплітуди та зменшення нелінійних спотворень в такому автогенераторі досягається при введенні автоматичного підстроювання коефіцієнта передачі підсилювача або нелінійного обмежувача вихідної напруги.

2.2.3 Попередній розрахунок балансного амплітудного модулятора

В загальному випадку балансні модулятори будуються на основі помножувачів. Якщо перемножити два гармонічні сигнали, отримаємо

$$U_{БМ}(t) = K_{БМ} U_{m1} \sin\omega t \, U_{m2} \sin\Omega t =$$
$$= \frac{K_{БМ} U_{m1} U_{m2}}{2} \left[\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t\right],$$

де $K_{БМ}$ – коефіцієнт передачі балансного амплітудного модулятора;

U_{m1}, U_{m2} – амплітудні значення відповідно носійного та модулюючого коливань;

ω, Ω – частоти відповідно носійного та модулюючого коливань.

Таким чином, при перемноженні двох гармонічних коливань носій не коливання з частотою ω придавлюється, а результатом множення є дві спектральні складові з різницевою та сумарною частотами.

Розглянемо схему балансного амплітудного модулятора на основі підсилювачів з керованим коефіцієнтом підсилення (рис.3.1).

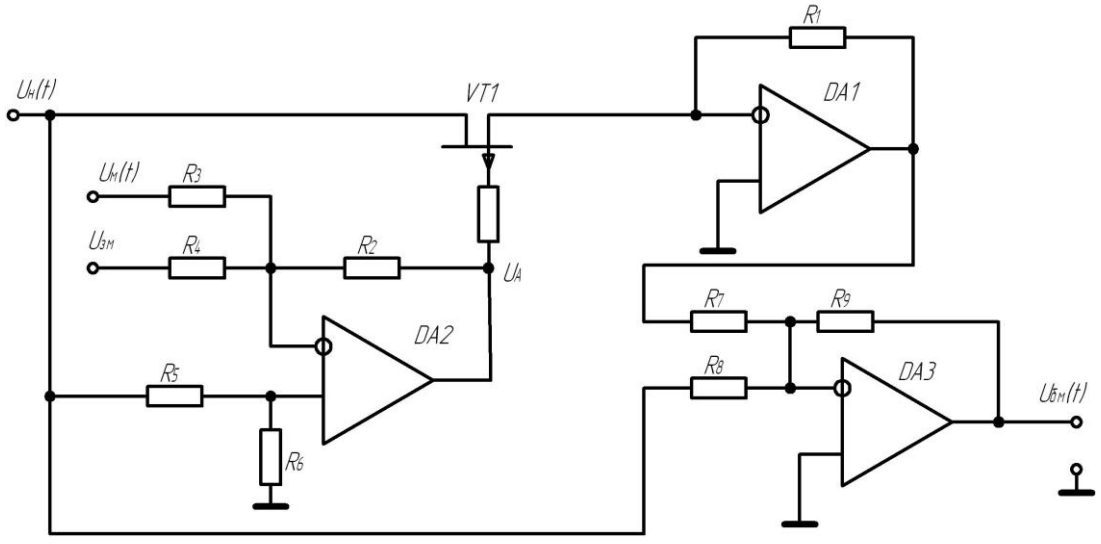


Рисунок 2.1 – Електрична схема балансного амплітудного модулятора, побудованого на основі підсилювача з регульованим коефіцієнтом підсилення

В такій схемі використовують принцип множення носійного коливання та модулюючого коливання за допомогою польового транзистора з керованим p-n переходом. До складу схеми входять підсилювач з регульованим коефіцієнтом підсилення на операційному підсилювачі DA1 та суматори на основі операційних підсилювачів DA2 та DA3. Коефіцієнт підсилення підсилювача на основі операційного підсилювача DA1

$$K = \frac{R_1}{R_T},$$

де R_T – опір каналу польового транзистора, який залежить від модулюючої напруги.

Оскільки напруга носійної частоти, що діє на стоці транзистора VT1, знакозмінна, то для прив'язки затвору до стоку або витоку в залежності від полярності напруги стік – витік до схеми введено суматор на операційному підсилювачі DA2, що має коефіцієнт підсилення по відношенню до напруги $U_H(t)$, який дорівнює 0.5, тобто

$$K_H = \frac{R_6}{R_5 + R_6}\left(1 + \frac{R_2}{R_3 + R_4}\right) = \frac{1}{2}.$$

Для установки транзистора VT1 в лінійний режим на його затвор подається постійна напруга U_A, яка дорівнює половині напруги відсічки, тобто

$$U_A = \frac{R_2}{R_4} U_{ЗМ} = \frac{U_{відс}}{2}.$$

Модулююча напруга та напруга U_A подаються на затвор транзистора VT1 за допомогою суматора, реалізованого на операційному підсилювачі DA2.

Для отримання вихідного сигналу з малими нелінійними спотвореннями напруга $U_H(t)$ не має перевищувати декількох сотень мілівольт. Оскільки опір каналу транзистора VT1 змінюється в широких межах, то вхідні струми операційного підсилювача DA1 мають бути досить малими.

Амплітудно-модульований сигнал на виході операційного підсилювача DA1 складається з трьох спектральних складових: носійної з частотою ω та двох бічних з частотами $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$. Для придавлення носійної спектральної складової використовується суматор на операційному підсилювачі DA3, на входи якого подаються напруга $U_H(t)$ та протифазна їй напруга з виходу операційного підсилювача DA1. В цьому випадку на виході операційного підсилювача DA3 при виконанні умови $R_7 = R_8$ вихідна напруга буде мати тільки дві спектральні складові з частотами $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$. Замість польового транзистора в такій схемі можна використовувати діодні, транзисторні або резистині оптрони.

2.2.4 Попередній розрахунок узгоджувальних підсилювачів

В підсилювачах змінної напруги доцільно використовувати однополярне джерело живлення. Однак в цьому випадку на виході операційного підсилювача необхідно включати коло для формування напруги зміщення, за допомогою якої на виході операційного підсилювача встановлюється напруга, що дорівнює половині напруги живлення. Так, в розглянутій схемі половина напруги живлення на виході встановлюється за допомогою подільника $R_3 R_4$.

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 та R_4 однакові та вибираються в межах 1кОм ÷ 1 МОм.

Для компенсації помилки на вході

$$R_2 = 0{,}5 R_4.$$

Опір резистора R_1 визначається таким співвідношенням

$$R_1 = \frac{R_2}{K_\beta - 1}.$$

В розглянутому випадку необхідним є виконання умови $R_1 + R_2 > R_H$.

Вхідний опір операційного підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком

$$R_{BX.\beta} = R_{BX}(1 + \beta K_U) = R_{BX}\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_U\right).$$

Вхідний опір підсилювача змінному струму

$$R_{BX.П} = \frac{R_{BX.\beta} R}{R_{BX.\beta} + R} = \frac{R_{BX.\beta} \cdot 0.5R_4}{R_{BX.\beta} + 0.5R_4}.$$

Ємності блокувальних конденсаторів розраховують виходячи з таких співвідношень

$$C_{бл1} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_1}; \qquad C_{бл2} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{дж}}.$$

Ємності розділових конденсаторів розраховуються за такими співвідношеннями

$$C_{р1} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{BX.П}}; \qquad C_{р2} \geq \frac{1}{2\pi F_H \left(R_H + \frac{R_{ВИХ}}{1 + \beta K_U}\right)}.$$

В кінці розрахунку необхідно перевірити, чи зможе забезпечити розрахований підсилювач необхідне підсилення на верхній частоті робочого діапазону частот, використовуючи наступне співвідношення

$$K_\beta \leq \frac{f_1}{F_B}.$$

Якщо остання нерівність не виконується, необхідно використовувати двокаскадний підсилювач на аналогічних операційних підсилювачах або більш високочастотний операційний підсилювач.

2.2.5 Попередній розрахунок амплітудного детектора

При великому розносі частот модулюючого та носійного коливання амплітудне детектування досить просто реалізується шляхом випрямлення та фільтрації коливань.

Для діапазону низьких частот та при малому розносі частот носійного та модулюючого коливань доцільно використовувати детектори амплітудно-модульованих коливань, побудовані на основі пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ) (рис.2.2). Схема такого амплітудного детектора складається з ПВЗ на операційних підсилювачах DA1 та DA2, транзисторного ключа на транзисторі VT1 та екстрематора на операційному підсилювачі DA3.

Якщо в моменти екстремуму АМ-коливання проводити перетворення (вибірку) амплітудного значення з наступним запам’ятовуванням цього значення до наступного екстремуму, то на виході детектора буде формуватися згинальна АМ-коливання. Швидкодія ПВЗ має бути досить високою для того, щоб за час вибірки амплітудне значення вихідного сигналу змінювалося незначно. Час вибірки визначається часом спрацьовування транзисторного ключа на транзисторі VT1, який перемикається переднім або заднім фронтом вихідного імпульсу екстрематора.

Екстрематор є підсилювачем з нелінійним від’ємним зворотним зв’язком (ВЗЗ), який запам’ятовує значення вхідного сигналу в момент розриву кола ВЗЗ. Таким чином, при відкритому стабілітроні VD1 коло ВЗЗ операційного підсилювача DA3 замкнено, а напруга на конденсаторі C2 відслідковує напругу на вході.

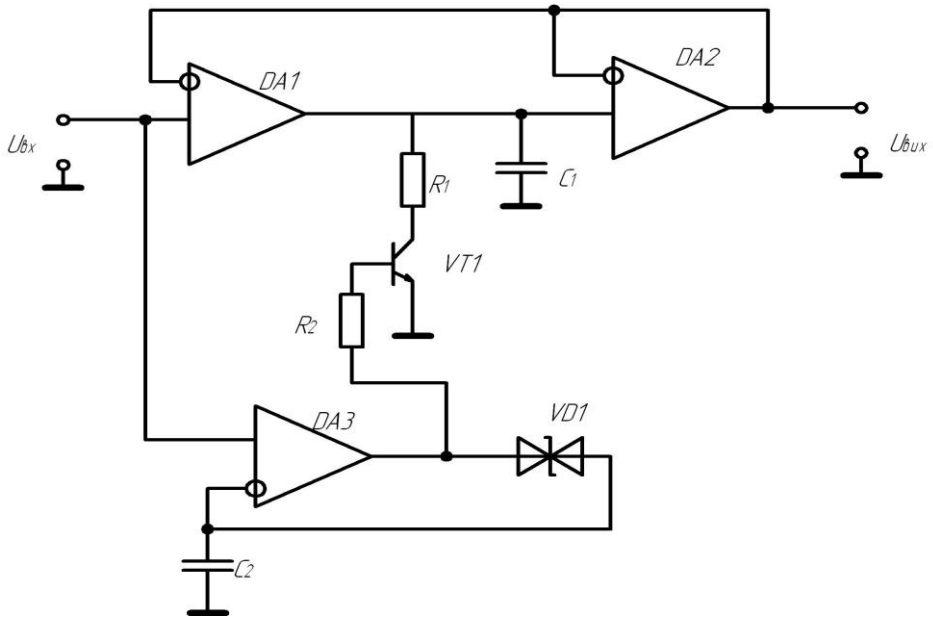


Рисунок 2.2 – Електрична схема амплітудного детектора на основі пристрою вибірки-зберігання

В точці екстремуму різниця потенціалів на входах операційного підсилювача DA3 змінює знак, внаслідок чого для замикання кола ВЗЗ напруга на виході операційного підсилювача DA3 стрибкоподібно змінюється як за величиною, так і за знаком. Величина стрибка напруги дорівнює напрузі пробою стабілітрона $U^{\pm}_{VD1}$. Момент формування стрибка з високою точністю відповідає екстремуму вхідного коливання. В залежності від вимог до точності та швидкодії схеми вузли пристрою вибірки та зберігання, транзисторного ключа та екстрематора можуть мати різні варіанти виконання.

2.2.6 Попередній розрахунок фільтра низьких частот

В якості ФНЧ виберемо активний фільтр другого порядку на основі неінвертувального включення операційного підсилювача.

Для активного ФНЧ основні параметри визначаються такими співвідношеннями:

– коефіцієнт передачі в смузі пропускання $K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$;

– частота зрізу $\omega_{зр} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$;

– коефіцієнт затухання фільтра $\alpha = 2 - \frac{R_4}{R_3} = 3 - K = 2\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$.

Змінюючи параметр $\xi = \frac{R_4}{R_3}$ такого ФНЧ, можна формувати необхідну АЧХ.

2.2.7 Попередній розрахунок цифрового вимірювача кута фазового зсуву

Цифровий вимірювач кута фазового зсуву вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку є пристроєм, який проводить вимірювання кута фазового зсуву між двома гармонічними напругами (опорного та вимірювального каналів) з наступним перетворенням результату вимірювання в цифровий код.

Роль формувальних пристроїв виконують підсилювачі-обмежувачі. Підсилювач-обмежувач вимірювача кута фазового зсуву (рис.2.3) призначений для перетворення гармонічної напруги вихідного сигналу опорного або вимірювального каналу в напругу прямокутної форми, яка в подальшому використовується безпосередньо для вимірювання кута фазового зсуву та нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку.

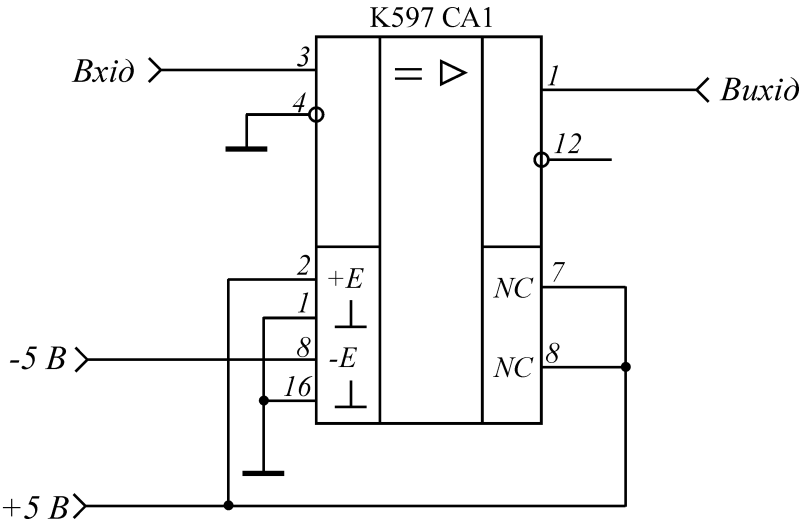


Рисунок 2.3 – Схема включення компаратора К597СА1

Підсилювач-обмежувач має відповідати таким вимогам:

– висока точність перетворення;

– малий час затримки сигналу.

Виходячи з сформульованих вимог до ПО, будемо використовувати компаратор – пристрій для перетворення аналогового сигналу в прямокутний. Такий пристрій складається з операційного підсилювача на вході та порогового елементу на виході.

Вибираємо інтегральний компаратор типу К597СА1. Цей компаратор характеризується високою чутливістю $U_{BX.MIN} = 3$ мВ, а час затримки складає $t_З = 6$ нс. Крім того, при включенні компаратора за схемою рис.2.7 час затримки зменшується приблизно в 2,5 рази.

Загальна похибка вимірювання такого компаратора при амплітуді вхідного сигналу 1 В буде дорівнювати

$$\delta = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{1} \cdot 100\% = 0.3\%.$$

Таким чином, використання в якості підсилювача-обмежувача компаратора дає можливість отримати точне перетворення гармонічного сигналу в прямокутний, що значно зменшує сумарну похибку вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

При збільшенні амплітуди вхідного сигналу ПО похибка перетворення буде зменшуватись. Для роботи приладу в імпульсному режимі необхідний генератор прямокутних імпульсів. Для високостабільної роботи генератора необхідно використовувати кварцову стабілізацію частоти, що дає можливість отримувати більш точні результати вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

Генератор реалізуємо за допомогою трьох елементів І-НЕ, що входять до складу ІМС К561ЛА7. Схема кварцового генератора наведена на рис.2.4.

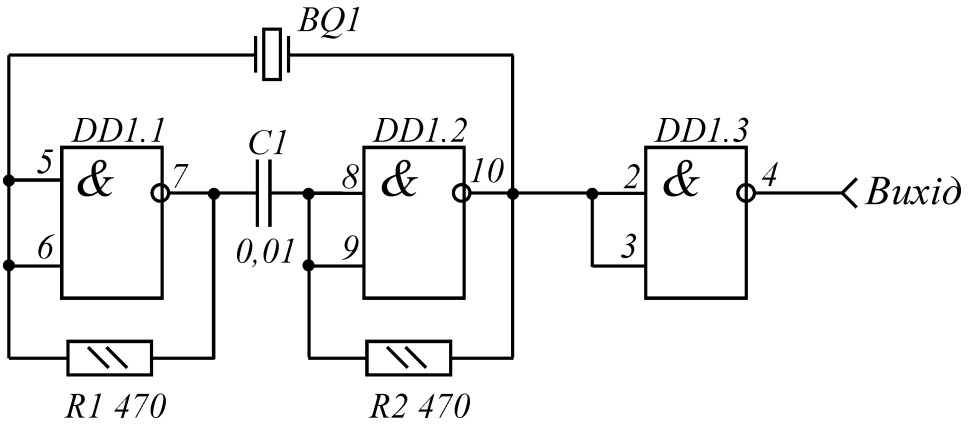


Рисунок 2.4 – Схема включення кварцового генератора на ІМС К561ЛА7

Схема кварцового генератора має додаткові елементи: два резистори з опором 470 Ом та конденсатор ємністю 10 нФ. Конденсатор використовується для розділення рівнів, а резистори забезпечують зворотний зв'язок за постійним струмом.

Для отримання високої точності вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку приймемо частоту імпульсів заповнення 10 МГц. Для отримання стабільної частоти лічильних імпульсів 1 МГц використовуємо стандартний подільник частоти на 10 на основі ІМС К531ІЕ6. Схема включення такої ІМС наведена на рис.2.5.

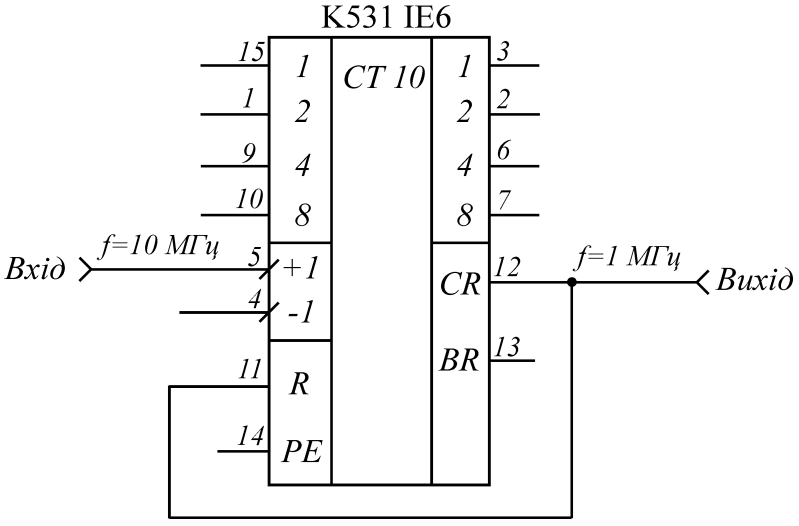


Рисунок 2.5 – Схема включення подільника частоти на ІМС К531ІЕ6

Для визначення кута фазового зсуву між вихідними напругами опорного та вимірювального каналів необхідно виміряти час перекриття між вихідними сигналами компараторів, який заповнюється лічильними імпульсами з частотою 1 МГц. Логічний елемент, що виконує потрібну операцію – “Виключне АБО”.

Працює елемент “Виключне АБО” таким чином. При однакових рівнях сигналів на обох входах вихідний рівень низький, тобто дорівнює логічному нулю, а при різних – високий, тобто дорівнює логічній одиниці. В даному випадку сигнал високого рівня і буде визначати різницю фаз між гармонічними сигналами.

Для вимірювання часу перекриття використовуються імпульси заповнення від кварцового генератора з частотою 1 МГц. За допомогою логічного елементу І виділяємо ту кількість імпульсів, яка відповідає виміряному значенню кута фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального та опорного каналів. Електрична схема фазового детектора наведена на рис.2.6.

Для підрахунку кількості лічильних імпульсів, що відповідає значенню кута фазового зсуву, використовується десятковий лічильник на ІМС К561 ІЕ8. Схема включення такого лічильника наведена на рис.2.7.

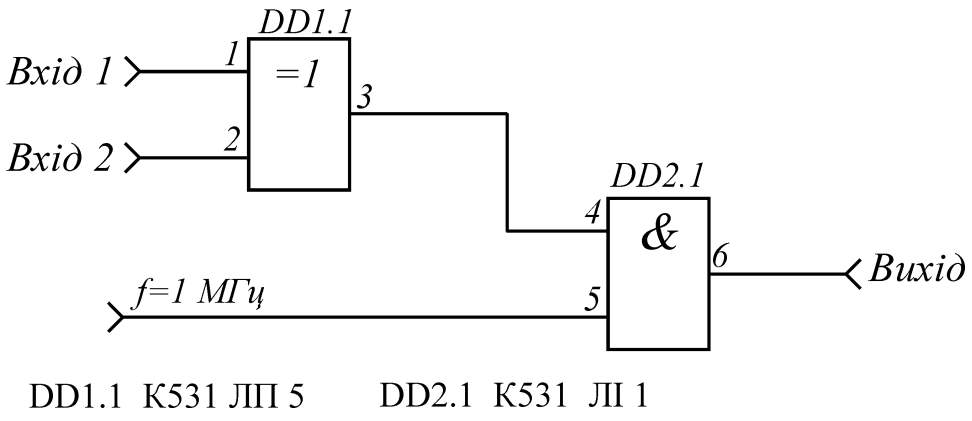


Рисунок 2.6 – Схема включення фазового детектора

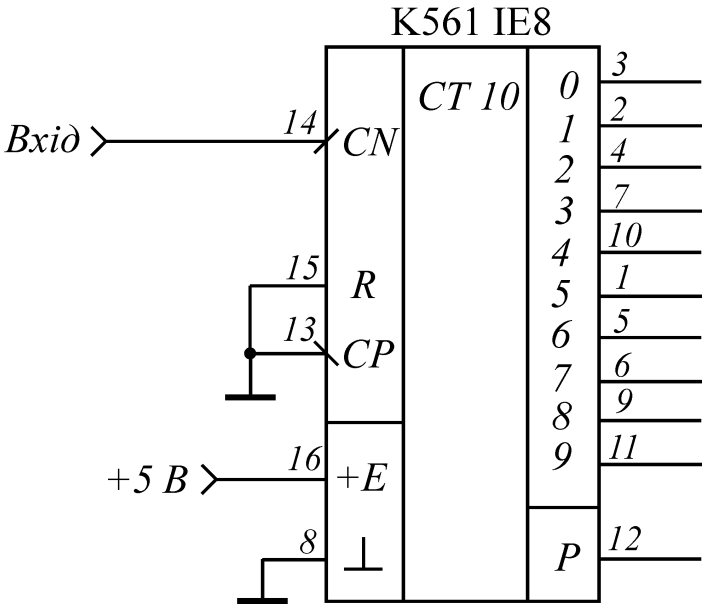


Рисунок 2.7 – Схема включення десяткового лічильника К561 ІЕ8

Таким чином, на виході лічильника в цифровій формі буде закладена інформація про виміряне значення кута фазового зсуву.

2.2.8 Вибір типу операційних підсилювачів

Проведемо вибір операційних підсилювачів для побудови основних блоків вимірювача. Вибраний операційний підсилювач має відповідати таким вимогам:

– великий вхідний опір;

– малий вихідний опір;

– порівняно велика частота одиничного підсилення.

За розглянутими вимогами при використанні у розроблюваному приладі найкращі характеристики має операційний підсилювач К1401УД1, крім того в одному корпусі ІМС міститься чотири операційних підсилювача. Таким чином, при реалізації пристрою буде необхідно задіяти меншу кількість корпусів ІМС, що здешевить пристрій.

Основні параметри сучасного операційного підсилювача К1401УД1 зведемо до таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Основні параметри операційного підсилювача К1401УД1

Параметр операційного підсилювача К1401УД1	Значення параметра
1	2
Коефіцієнт підсилення $K_U \cdot 10^3$	2
Напруга зміщення $U_{ЗМ}$, мВ	5
Температурний коефіцієнт напруги зміщення $\frac{\Delta U_{ЗМ}}{\Delta T}$, $\frac{мкВ}{^oC}$	30
Вхідний струм $I_{ВХ}$, нА	150
Відхилення вхідного струму $\Delta I_{ВХ}$, нА	30
Температурний коефіцієнт відхилення вхідного струму $\frac{\Delta\Delta I_{ВХ}}{\Delta T}$, $\frac{нА}{^oC}$	0.1
Напруга живлення $\pm U_{Ж.ном}$, В	15
Діапазон зміни напруги живлення $\pm U_Ж$, В	2...16.5
Споживаний струм $I_{СП}$, мА	8.5
Вхідний опір $R_{ВХ}$, МОм	0.1
Вихідний опір $R_{ВИХ}$, Ом	25
Максимальне значення вхідної синфазної напруги $\pm U_{ВХ.СФ.max}$,В	13
Коефіцієнт послаблення синфазної напруги $K_{ПОС.СФ}$, дБ	70
Максимальне значення вхідної диференціальної напруги $\pm U_{ВХ.ДИФ.max}$, В	12
Максимальне значення вихідної напруги $\pm U_{ВИХ.max}$, В	12.5
Максимальне значення вихідного струму $I_{ВИХ.max}$, мА	1
Мінімальне значення опору навантаження $R_{Н.min}$, кОм	2
Максимальне значення ємності навантаження $C_{Н.max}$, пФ	25
Частота одиничного підсилення f_1, МГц	2.5
Максимальна швидкість зміни вихідної напруги $V_{U_{ВИХ.max}}$, $\frac{В}{мкс}$	0.5
Кількість ОП в корпусі	4
Діапазон робочих температур $t_{min} \ldots t_{max}$, ^oC	–45...+100
Аналог (прототип)	LM 2900

2.2.9 Попередній розрахунок джерела живлення

Для живлення вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку потрібний блок вторинного електроживлення. Для того, щоб розрахувати габаритну потужність трансформатора блока вторинного електроживлення, необхідно знати напруги живлення всіх активних елементів схеми, а також струми, споживані ними в процесі роботи.

Представимо кількість і тип ІМС та транзисторів, які використовуються для реалізації пристрою, а також наведемо споживаний струм кожного активного елементу. Результати занесемо в таблицю 2.2.

Розрахуємо загальний споживаний струм. Він дорівнює сумі споживаних струмів всіх мікросхем та активних елементів (при $U_Ж$ = +15 В):

$$I_{ЗАГ} = 8.5 \cdot 16 + 20 \cdot 2 + 6.8 \cdot 1 + 9 \cdot 1 + 5.6 \cdot 1 + 22 \cdot 1 + 16.8 \cdot 1 + 3 \cdot 1 + 3 \cdot 1 = 242.2 \text{ мА}.$$

Потрібно також врахувати, що з врахуванням коефіцієнта запасу $К_З = 1.1 \div 2$

$$I_{ЗАГ} = К_З \, I_{ЗАГ} = 1.2 \times 242.2 = 290.6 \text{ мА}.$$

Таблиця 2.2 – Активні елементи вимірювача ГЧЗ ліній зв’язку та їх споживаний струм

Мікросхема або активний елемент	Кількість	Споживаний струм однієї ІМС або активного елементу, мА
1	2	3
К1401УД1	16	8,5
К597СА1	2	20
К531ЛП5	1	6,8
К531ЛІ1	1	9
К561ЛА7	1	5.6
К531ІЕ6	1	22
К561ІЕ8	1	16.8
КТ368А	1	3
КП303В	1	3

Таким чином, джерело живлення необхідно розраховувати для номінального споживаного струму 0.25 А та максимального споживаного струму 0.4 А.

Результати проведених попередніх розрахунків джерела вторинного електроживлення є основою для розрахунку конструктивних та електричних параметрів джерела живлення приладу.

2.3 Розробка уточненої структурної схеми вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку

На основі проведених попередніх розрахунків уточнимо структурну схему пристрою для вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку. Основними елементами структурної схеми є (рис.2.8):

– діапазонний генератор(G1) та генератор фіксованої частоти (G2);

– балансний амплітудний модулятор (U1);

– узгоджувальні підсилювачі (A1, A4, A5);

– фільтри низьких частот (Z1, Z2);

– амплітудні детектори (U2, U3);

– вимірювач кута фазового зсуву (A6), який складається з двох компараторів, генератора лічильних імпульсів, подільника частоти на 10, фазового детектора та лічильника імпульсів;

– джерело живлення.

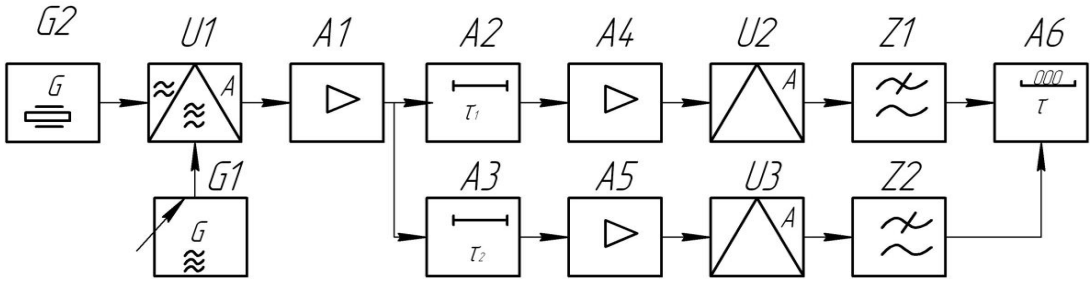


Рисунок 2.8 – Уточнена структурна схема вимірювача нерівномірності ФЧХ каналів зв'язку

Схемотехніка основних елементів структурної схеми розглянута в попередньому параграфі.

Таким чином, в результаті проведених розрахунків розроблена уточнена структурна схема пристрою для вимірювання нерівномірності ФЧХ каналів зв’язку.

3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ВИМІРЮВАЧА НЕРІВНОМІРНОСТІ ФЧХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

3.1 Електричний розрахунок генератора стабільної частоти

Розрахуємо генератор стабільної частоти на основі операційного підсилювача з драбинними фазозсувними RC-колами з такими вихідними даними:

– фіксована робоча частота: 10 Гц;

– тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Параметри операційного підсилювача наведені в таблиці 3.1. Схема автогенератора з драбинними фазозсувними RC-колами наведена на рис.3.1.

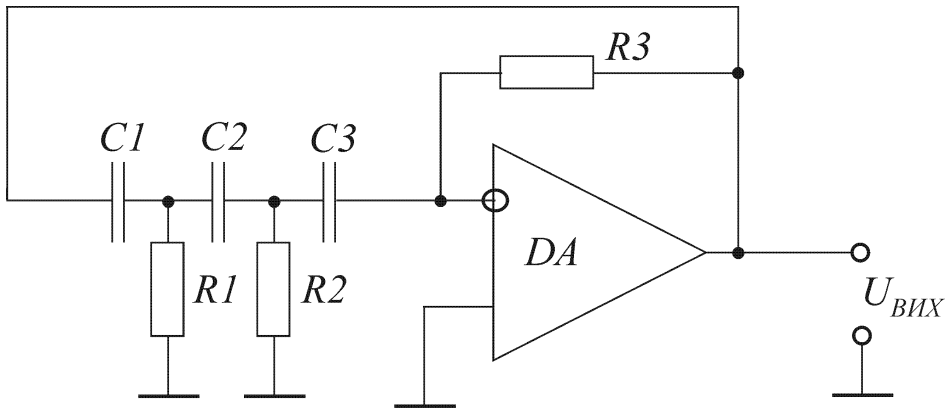


Рисунок 3.1 – Електрична схема RC – автогенератора з драбинними фазозсувальними RC-колами

Для такого RC–автогенератора резонансна частота визначається співвідношенням

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)}},$$

або при $R_1 = R_2 = R$ та $C_1 = C_2 = C_3 = C$

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}.$$

Умову самозбудження для схеми можна записати у вигляді

$$R_3 \geq \frac{[R_1(C_1 + C_2) + R_2(C_2 + C_3)](C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)}{C_1C_2C_3}.$$

При $C_1 = C_2 = C_3 = C$ та $R_1 = R_2 = R$ отримаємо $R_3 \geq 12R$.

Розрахуємо автогенератор на частоту 10 Гц.

Виберемо $R_1 = R_2 = 10$ кОм. Тоді $R_3 \geq 12 \cdot 10 = 120$ кОм, тоді

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi f_0 R} = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi \cdot 10 \cdot 10^4} = 0.919\,(\text{мкФ}).$$

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 120 кОм ± 10%;

C_1 : К10-47 Н90 - 25 В – 0.91 мкФ ± 10%;

C_2 : К10-47 Н90 - 25 В – 0.91 мкФ ± 10%.

Стабілізація амплітуди та зменшення нелінійних спотворень в такому автогенераторі досягається при введенні автоматичного підстроювання коефіцієнта передачі підсилювача або нелінійного обмежувача вихідної напруги.

3.2 Електричний розрахунок діапазонного генератора гармонічних коливань

Розрахуємо діапазонний генератор гармонічних коливань на основі операційного підсилювача з мостом Віна з такими вихідними даними:

– діапазон робочих частот: 312…552 кГц;

– тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Параметри операційного підсилювача наведені в таблиці 3.1.

Запишемо основні параметри операційного підсилювача К1401УД1, необхідні для проведення електричних розрахунків:

– коефіцієнт підсилення напруги $K_U = 2000$;

– частота одиничного підсилення $f_1 = 2.5$ МГц;

– вхідний опір $R_{ВХ} = 100$ кОм;

– вихідний опір $R_{ВИХ} = 25$ Ом.

Схема автогенератора з мостом Віна наведена на рис.3.2.

В такій схемі для забезпечення балансу амплітуд коефіцієнт передачі підсилювача з виходу на неінвертувальний вхід має дорівнювати трьом, тобто необхідно виконати умову $R_4 = 2R_3$. Для виконання балансу фаз стала часу диференціювального кола має дорівнювати сталій часу інтегрувального кола, тобто $R_1C_1 = R_2C_2$.

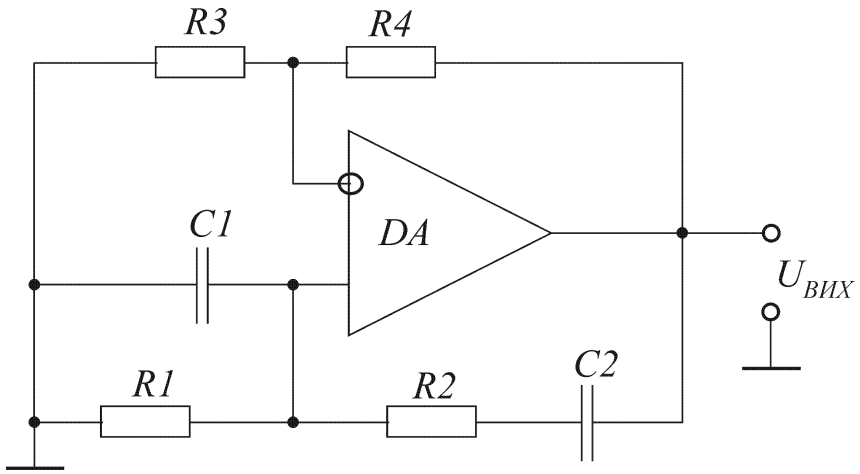


Рисунок 3.2 – Електрична схема генератора з мостом Віна

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ частота коливань визначається таким чином

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{RC}.$$

Виберемо $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ кОм.

Тоді $R_4 = 2 \cdot 10 = 20$ кОм.

Розрахуємо значення ємностей конденсаторів на максимальній та мінімальній частоті робочого діапазону

$$C_{1.\max} = C_{2.\max} = C_{\max} = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 312 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 51\left(n\Phi\right),$$

$$C_{1.\min} = C_{2.\min} = C_{\min} = \frac{1}{2\pi f_{\max} R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 5521 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 29\left(\text{пФ}\right).$$

Для покращення самозбудження, стабілізації амплітуди коливань та зменшення нелінійних спотворень в схемі можна використовувати підсилювач з регульованим коефіцієнтом передачі або на виході операційного підсилювача включити нелінійний обмежувач напруги.

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 20 кОм ± 10%;

C_1 : КПТМ-З – 25 В (9...130) пФ ± 10%;

C_2 : КПТМ-З – 25 В (9...130) пФ ± 10%.

Таким чином, в результаті проведеного електричного розрахунку автогенератора з мостом Віна розраховано та вибрано номінали всіх елементів принципової схеми.

3.3 Електричний розрахунок узгоджувальних підсилювачів

Розрахуємо параметри схеми підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача К1401УД1 (рис.3.3) з такими параметрами:

– коефіцієнт підсилення $K_\beta = 4$;

– діапазон робочих частот 312...552 кГц;

– вхідний опір більше 10 кОм;

– живлення операційного підсилювача несиметричне;

– опір навантаження $R_Н$ = 200 Ом;

– внутрішній опір джерела живлення $R_{ДЖ}$ = 400 Ом.

За даними таблиці 3.1 визначимо основні параметри операційного підсилювача:

– коефіцієнт підсилення напруги K_U = 2000;

– частота одиничного підсилення f_1 = 2.5 МГц;

– вхідний опір $R_{ВХ}$ = 100 кОм;

– вихідний опір $R_{ВИХ}$ = 25 Ом.

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 та R_4 однакові та вибираються в межах 1кОм ÷ 1 МОм. Виберемо $R_3 = R_4 = 100$ кОм.

Для компенсації помилки на вході

$$R_2 = 0{,}5R_4 = 0.5 \cdot 100 = 50 \ (\text{кОм}).$$

Опір резистора R_1 визначається таким співвідношенням

$$R_1 = \frac{R_2}{K_\beta - 1} = \frac{50000}{4-1} = 16.7 \ (\text{кОм}).$$

Тому що $R_1 + R_2 > R_Н$, то розрахунок можна продовжувати.

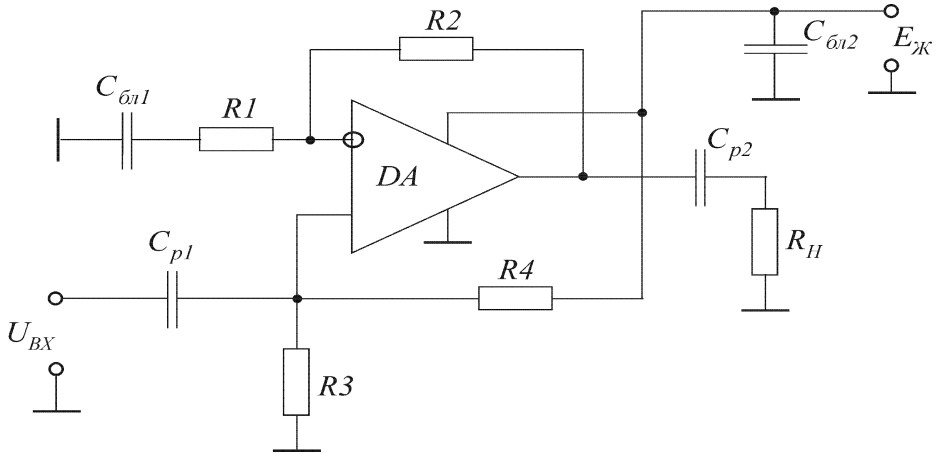


Рисунок 3.5 – Електрична схема підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача

Далі визначимо вхідний опір операційного підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком

$$R_{ВХ.\beta} = R_{ВХ}\left(1+\beta K_U\right) = R_{ВХ}\left(1+\frac{R_1}{R_1+R_2}K_U\right) =$$

$$= 10^5\left(1+\frac{16.67}{16.67+50}\cdot 4\right) = 200\,(\text{кОм}).$$

Тоді вхідний опір підсилювача змінного струму дорівнює

$$R_{ВХ.П} = \frac{R_{ВХ.\beta}R}{R_{ВХ.\beta}+R} = \frac{R_{ВХ.\beta}\cdot 0.5R_4}{R_{ВХ.\beta}+0.5R_4} = \frac{200\cdot 0.5\cdot 100}{200+0.5\cdot 100} = 40\,(\text{кОм}),$$

тобто більший 10 кОм, які необхідно було забезпечити.

Розрахуємо ємності блокувальних конденсаторів

$$C_{бл1} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_1} = \frac{10}{2\pi\cdot 312\cdot 10^3\cdot 16670} = 306\,(nФ),$$

$$C_{бл2} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{дж}} = \frac{10}{2\pi\cdot 312\cdot 10^3\cdot 400} = 12.75\,(\text{нФ}).$$

Ємності розділових конденсаторів можна розрахувати таким чином

$$C_{р1} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{ВХ.П}} = \frac{1}{2\pi\cdot 312\cdot 10^3\cdot 40\cdot 10^3} = 12.3\,(nФ),$$

$$C_{р2} \geq \frac{1}{2\pi F_H\left(R_H+\frac{R_{ВИХ}}{1+\beta K_U}\right)} = \frac{1}{2\pi\cdot 312\cdot 10^3\cdot\left(200+\frac{25}{1+0.25\cdot 4}\right)} = 2.4\,(\text{нФ}).$$

В кінці розрахунку необхідно перевірити, чи зможе забезпечити розрахований підсилювач необхідне підсилення на частоті 552 кГц. Для цього необхідно забезпечити виконання нерівності

$$K_\beta \le \frac{f_1}{F_B} = \frac{2.5 \cdot 10^6}{552 \cdot 10^3} = 4.529 \ge 4.$$

Якщо остання нерівність не виконується, необхідно використовувати двокаскадний підсилювач на аналогічних операційних підсилювачах.

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт – 16 кОм ± 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт – 51 кОм ± 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 100 кОм ± 10%;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 100 кОм ± 10%;

$C_{бл1}$: К10-43 МПО - 25 В - 300 пФ ± 10%;

$C_{бл2}$: К10-43 МПО - 25 В - 13 нФ ± 10%;

$C_{Р1}$: К10-43 МПО - 25 В - 20 пФ ± 10%;

$C_{Р2}$: К10-43 МПО - 25 В – 2.7 нФ ± 10%.

Таким чином, в результаті проведених розрахунків обчислено та вибрано параметри всіх елементів схеми підсилювача змінної напруги на основі операційного підсилювача К1401УД1.

3.4 Електричний розрахунок фільтра низьких частот

Розрахуємо параметри фільтра низьких частот другого порядку з неінвертувальним підсилювачем (рис.3.4). Вихідними даними для розрахунку є:

– частота зрізу: 40 Гц;

– коефіцієнт передачі фільтра K = 2.75;

– тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Електрична схема активного ФНЧ другого порядку наведена на рис.3.4.

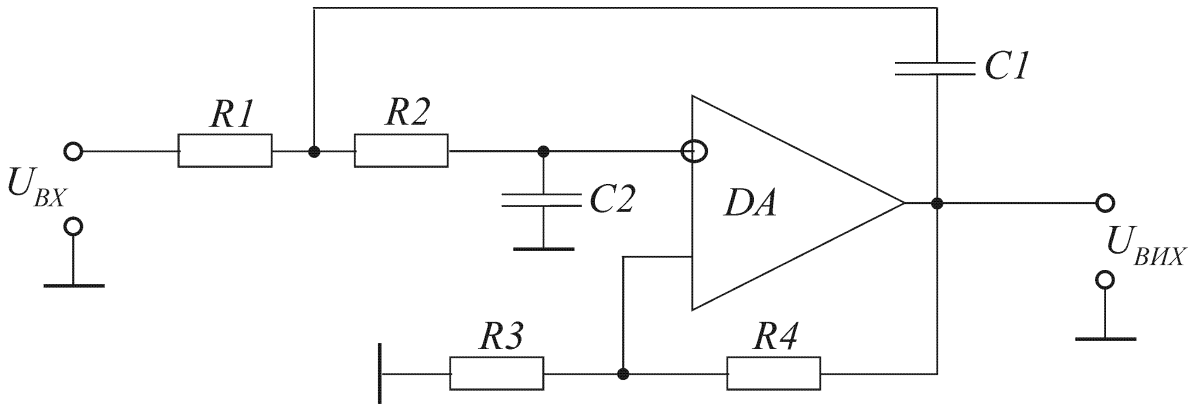


Рисунок 3.4 – Електрична схема активного ФНЧ другого порядку з неінвертувальним підсилювачем

Для активного ФНЧ основні параметри визначаються таким чином:

– коефіцієнт передачі в смузі пропускання

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

– частота зрізу:

$$\omega_{зр} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}},$$

– коефіцієнт затухання фільтра

$$\alpha = 2 - \frac{R_4}{R_3} = 3 - K = 2\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}.$$

Виберемо $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ кОм. Тоді інші елементи активного ФНЧ другого порядку будуть мати такі номінали

$$R_4 = R_3(K-1) = 10000 \cdot (2.75 - 1) = 17.5\ кОм,$$

$$C_1 = \frac{2}{R_1 \alpha \omega_{зр}} = \frac{1}{\pi f_{зр} R_1 (3-K)} = \frac{1}{\pi \cdot 40 \cdot 10000 \cdot (3 - 2.75)} = 3.185\ мкФ,$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{2R_1 \omega_{зр}} = \frac{3-K}{2R_1 \cdot 2\pi f_{зр}} = \frac{3-K}{4\pi f_{зр} R_1} = \frac{3 - 2.75}{4\pi \cdot 40 \cdot 10000} = 0.05\ мкФ.$$

Змінюючи параметр $\xi = \frac{R_4}{R_3} = \frac{17.5 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 1.75$ такого ФНЧ, можна формувати необхідну АЧХ.

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт – 10 кОм ± 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт – 10 Ом ± 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм ± 10%;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 18 кОм ± 10%;

C_1 : К10-43 МПО - 25 В – 3.3 мкФ ± 10%;

C_2 : К10-43 МПО - 25 В - 51 нФ ± 10%.

3.5 Електричний розрахунок двопівперіодного випрямляча

Розрахуємо двопівперіодний випрямляч з середнім виводом вторинної обмотки трансформатора та індуктивним фільтром (рис.3.5) з такими вихідними даними:

– напруга мережі $U_М = 220$ В;

– кількість фаз мережі $m = 2$;

– частота мережі $f_М = 50$ Гц;

– випрямлена напруга $U_0 = 15$ В;

– випрямлений струм $I_0 = 0.4$ А;

– коефіцієнт пульсації випрямленої напруги $k_{П1} = 10\%$.

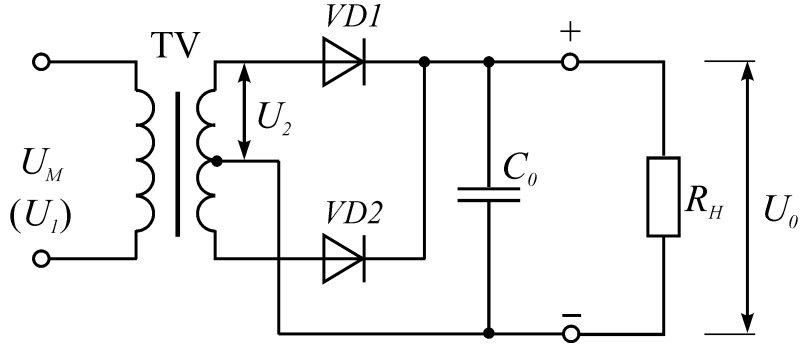


Рисунок 3.5 – Схема двопівперіодного випрямляча з середнім виводом вторинної обмотки

1. Для вибору типу діодів визначимо:

– середнє значення прямого струму діода

$$I_{ПР.СЕР} = \frac{I_0}{2} = \frac{0.4}{2} = 0.2\,(A),$$

– імпульсний прямий струм діода

$$I_{ПР.І} = 3.5 I_0 = 3.5 \cdot 0.4 = 1.4\,(A),$$

– амплітуду зворотної напруги на діоді

$$U_{m.ЗВ} = 3U_0 = 3 \cdot 15 = 45\,(В).$$

На основі проведених розрахунків вибираємо діоди КД220А, для яких $I_{ПР.СЕР} = 3$ А, $I_{ПР.І} = 8$ А, $U_{m.ЗВ} = 400$ В, $U_{ПР} = 1.2$ В, $I_{ЗВ} = 0.1$ мА.

Диференціальний (внутрішній) опір діода можна визначити за наближеним співвідношенням

$$r_{диф} \approx \frac{U_{ПР}}{3I_{ПР.СЕР}} = \frac{1.2}{3 \cdot 0.2} = 2\,(Ом).$$

2. Опір обмотки трансформатора, приведений до фази вторинної обмотки, можна визначити до розрахунку трансформатора за наближеною формулою (для випрямлених струмів більше 20 мА)

$$r_{тр} \approx k_Г \frac{U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_M B_m}{U_0 I_0}} = 4.7 \cdot \frac{15}{0.4 \cdot 50 \cdot 1.6} \cdot \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1.6}{15 \cdot 0.4}} = 5\,(Ом),$$

де: $k_Г$ = 4.7– коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча [15, табл.4.1];

S – кількість стержнів трансформатора, на яких розміщені обмотки;

B_m – амплітуда магнітної індукції в магнітопроводі трансформатора.

Для трансформаторів стержньового (П-подібного) типу S = 2, B_m = 1.6 Тл.

Якщо трансформатор має додаткові обмотки, то опір

$$r'_{тр} = \frac{r_{тр}}{2}\left(1+\frac{S_2}{S_{ТР}}\right) = \frac{r_{тр}}{2}\left(1+\frac{2.15P_0}{1.8P_0}\right) = 1.097\,r_{тр} = 1.097\cdot 5 = 5.5\,(\text{Ом}),$$

де S_2 та $S_{ТР}$ – відповідно габаритна потужність вторинної обмотки та габаритна потужність трансформатора.

Активний опір фази випрямляча

$$r_ф = r_{диф} + r_{тр} = 2 + 5 = 7\,(\text{Ом}).$$

3. Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, приведену до фази вторинної обмотки, визначають до розрахунку трансформатора за наближеною формулою (для випрямлених струмів більше 20 мА)

$$L_S \approx k_L \frac{SU_0}{I_0 f_M B_m}\sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{S f_M B_m}} = 4.3\cdot 10^{-3}\cdot\frac{2\cdot 15}{0.4\cdot 50\cdot 1.6}\cdot\sqrt[4]{\frac{15\cdot 0.4}{2\cdot 50\cdot 1.6}} = 1.77\,(\text{мГн}),$$

де $k_L = 4.3\cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча.

Якщо трансформатор має додаткові обмотки, то індуктивність розсіювання

$$L'_S = \frac{L_S}{2}\left(1+\frac{S_2}{S_{ТР}}\right) = 1.097\,L_S = 1.097\cdot 0.5\cdot 10^{-3} = 1.95\,(\text{мГн}).$$

4. Кут φ, який характеризує співвідношення між індуктивним та активним опорами фази випрямляча

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\pi f_M L_S}{r_ф} = \operatorname{arctg}\frac{2\cdot\pi\cdot 50\cdot 1.77\cdot 10^{-3}}{7} = 4.54^{o}.$$

Основний розрахунковий параметр випрямляча

$$A = \frac{I_0 r_ф}{m U_0} = \frac{0.4 \cdot 7}{2 \cdot 15} = 0.093.$$

За знайденим значенням основного розрахункового параметра випрямляча знайдемо значення кута відсічки θ, розклавши функцію tgθ в ряд Маклорена та обмежившись двома першими членами розкладання

$$A = 0.093 = \operatorname{tg}\theta - \theta = \theta + \frac{1}{3}\theta^3 - \theta = \frac{1}{3}\theta^3,$$

звідки

$$\theta = \sqrt[3]{3A} = \sqrt[3]{3 \cdot 0.093} = 0.653 \text{ рад} = 37.4^o.$$

За знайденим значенням кута відсічки θ знайдемо значення коефіцієнтів B, D, F та H

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}\cos\theta} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos 37.4^o} = 0.89,$$

$$D = \frac{\sqrt{\pi\left[\theta\left(1 + \frac{1}{2}\cos 2\theta\right) - \frac{3}{4}\sin 2\theta\right]}}{\sin\theta - \theta\cos\theta} =$$

$$= \frac{\sqrt{\pi \cdot \left[0.653 \cdot \left(1 + \frac{1}{2}\cos 74.8^o\right) - \frac{3}{4}\sin 74.8^o\right]}}{\sin 37.4^o - 0.653 \cdot \cos 37.4^o} = 2.436,$$

$$F = \frac{\pi(1 - \cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta} = \frac{\pi \cdot (1 - \cos 37.4^o)}{\sin 37.4^o - 0.653 \cdot \cos 37.4^o} = 7.29,$$

$$H = \frac{\sin m\theta \cos\theta - m\cos m\theta \sin\theta}{\pi^2 m^2 (m^2 - 1) f_M \cos\theta} \cdot 10^6 =$$

$$= \frac{\sin 74.8^o \cdot \cos 37.4^o - 2 \cdot \cos 74.8^o \cdot \sin 37.4^o}{\pi^2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 50 \cdot \cos 37.4^o} \cdot 10^6 = 85.12.$$

5. За розрахованими значеннями коефіцієнтів визначимо основні параметри випрямляча:

– діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора

$$U_2 = BU_0 = 0.89 \cdot 15 = 13.35\,(B),$$

– коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{13.35}{220} = 0.06,$$

– амплітуда зворотної напруги на діоді

$$\mathrm{U_{m.ЗВ}} = 2.82\,\mathrm{B}\,\mathrm{U_0} = 2.82\,\mathrm{U_2} = 2.82 \cdot 13.35 = 37.7\ \mathrm{B},$$

що менше максимально допустимої амплітуди зворотної напруги діода 400В;

– діюче значення струму вентиля

$$I_B = 0.5DI_0 = 0.5 \cdot 2.436 \cdot 0.4 = 0.487\,(A),$$

– амплітудне значення струму вентиля

$$\mathrm{I_{m.B}} = 0.5\mathrm{F}\,\mathrm{I_0} = 0.5 \cdot 7.29 \cdot 0.4 = 1.458\,(\mathrm{A}),$$

що менше імпульсного прямого струму діода 8 А;

– діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = 0.5DI_0 = I_B = 0.487\,(A),$$

– габаритна потужність вторинної обмотки трансформатора

$$\mathrm{S_2} = \mathrm{B}\,\mathrm{D}\,\mathrm{P_0} = 0.89 \cdot 2.436 \cdot 15 \cdot 0.4 = 13\,(\mathrm{BA});$$

– коефіцієнт використання вторинної обмотки трансформатора

$$K_2 = \frac{P_0}{S_2} = \frac{U_0 I_0}{S_2} = \frac{15 \cdot 0.4}{13} = 0.461,$$

– діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0.707\,nDI_0 = 0.707 \cdot 0.06 \cdot 2.436 \cdot 0.4 = 0.041\,(A),$$

– габаритна потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = 0.707\,BD\,P_0 = 0.707\,S_2 = 0.707 \cdot 13 = 9.191\,(BA),$$

– коефіцієнт використання первинної обмотки трансформатора

$$K_1 = \frac{P_0}{S_1} = \frac{U_0 I_0}{S_1} = \frac{15 \cdot 0.4}{9.191} = 0.653,$$

– габаритна потужність трансформатора

$$S_{TP} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{9.191 + 13}{2} = 11.1\,(BA),$$

– коефіцієнт використання трансформатора

$$K_{TP} = \frac{P_0}{S_{TP}} = \frac{U_0 I_0}{S_{TP}} = \frac{15 \cdot 0.4}{11.1} = 0.541,$$

– ємність фільтра C_0 (мкФ)

$$\mathrm{C_0} = \frac{\mathrm{H}}{\mathrm{r_ф k_{П1}}} = \frac{85.12}{7 \cdot 0.1} = 121.6\,(\text{мкФ}).$$

3.6 Електричний розрахунок згладжувального фільтра

Розрахуємо Г-подібний згладжувальний LC-фільтр (рис.3.6) з такими вихідними даними:

– коефіцієнт пульсацій на вході $\mathrm{k_{П.ВХ}} = 10\%$;

– амплітуда пульсації вихідної напруги $\mathrm{U_{П.ВИХ}} = 0{,}1$ В;

– максимальне значення випрямленої напруги $\mathrm{U_0} = 15$ В;

– максимальне значення випрямленого струму $\mathrm{I_0} = 0.4$ А.

Спочатку визначимо еквівалентний опір навантаження

$$\mathrm{R_Н} = \frac{\mathrm{U_0}}{\mathrm{I_0}},$$

$$R_Н = \frac{15}{0.4} = 37.5 \text{ (Ом).}$$

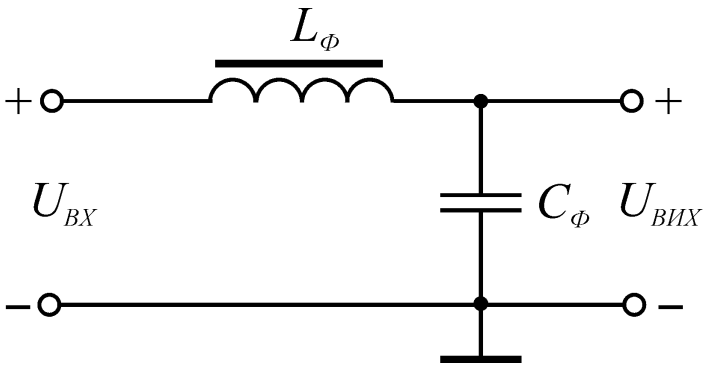


Рисунок 3.6 – Г-подібний згладжувальний LC-фільтр

Далі визначимо коефіцієнт пульсацій вихідної напруги

$$k_{П.ВИХ} = \frac{U_{П.ВИХ}}{U_0},$$

$$k_{П.ВИХ} = \frac{0.1}{15} = 0.0067 = 0.67\%.$$

В цьому випадку коефіцієнт згладжування фільтра

$$q = \frac{k_{П.ВХ}}{k_{П.ВИХ}},$$

$$q = \frac{10}{0.67} = 15.$$

Після цього визначимо значення добутку $L_Ф C_Ф$ для Г-подібного фільтра за формулою

$$L_Ф C_Ф = \frac{2{,}5 \cdot 10^4 (15+1)}{2^2 \cdot 50^2} = 40.$$

Ємність фільтра виберемо за умови забезпечення згладжувальної дії фільтра

$$C_{Ф} >> \frac{1}{2\pi f_{M} m R_{Н}},$$

$$C_{Ф} >> \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 \cdot 2 \cdot 37.5} = 42\,(\text{мкФ}).$$

Для подальших розрахунків приймаємо

$C_{Ф}$ К50-16 16В 430 мкФ – 20% + 80%.

Знаходимо індуктивність дроселя фільтра $L_{Ф}$

$$L_{Ф} = \frac{L_{Ф} C_{Ф}}{C_{Ф}},$$

$$L_{Ф} = \frac{40}{430} = 0.093\ (\text{Гн}).$$

Для подальших розрахунків приймаємо електричний дросель Д45-0,3-1,1, який має такі параметри:

– індуктивність при номінальному струмі 0,3 Гн;
– номінальний струм намагнічування 1,1 А;
– максимальне значення змінної напруги 6 В.

Знайдемо індуктивний опір дроселя фільтра

$$X_{L_{Ф}} = m\omega_{M} L_{Ф} = 2\pi m f_{M} L_{Ф},$$

$$X_{L_{Ф}} = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 0{,}3 = 188.5\ (\text{Ом}).$$

Тому що виконується необхідна умова $X_{L_{Ф}} >> R_{Н}$, тобто 188,5 Ом >> >> 37.5 Ом, то розрахунок згладжувального фільтра LC-типу проведено вірно.

Таким чином, в результаті проведеного електричного розрахунку каскадів вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку обчислено та вибрано номінали більшості елементів електричної принципової схеми пристрою.

4 МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ РОЗРОБЛЕНОГО ПРИСТРОЮ НА ЕОМ

Для моделювання вибираємо узгоджувальний підсилювач на основі операційного підсилювача К1401УД1.

Моделювання будемо здійснювати за допомогою схемного пакета Electronic Workbench версії 5.12. Дана версія цього схемного редактора набагато краща за попередні і дуже проста у використанні. Єдиним її недоліком для нашого використання є те, що ця версія англомовна.

Ми застосували цей редактор через його широкі можливості: в режимі аналізу за змінним струмом розраховуються амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), фазочастотна характеристика (ФЧХ) та груповий час затримки (ГЧЗ) між двома будь-якими вузлами з логарифмічним або лінійним масштабом по осі частот; в режимі аналізу за постійним струмом розраховується залежність постійної напруги на будь-якому вузлі схеми як функції постійної напруги іншого вузла.

Для того, щоб завантажити схемний редактор Electronic Workbench 5.12, який працює з середовища Windows 95 і вище, потрібно за допомогою “миші” або клавіатури у “ярлик” на моніторі “Мой компьютер” вибрати відповідний диск і відшукати на ньому каталог Wb 5.12. Далі запустити на виконання файл Wewb32.

Після запуску схемного редактора за допомогою “миші” вибираємо потрібне вікно з набором елементів. Всі наступні операції виконуються також за допомогою “миші”. Нею ми переносимо відповідні елементи у робочий документ. З’єднання також відбувається за допомогою маніпулятора, тобто “миші” (наводимо стрілочку на вивід елемента, натискуємо ліву кнопку і, тримаючи її, підводимо до потрібного виводу).

Для зручності і компактності схеми можна вносити деякі корегування елементів, тобто розвертати їх. Для цього потрібно маніпулятором вибрати елемент і на клавіатурі натиснути з’єднання клавіш Ctrl+R.

Для зміни параметрів елементів потрібно двічі лівою кнопкою маніпулятора натиснути на зображення елемента. Після цього на екрані з'являється вікно з початковим параметром (меню Value). За допомогою клавіатури набираємо потрібний нам номінал, а за допомогою маніпулятора вибираємо розмірність даної величини (Ом, кОм і т.і.). В цьому ж вікні існують й інші пункти меню (Label, Value, Fault, Display, Analysis Setup): можна позначати елементи на схемі (меню Label) (C1, C2, ... R1, R2, … і т.і.), після чого натискається кнопка меню "ОК".

Набрана у схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 схема узгоджувального підсилювача має вигляд, наведений на рис.4.1.

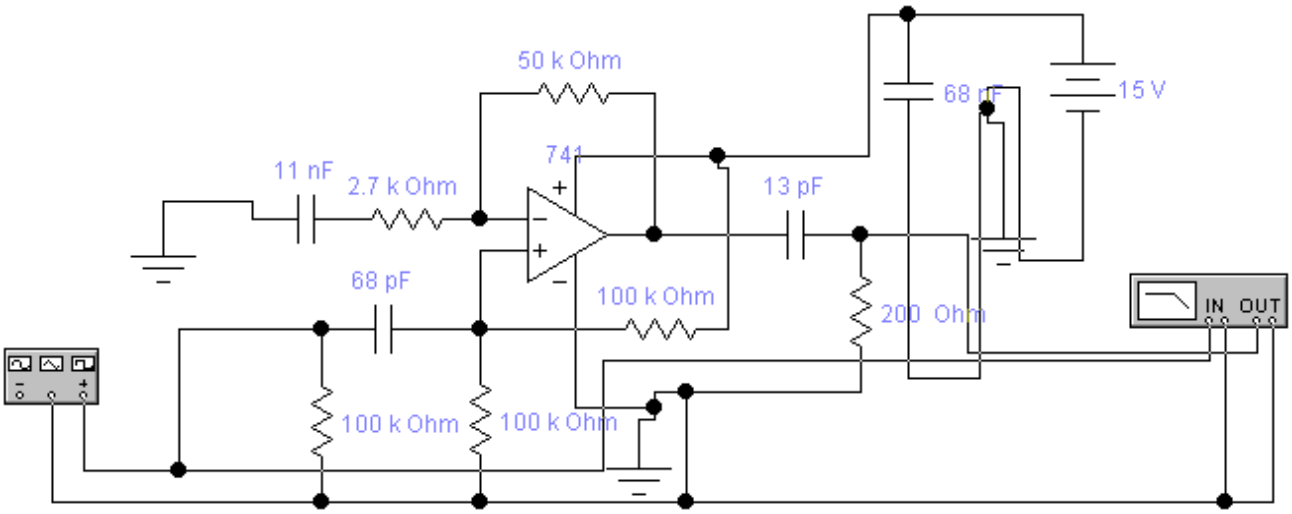


Рисунок 4.1 – Модель вхідного підсилювача в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

Після того, як введено електричну схему, проведемо її дослідження, зокрема, знайдемо амплітудно-частотні характеристики при зміні номіналів деяких елементів схеми. Для цього в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 потрібно навести маніпулятором на пункт в основному меню "Analysis" і натиснути ліву кнопку "миші". Після цього вибрати потрібний нам аналіз схеми , а саме AC Frequency … – аналіз за змінним струмом, тобто змоделювати АЧХ і ФЧХ.

Дослідження будемо здійснювати для різних значень номіналів опорів навантаження та ємностей розділових конденсаторів схеми підсилювача.

Після вибору потрібного аналізу на екрані з'являється меню, в якому ми можемо ввести необхідні параметри згідно технічного завдання, вказавши при цьому номера вузлів, між якими буде проведено вибраний аналіз схеми. Потім натискаємо кнопку меню "Simulate" і спостерігаємо за вибраним аналізом схеми.

Результати моделювання для різних значень номіналів параметрів елементів схеми підсилювача наведені на рис.4.2, рис.4.3, рис.4.4 та рис.4.5.

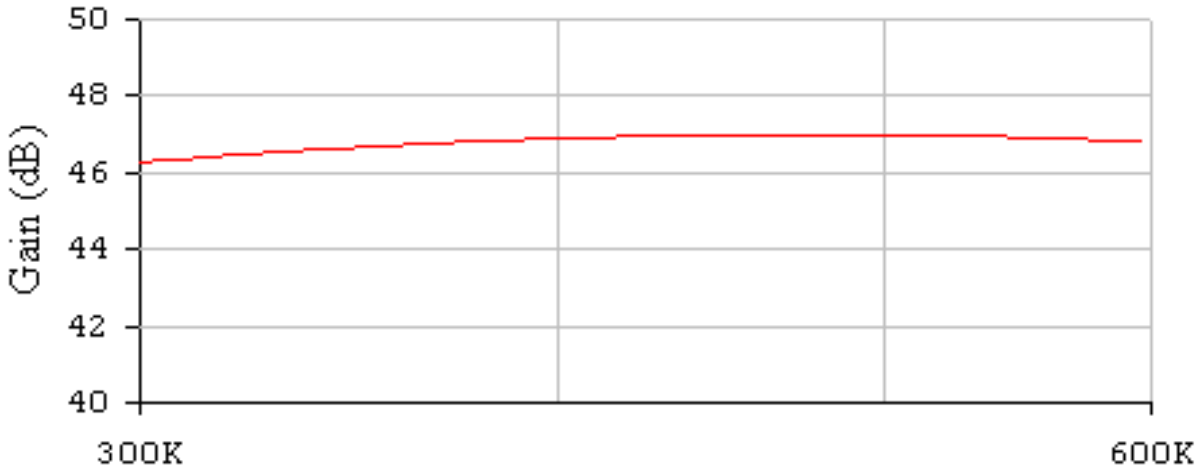


Рисунок 4.2 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 200 Ом

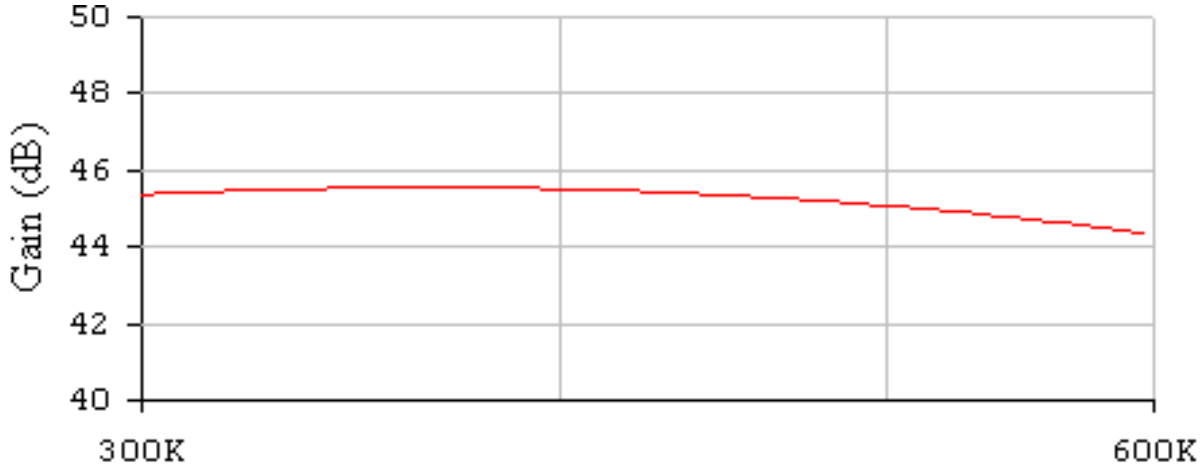


Рисунок 4.3 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 100 Ом

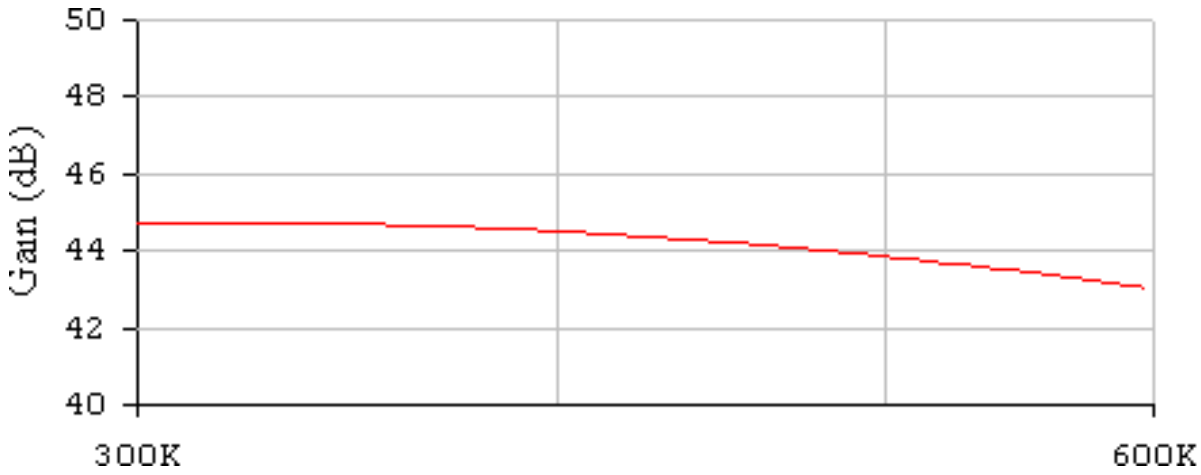


Рисунок 4.4 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 500 Ом

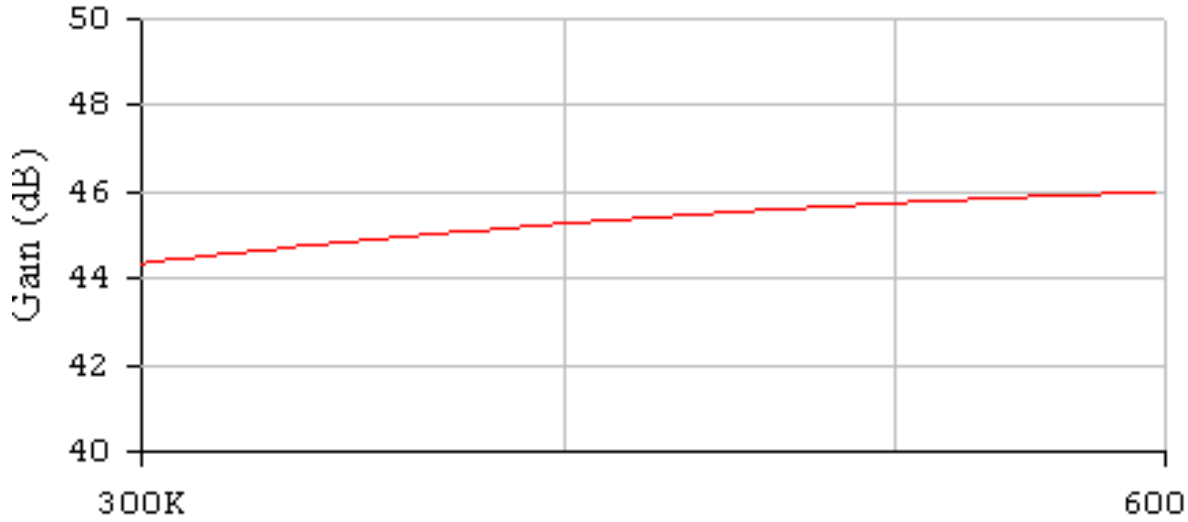


Рисунок 4.5 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $C_Р$ = 0.25 нФ

За результатами проведеного моделювання можна зробити такі висновки:

– при зменшенні вхідного опору наступного каскаду зменшується коефіцієнт підсилення підсилювача та збільшуються частотні спотворення на верхній частоті робочого діапазону; це пов’язано з тим, що змінюється еквівалентний опір навантаження підсилювача тому, що вхідний опір наступного каскаду шунтує навантаження, при цьому за рахунок внесеної ємності наступного каскаду стала часу на верхній частоті збільшується;

– при зменшенні ємності розділового конденсатора форма АЧХ в діапазоні середніх та верхніх частот практично не змінюється, однак на нижній частоті робочого діапазону збільшується коефіцієнт частотних спотворень; це пов’язано з тим, що зменшується стала часу розділового кола, що в свою чергу призводить до спотворень сигналу в області великого часу (спад вершини імпульсу).

Таким чином, проведене моделювання частотних характеристик узгоджувального підсилювача підтвердило вірність проведених розрахунків.

5 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ТРАНСФОРМАТОРА

Розрахуємо конструктивні параметри броньового трансформатора за такими вихідними даними, отриманими при електричних розрахунках:

– напруга первинної обмотки $U_1 = 220$ В;

– напруга вторинної обмотки $U_2 = 220$ В;

– струм навантаження $I_2 = 0{,}7$ А;

– частота стуму мережі $f = 50$ Гц.

Розрахунок трансформатора проведемо у такому порядку.

1. Розрахункова потужність вторинної обмотки

$$P_2 = U_2 I_2 = 12 \cdot 0{,}7 = 8{,}4 \text{ (ВА)}.$$

2. Тому що частота струму мережі $f = 50$ Гц, з довідника [19, табл.1.1] вибираємо стрічковий магнітопровод з сталі Е330 товщиною 0,35 мм.

3. За графіками [19, рис.1.7] за величиною розрахункової потужності $P_2 = 8{,}4$ ВА визначаємо величини ККД трансформатора $\eta = 0{,}75$, максимального значення магнітної індукції для сталі Е330 $B_m = 1{,}2$ Тл та густини струму в обмотці $j = 4{,}9$ А/мм^2.

Величини коефіцієнтів заповнення міддю вікна осердя K_M та сталлю площі поперечного перерізу стержня магнітопроводу K_C визначаємо за таблицями [19, табл.1.6 та табл.1.7]:

– при $f = 50$ Гц та $P_2 = (10...30)$ ВА $K_M = 0{,}22...0{,}28$ (приймаємо $K_M = 0{,}23$);

– при товщині листа стрічкового магнітопровода (0,35...0,5) мм $K_C = 0{,}95..0{,}97$ (приймаємо $K_C = 0{,}95$).

За вибраними даними визначаємо добуток площі поперечного перерізу стержня магнітопровода та площі вікна

$$S_C S_0 = \frac{1+\eta}{\eta} \cdot \frac{100 P_2}{4{,}44 f B_m j K_M K_C},$$

$$S_C S_0 = \frac{1+0{,}75}{0{,}75} \cdot \frac{100 \cdot 8{,}4}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1{,}2 \cdot 4{,}9 \cdot 0{,}23 \cdot 0{,}95} = 6{,}87 \text{ (см}^4\text{)}.$$

Враховуючи, що трансформатор має мати мінімальну вагу, визначаємо значення параметра a магнітопровода (рис.5.1)

$$a = 0{,}8\sqrt[4]{S_C S_0} = 0{,}8\sqrt[4]{6{,}87} = 1{,}3 \text{ (см)}.$$

4. За довідниковими даними [19, додаток 1.2] вибираємо магнітопровод марки ШЛ12×16 з розмірами $a = 12$ мм, $b = 16$ мм, $h = 30$ мм, $H = 42$ мм, $c = 12$ мм, $C = 48$ мм та такими параметрами:

– активна площа поперечного перерізу магнітопровода $S_{Ca} = 1{,}68$ см^2;

– середня довжина магнітної силової лінії $l_C = 10{,}2$ см;

– добуток $S_C S_0 = 6{,}9$ см^4;

– активний об’єм магнітопровода $V_{ca} = 17{,}1$ см^3;

– вага магнітопровода $m_{cm} = 130$ гр;

– орієнтовна потужність трансформатора на частоті 50 Гц $\Sigma P = 10$ ВА.

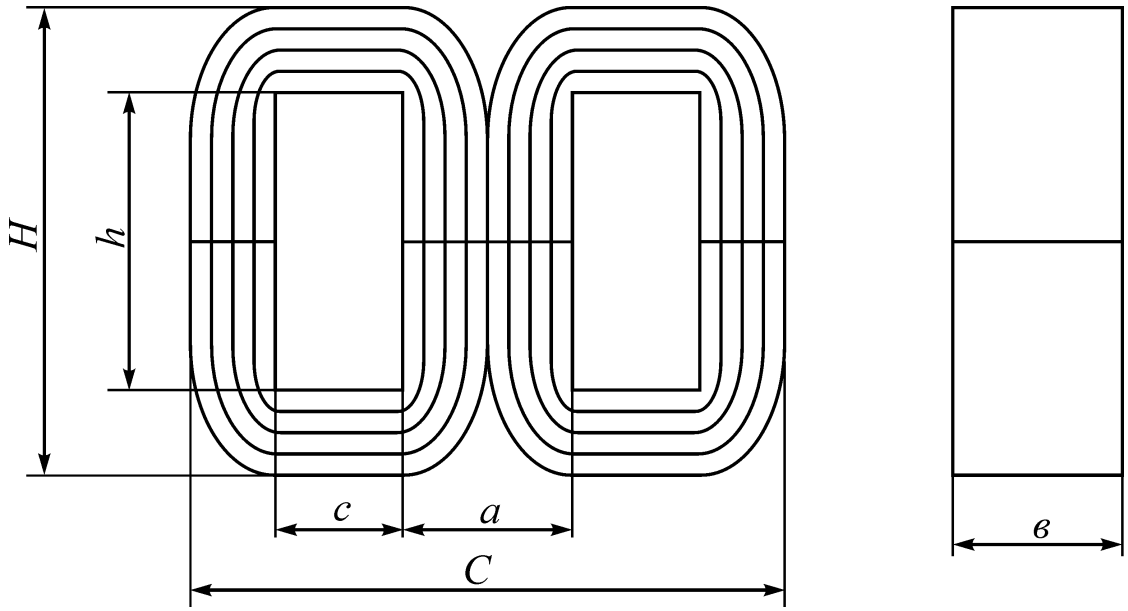


Рисунок 5.1 – Конструкція типового броньового стрічкового магнітопровода

5. За графіками [19, рис. 1.8 та 1.9] визначаємо величину питомих втрат для сталі Е330 товщиною 0,35 мм на частоті 50 Гц $\rho_{cm} = 2{,}7$ Вт/кг та величину питомої намагнічувальної потужності $q_c = 23$ ВАр/кг. За отриманими даними втрати в сталі

$$P_{cm} = \rho_{cm} m_{cm} = 2.7 \cdot 0.13 = 0.351(Bm).$$

6. Визначаємо струм холостого ходу та його складові:

– активна складова струму холостого ходу, виражена в процентах від номінального струму

$$i_A = \frac{P_{cm}}{P_2} \cdot 100\% = \frac{0{,}351}{8{,}4} \cdot 100\% = 4{,}18\%,$$

– реактивна складова струму холостого ходу, виражена в процентах від номінального струму

$$i_X = \frac{Q_c}{P_2} \cdot 100\% = \frac{q_c m_{cm}}{P_2} \cdot 100\% = \frac{23 \cdot 0{,}13}{8{,}4} \cdot 100\% = 35{,}6\%,$$

– струм холостого ходу, виражений в процентах від номінального

$$i_0 = \sqrt{i_A^2 + i_X^2} = \frac{23 \cdot 0{,}13}{8{,}4} \cdot 100\% = 35{,}6\%.$$

Номінальне значення струму первинної обмотки

$$\mathrm{I_1} = \frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{U_1 \eta \cos\varphi_1}}.$$

Тому що в більшості випадків навантаження трансформаторів малої потужності активне, то величина $\cos\varphi_1$ залежить в основному від величини струму холостого ходу. Для частоти 50 Гц коефіцієнт потужності можна прийняти $\cos\varphi_1 = 0{,}9...0{,}95$ (чим більше потужність трансформатора, тим більше $\cos\varphi_1$).

Тоді

$$I_1 = \frac{8,4}{220 \cdot 0,75 \cdot 0,91} = 0,056 \text{ (А)}.$$

На основі проведених розрахунків можна знайти абсолютне струму холостого ходу

$$I_0 = \frac{i_0}{100} \cdot I_1 = \frac{35.8}{100} \cdot 0.056 = 0.02 \left(A\right).$$

7. Визначимо площі поперечних перерізів проводів обмоток

$$q_1^{'} = \frac{I_1}{j} = \frac{0,056}{4,9} = 0,011 \text{ (мм}^2\text{)},$$

$$q_2^{'} = \frac{I_2}{j} = \frac{0,7}{4,9} = 0,143 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

Вибираємо провід марки ПЕВ – 1 [19, додаток 2] з такими параметрами:

– площа поперечного перерізу $q_1 = 0,01131$ мм^2; $q_2 = 0,1521$ мм^2;

– діаметр проводу без ізоляції $d_1 = 0,12$ мм; $d_2 = 0,44$ мм;

– діаметр проводу з ізоляцією $d_{1\,із} = 0,145$ мм; $d_{2\,із} = 0,48$ мм;

– вага 1 м проводу $m_1 = 0,101$ гр.; $m_2 = 1,35$ гр.

Визначимо дійсну густину струму в обмотках

$$j_1 = \frac{I_1}{q_1} = \frac{0,056}{0,01131} = 4,952 \text{ (А/мм}^2\text{)},$$

$$j_2 = \frac{I_2}{q_2} = \frac{0,7}{0,1521} = 4,6 \text{ (А/мм}^2\text{)}.$$

Середня густина струму в обмотках трансформатора

$$j = \sqrt{j_1 \cdot j_2} = \sqrt{4.952 \cdot 4.6} = 4.78 \text{ (А/мм}^2\text{)}.$$

8. За графіками [19, рис.1.10] визначаємо орієнтовні значення процентного падіння напруги в первинній ΔU_1 та вторинній ΔU_2 обмотках на частоті 50 Гц при потужності 8,4 ВА: $\Delta U_1 = 15\%$, $\Delta U_1 = 20\%$.

Визначимо е.р.с. обмоток навантаженого трансформатора з врахуванням спад напруг в обмотках

$$E_1 = U_1\left(1 - \frac{\Delta U_1}{100}\right) = 220\left(1 - \frac{15}{100}\right) = 187 \text{ (В)}$$

$$E_2 = U_2\left(1 + \frac{\Delta U_2}{100}\right) = 12\left(1 + \frac{20}{100}\right) = 14{,}4 \text{ (В)}.$$

Кількість витків обмоток

$$W_1 = \frac{10^4 E_1}{4{,}44 f B_m S_{ca}} = \frac{10^4 \cdot 187}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}68} = 4178,$$

$$W_2 = \frac{10^4 E_2}{4{,}44 f B_m S_{ca}} = \frac{W_1 E_2}{E_1} = \frac{4178 \cdot 187}{178} = 322.$$

9. Конструктивний розрахунок обмоток.

Висота обмотки

$$h_{об} = h - 2\delta_З - (1...2) = 30 - 2 \cdot 1 - 1 = 27 \text{ (мм)},$$

де $\delta_З = (0{,}5...1)$ мм – зазор між каркасом та магнітопроводом в один бік.

Кількість витків в одному шарі обмотки

$$N_1 = \frac{h_{об}}{K_y d_{1із}} - 1 = \frac{27}{1{,}1 \cdot 0{,}145} - 1 = 168,$$

$$N_2 = \frac{h_{об}}{K_y d_{2із}} - 1 = \frac{27}{1{,}1 \cdot 0{,}48} - 1 = 50,$$

де $K_y = (1{,}1...1{,}15)$ – коефіцієнт, який враховує нерівномірність обмотки.

Кількість стрічок поточної обмотки:

$$M_1 = \frac{W_1}{N_1} = \frac{4178}{168} = 24{,}86 \approx 25,$$

$$M_2 = \frac{W_2}{N_2} = \frac{322}{50} = 6{,}44 \approx 7.$$

Радіальний розмір (товщина) кожної обмотки

$$\delta_1 = 1{,}2 M_1 d_{1\,із} = 1{,}2 \cdot 25 \cdot 0{,}145 = 4{,}35 \text{ (мм)},$$

$$\delta_2 = 1{,}2 M_2 d_{2\,із} = 1{,}2 \cdot 7 \cdot 0{,}48 = 4{,}03 \text{ (мм)},$$

де множник 1,2 враховує наявність ізоляції між шарами.

Радіальний розмір всіх обмоток

$$\delta_Р = \delta_1 + \delta_2 + \delta_0 = 4{,}35 + 4{,}03 + 0{,}3 = 8{,}68 \text{ (мм)},$$

де $\delta_0 = (0{,}2...0{,}3)$ мм – товщина міжобмоточної ізоляції:

Вільний проміжок у вікні магнітопровода

$$\delta_c = c - \delta_З - \delta_К - \delta_Р = 12 - 1 - 2 - 8{,}68 = 0{,}32 \text{ (мм)},$$

де $\delta_К = (1{,}5...2{,}5)$ мм – товщина каркаса.

10. Визначення сумарних втрат в проводах обмоток.

Середня довжина витка обмоток

$$l_1 = 2\left[a + b + \pi\left(\delta_З + \delta_К + 0{,}5\delta_1\right)\right],$$

$$l_1 = 2\left[0{,}012 + 0{,}016 + 3{,}14\left(0{,}001 + 0{,}002 + 0{,}5 \cdot 0{,}00435\right)\right] = 0{,}0885 \ (м),$$

$$l_2 = 2\left[a + b + \pi\left(\delta_З + \delta_К + \delta_1 + 0{,}5\delta_2 + \delta_0\right)\right],$$

$$l_2 = 2\left[0{,}012 + 0{,}016 + 3{,}14\left(0{,}001 + 0{,}002 + 0{,}00435 + 0{,}5 \cdot 0{,}00403 + 0{,}0003\right)\right] = 0{,}117 \ (м).$$

Вага міді кожної обмотки

$$m_{М1} = W_1 m_1 l_1 = 4178 \cdot 0{,}000101 \cdot 0{,}0885 = 0{,}0373 \text{ (кг)},$$

$$m_{M2} = W_2 m_2 l_2 = 322 \cdot 0{,}00135 \cdot 0{,}117 = 0{,}0509 \text{ (кг).}$$

Втрати в міді кожної обмотки при температурі проводу (100...105) °С

$$P_{M1} = 2{,}7 j_2^2 m_{M1} = 2{,}7 \cdot 4{,}952^2 \cdot 0{,}0373 = 2{,}469 \text{ (Вт),}$$

$$P_{M2} = 2{,}7 j_2^2 m_{M2} = 2{,}7 \cdot 4{,}6^2 \cdot 0{,}0509 = 2{,}908 \text{ (Вт).}$$

Сумарні втрати в міді всіх обмоток

$$P_M = P_{M1} + P_{M2} = 2{,}469 + 2{,}908 = 5{,}377 \text{ (Вт).}$$

11. ККД трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{cm} + P_M} = \frac{8{,}4}{8{,}4 + 0{,}351 + 5{,}377} = 0{,}6\,.$$

12. Активні опори обмоток трансформатора

$$r_1 = \rho \frac{l_1 W_1}{q_1} = 0{,}0235 \frac{0{,}0885 \cdot 4178}{0{,}01131} = 768{,}3 \text{ (Ом);}$$

$$r_2 = \rho \frac{l_2 W_2}{q_2} = 0{,}0235 \frac{0{,}117 \cdot 322}{0{,}1521} = 5{,}82 \text{ (Ом),}$$

де $\rho = 0{,}0235 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ – питомий опір мідного проводу при температурі 105°С.

Повний активний опір двообмоточного трансформатора, приведений до первинної обмотки

$$r_{mp} = r_1 + r_2 \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2 = 768{,}3 + 5{,}82 \left(\frac{4178}{322} \right)^2 = 1748 \text{ (Ом).}$$

13. Активна складова напруги короткого замикання, виражена в процентах

$$U_A = \frac{I_1 r_{mp}}{U_1} \cdot 100\% = \frac{0{,}056 \cdot 1748}{220} \cdot 100\% = 44{,}5\%.$$

Реактивна складова напруги короткого замикання, виражена в процентах

$$U_X = \frac{180(AW)_{сер} \cdot l}{\nu B_m S_{ca} h_{об} \cdot 100} \delta' = \frac{180 \cdot 335{,}4 \cdot 0{,}10275}{1 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}68 \cdot 27 \cdot 100} \cdot 3{,}09 = 3{,}52\%,$$

де

$$(AW)_{сер} = \sqrt{\frac{(I_1 W_1 + I_2 W_2)^2}{2} + (I_0 W_1)^2} = \sqrt{\frac{(0{,}056 \cdot 4178 + 0{,}7 \cdot 322)^2}{2} + (0{,}02 \cdot 4178)^2} =$$

$= 335{,}4$ А – середнє значення ампер-витків (намагнічувальної сили);

$l = \frac{l_1 + l_2}{2} = \frac{0{,}0885 + 0{,}117}{2} = 0{,}10275$ м – середня довжина всіх обмоток трансформатора;

$\delta' = \delta_0 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} = 0{,}3 + \frac{4{,}35 + 4{,}03}{3} = 3{,}09$ мм – розрахунковий зазор для магнітного потоку розсіювання;

ν – кількість стержнів обмотки (для броньового трансформатора $\nu = 1$).

Напруга короткого замикання, виражена в процентах

$$U_{K3} = \sqrt{U_A^2 + U_X^2} = \sqrt{44{,}5^2 + 3{,}52^2} = 44{,}64\%.$$

При часто активному навантаженні зміна вторинної напруги при зміні навантаження від нуля до номінального значення дорівнює активній складовій напруги короткого замикання, тобто $\Delta U \approx U_A = 44{,}5\%$.

14. Температура перегріву обмоток відносно навколишнього середовища

$$\Delta T = \frac{P_{cm} + P_M}{\alpha_T S_{ОХОЛ} \cdot 10^4} = \frac{0{,}351 + 5{,}377}{1{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}0077 \cdot 10^4} = 57{,}2^o C,$$

де

$S_K = 2h_{об}[a + \pi(c - 0{,}004)] = 2 \cdot 0{,}027[0{,}012 + 3{,}14 \cdot (0{,}012 - 0{,}004)] = 0{,}002$ м^2

– поверхня охолодження обмотки броньового трансформатора;

$S_C = 2[(C + H)b + (C + h)a + hb] = 2[(0{,}048 + 0{,}042) \cdot 0{,}016 + (0{,}048 + 0{,}03) \cdot 0{,}012 +$

$+ 0{,}03 \cdot 0{,}016] = 0{,}0057$ м^2 – поверхня охолодження осердя броньового трансформатора;

$S_{ОХОЛ} = S_K + S_C = 0{,}002 + 0{,}0057 = 0{,}0077$ м^2 – загальна поверхня охолодження броньового трансформатора;

$\alpha_T = (1{,}1...1{,}3) \cdot 10^{-3} \frac{Вт}{м^2 \cdot {}^o C}$ – коефіцієнт тепловіддачі трансформатора, який залежить як від потужності трансформатора, так і від частоти струму мережі.

В трансформаторі використовується обмоточний провід марки ПЕВ-1, ізоляція якого за теплостійкістю відноситься до класу А, тобто максимальна робоча температура обмоток не має бути більше +105°С. Тому розрахований трансформатор може працювати при максимальній температурі навколишнього середовища $t_{сер.max} = t_{пр.max} - \Delta T = 105 - 57{,}2 = 47{,}8^o$ С.

6 РОЗДІЛ ЕКОНОМІКИ

Таблиця 6.1 Основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Засіб, що проектується	Відношення параметрів
Зведена похибка вимірювання	%	2	1	2
Діапазон вимірювання ГЧЗ	мкс	±10^4	±2·10^4	2
Власна частотна нерівномірність ГЧЗ	мкс	±20	±10	2
Час вимірювання	мс	2	1	2
Споживана потужність	ВА	20	> 10	2
Ціна пристрою	грн.	5150	3500	0,68

6.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов’язана з дослідженням радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку. Виходячи з відповідних вимог НТП, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР 4 роки (0), при чому технічні показники результатів плануються на на рівні кращих світових зразків (0); наявність можливості отримання авторських свідоцтв на винахід - впевненість в отриманні авторських свідоцтв (+2); а строк окупності витрат 2 роки і менше (+3).

В таблиці 6.2 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 6.2 – Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи.

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення НДР	2 роки і менше 3 роки 4 роки 5-6 років 7 років і більше	+2 +1 0 -1 -2
Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків На рівні кращих світових зразків Нижче рівня кращих світових зразків	+2 0 -2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв Часткові можливості Можливості немає	+2 0 -1
Строк окупності витрат	2 роки і менше 3-4 роки 5 років 6-7 років 8 років і більше	+3 +2 0 -1 -2

В таблиці 6.3 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 6.3 – Можливі результати оцінки теми НДДКР

Сума індексів	Оцінка теми
Позитивна(+)	Розробка є досить перспективною
Задовільна(0)	Розробка перспективна
Негативна(-)	Розробка не перспективна

Проаналізувавши дані таблиць 6.2 та 6.3, та підрахувавши загальну суму балів (+0+0+2+3=+5), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку є досить перспективною.

6.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 6.4. [31]

Таблиця 6.4 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Критерій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів

5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витрачати значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти ро-	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки зведемо до таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експерта-		
1. Технічна здійсненність концепції	4	3	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	3	4
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	4	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	4	3
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	3	2
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	4	2
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	3	2	4
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	4	3
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	4	5	4
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	1	2	1
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	2	3	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	3	3	3
Сума балів	37	40	37
Середньоарифметична сума балів СБ	**38,0**		

За даними таблиці 6.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 6.6. [31]

Таблиця 6.6 - Рівні комерційного потенціалу розробки

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

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 38,0 балів, що, згідно таблиці 6.6, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

6.1.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості

В процесі дослідження необхідно розглянути основні технічні показники, пристрою, що може бути спроектований в результаті проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості ($B_н$) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [32]

$$B_н = \sum_{i=1}^{k} \alpha_i \cdot \beta_i , \qquad (6.1)$$

де k – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу *i-го* технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом і при цьому має виконуватись умова $\sum_{i=1}^{k} \alpha_i = 1$;

β_i – відносне значення *i-го* технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення β_i для різних випадків розраховують за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ні}}{I_{ai}}, \tag{6.2}$$

де $I_{ні}$ та $I_{на}$ – чисельні значення конкретного *i*-го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ні}}; \tag{6.3}$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та майбутньої розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Порівняння основних параметрів пристрою що проектується та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Зведена похибка вимірювання	%	2	1	2	0,25
Діапазон вимірювання ГЧЗ	мкс	±10^4	±2·10^4	2	0,15
Власна частотна нерівномірність ГЧЗ	мкс	±20	±10	2	0,25
Час вимірювання	мс	2	1	2	0,2
Споживана потужність	ВА	20	> 10	2	0,15

Узагальнений коефіцієнт якості ($B_н$) для нового технічного рішення складе

$$B_н = \sum_{i=1}^{k} \alpha_i \cdot \beta_i = 2*0,25+2*0,15+2*0,25+2*0,2+2*0,15 = 2,00.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, проектований компонент переважає існуючі аналоги приблизно в 2,00 рази.

6.1.3 Прогнозування витрат на виконання НДДКР

Для детального обґрунтування доцільності проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку необхідно здійснити попередній розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи. Для визначення суми

витрат на проведення НДДКР передбачено складання приблизного кошторису цих витрат [31].

Таблиця 6.8 – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10500,00	500,00	45	22500,00
2. Науковий співробітник	9500,00	452,38	10	4523,81
3. Інженер-метролог систем телефонії	8500,00	404,76	21	8500,00
4. Інженер-конструктор радіоелектронних систем	8500,00	404,76	21	8500,00
5. Технік	6300,00	300,00	15	4500,00
Разом				48523,81

Витрати на основну заробітну плату працівників (*Зр*), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для досліджень, підготовку та формування інформаційних пакетів, підготовку та монтаж обладнання та макетів для НДДКР складе в межах 4300,00 грн.

Додаткова заробітна плата дослідників складе приблизно 5300,00 грн.

Нарахування на заробітну плату дослідників складуть приблизно 13000,00 грн.

Таблиця 6.9 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір офісний	уп.	92,00	10	920,00
Диск оптичний	шт.	9,80	6	58,80
Канцтовари	компл.	200,00	6	1200,00
Тека пластикова ЕКО-15	шт	75,00	6	450,00
Картридж Samsung-X430	шт	345,00	3	1035,00

Продовження таблиці 6.9 – Витрати на основні матеріали

Блок памяті 16 Gb	шт	299,00	2	598,00
Бензосуміш	кг	35,00	0,08	2,80
Лак	кг	160,00	0,065	10,40
Склотекстоліт СФ-2Н-35	кг	86,00	0,14	12,04
Смола поліамідна 68С	кг	28,60	0,06	1,72
Пресматеріал К- 124-38	кг	41,20	0,04	1,65
Стержні текстолітові	кг	72,60	0,02	1,45
Стрічка поліхлорвінілова ізоляційна	кг	59,80	0,03	1,79
Всього				4293,65

Таблиця 6.10– Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Резистори	0	0,00	0,00
С2-29 0,125 ± 10%	42	1,96	82,32
СПЗ-16 0,125 ± 10%	3	14,00	42,00
Конденсатори	0	0,00	0,00
К50 – 25 ± 20%	2	9,80	19,60
К73-9 ± 10%	17	7,00	119,00
К77-1 ± 4%	9	8,40	75,60
К21-8 ± 10%	2	14,00	28,00
Котушки	0	0,00	0,00
Д45	2	2,80	5,60
Діоди	0	0,00	0,00
КД 226	3	21,00	63,00
КС 133А	1	4,20	4,20
КД 204Б	1	5,60	5,60
Комутаційні пристрої	0	0,00	0,00
ТВ1-4	3	2,80	8,40
Транзистори	0	0,00	0,00
КТ368А	2	14,00	28,00
КТ312Б	1	14,00	14,00
КТ817А	1	14,00	14,00
КТ803А	1	14,00	14,00

Продовження таблиці 6.10– Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Трансформатори	0	0,00	0,00
ТВТ3	1	70,00	70,00
Т1	1	42,00	42,00
Мікросхеми	0	0,00	0,00
К1401 УД1	5	56,00	280,00
КР544 УД2	2	14,00	28,00
К561 ЛА7	2	56,00	112,00
К531 ЛП5	1	56,00	56,00
К531 ЛІ1	1	70,00	70,00
К597 СА1	2	84,00	168,00
К555 ІЕ8	4	22,40	89,60
Роз’єми	0	0,00	0,00
РП 13-35	1	42,00	42,00
Всього			1480,92

Амортизація обладнання

Таблиця 6.11 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Аналітичний комплекс обробки даних	35200,00	5	2	1173,33
Система метрологічного аналізу	26400,00	5	2	880,00
Програмне забезпечення	12000,00	3	2	666,67
Місце оператора спеціалізоване	8450,00	5	2	281,67
Оргтехніка	16500,00	4	2	687,50
Приміщення лабораторії	320000,00	25	2	2133,33
Всього				5822,50

Таблиця 6.12 – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Аналітичний комплекс обробки даних	240	0,72	0,92	462,62
Система метрологічного аналізу	200	0,3	0,92	160,63
Місце оператора спеціалізоване	240	0,32	0,92	205,61
Офісна оргтехніка	120	0,65	0,92	208,82
Всього				1037,68

Інші витрати складуть в межах 110000,00 грн.

Загальні витрати на проведення досліджень стосовно дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку

$$В = 48523,81+4300,00+5300,00+13000,00+4293,65+1480,92\ 5822,50+1037,68+$$
$$+110000,00=193758,56\ (грн.).$$

6.1.4 Доцільність науково-дослідної роботи

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у практичну діяльність, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_P рівня НДДКР розраховується за формулою [32]

$$K_P = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \qquad (6.4)$$

де I - коефіцієнт важливості роботи, $I = 2...5$;

n - коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок;

T_C - коефіцієнт складності роботи, $T_C = 1...3$;

R - коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$;

B – вартість НДР, (тис. грн.) B=205,3 тис. грн;

t - час дослідження роботи, років.

Підставляючи числові дані отримаємо

$$К_р = 3^2*3*4 / (193,8*2/12) = 3,34.$$

Оскільки $K_P > 1$, тому науково-дослідну роботу з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку можна вважати економічно доцільною з достатньо високим науковим, технічним та економічним рівнем.

Висновки по розділу

Згідно проведеного аналізу рівень комерційного потенціалу розробки становить 38,0 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). До того ж комплексний показник рівня НДДКР ($К_р$ >1) свідчить про те, що

науково-дослідну роботу з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку можна вважати економічно доцільною з достатньо високим науковим, технічним та економічним рівнем. Також рівень якості проектованого компоненту в порівнянні з аналогами вищий в 2,00 рази, що додатково свідчить про позитивні перспективи, як науково-дослідної роботи так і відповідного проектного компоненту.

6.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано доцільність проведення НДДКР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДДКР стосовно дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Для економічного розрахунку проведення НДДКР потрібно скласти кошторис витрат, який передбачає розрахунок визначених основних статей витрат.

Основна заробітна плата дослідників та розробників, яка розраховується за формулою [31]

$$З_о = \frac{M}{T_р} \cdot t \quad , \tag{6.5}$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (дослідника), грн.;

$T_р$ – число робочих днів в місяці, 21 дн;

t – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 6.13.

Таблиця 6.13 – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадо-вий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів робо-ти	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10500,00	500,00	45	22500,00
2. Науковий співробітник	9500,00	452,38	10	4523,81
3. Інженер-метролог систем телефонії	8500,00	404,76	21	8500,00
4. Інженер-конструктор ра-діоелектронних систем	8500,00	404,76	21	8500,00
5. Технік	6300,00	300,00	15	4500,00
Разом				48523,81

Витрати на основну заробітну плату працівників (Зр), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку, підготовку та формування баз даних, підготовку та монтаж обладнання, макетів, виготовлення дослідних зразків тощо, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [31]

$$З_р = \sum_{1}^{n} t_i \cdot С_i \cdot К_с \quad , \qquad (6.6)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

$К_с$ - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $К_с$ = 1,68;

Ci - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

$С_i$ визначається за формулою [31]

$$C_i = \frac{M_м \cdot K_i}{T_р \cdot T_{зм}}, \quad (6.7)$$

де, $M_н$ – прожитковий мінімум працездатної особи, грн., $М_н$ = 2197,00 грн.;

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

$T_р$ - число робочих днів в місяці, $Т_р$ = 21 дн;

$T_{зм}$ - тривалість зміни, $Т_{зм}$ = 8 годин.

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 6.14

Таблиця 6.14 – Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудомісткість, нормогодин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
1. Встановлення допоміжного обладнання	10,0	2	1,1	24,17	241,67
2. Інсталяція програмного забезпечення	10,0	4	1,35	29,66	296,60
3. Встановлення модулів дослідження каналів звязку телефонії	8,0	3	1,2	26,36	210,91
4. Монтаж імітаторів звукових трактів	24,0	4	1,35	29,66	711,83
5. Формування бази даних результатів вимірювань	100,0	3	1,2	26,36	2636,40
6. Підготовка приміщення лабораторії	12,0	2	1,1	24,17	290,00
Разом					4387,41

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДДКР розраховується як 10% від основної заробітної плати розробників та працівників

$$З_д = З_о \text{ *·} 10 / 100\%, \quad (6.8)$$

$$З_д = (48523,81 + 4387,41) *\cdot 10 / 100\ \% = 5291,12\ (грн.).$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

Згідно діючого законодавства нарахування на заробітну плату складають 22% від суми основної та додаткової заробітної плати

$$Н_з = (З_о + З_д) \cdot * 22\% / 100\% \qquad (6.9)$$

$$Н_з = (48523,81 + 4387,41 + 5291,12) * 22\% / 100\% = 12804,51\ (грн.).$$

Витрати на матеріали на даному етапі проведення НДДКР пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних блоків і компонентів, тому дані витрати формуються на основі як офісних витратних матеріалів так і обмеженого переліку матеріалів.

Витрати на матеріали, що були використані при проведенні досліджень, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [31]

$$M = \sum_{1}^{n} H_i \cdot Ц_i \cdot К_i \ , \qquad (6.10)$$

де, - H_i - витрати матеріалу *і*-го найменування, кг;

$Ц_i$ - вартість матеріалу *і*-го найменування, грн./кг.;

$К_i$ - коефіцієнт транспортних витрат, $К_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 6.15.

Таблиця 6.15 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір офісний	уп.	92,00	10	920,00
Диск оптичний	шт.	9,80	6	58,80

Продовження таблиці 6.15 – Витрати на основні матеріали

Канцтовари	компл.	200,00	6	1200,00
Тека пластикова ЕКО-15	шт	75,00	6	450,00
Картридж Samsung-X430	шт	345,00	3	1035,00
Блок памяті 16 Gb	шт	299,00	2	598,00
Бензосуміш	кг	35,00	0,08	2,80
Лак	кг	160,00	0,065	10,40
Склотекстоліт СФ-2Н-35	кг	86,00	0,14	12,04
Смола поліамідна 68С	кг	28,60	0,06	1,72
Пресматеріал К- 124-38	кг	41,20	0,04	1,65
Стержні текстолітові	кг	72,60	0,02	1,45
Стрічка поліхлорвінілова ізоляційна	кг	59,80	0,03	1,79
Всього				4293,65

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$М = 4293,65 * 1,12 = 4808,89 \text{ грн.}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку, розраховуються за формулою

$$Н = \sum_{1}^{n} Н_i \cdot Ц_i \cdot К_i \ , \qquad (6.15)$$

де: *Нi* - кількість комплектуючих *i*-го виду, шт.;

Цi - покупна ціна комплектуючих *i*-го виду, грн.;

$К_i$ - коефіцієнт транспортних витрат, $К_i = 1,12$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці6.16

Таблиця 6.16 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Резистори	0	0,00	0,00
С2-29 0,125 ± 10%	42	1,96	82,32
СПЗ-16 0,125 ± 10%	3	14,00	42,00
Конденсатори	0	0,00	0,00
К50 – 25 ± 20%	2	9,80	19,60
К73-9 ± 10%	17	7,00	119,00
К77-1 ± 4%	9	8,40	75,60
К21-8 ± 10%	2	14,00	28,00
Котушки	0	0,00	0,00
Д45	2	2,80	5,60
Діоди	0	0,00	0,00
КД 226	3	21,00	63,00
КС 133А	1	4,20	4,20
КД 204Б	1	5,60	5,60
Комутаційні пристрої	0	0,00	0,00
ТВ1-4	3	2,80	8,40
Транзистори	0	0,00	0,00
КТ368А	2	14,00	28,00
КТ312Б	1	14,00	14,00
КТ817А	1	14,00	14,00
КТ803А	1	14,00	14,00
Трансформатори	0	0,00	0,00
ТВТ3	1	70,00	70,00
Т1	1	42,00	42,00
Мікросхеми	0	0,00	0,00
К1401 УД1	5	56,00	280,00
КР544 УД2	2	14,00	28,00
К561 ЛА7	2	56,00	112,00
К531 ЛП5	1	56,00	56,00
К531 ЛІ1	1	70,00	70,00
К597 СА1	2	84,00	168,00
К555 ІЕ8	4	22,40	89,60
Роз’єми	0	0,00	0,00
РП 13-35	1	42,00	42,00
Всього			1480,92

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 1480{,}92 *\cdot 1{,}12 = 1658{,}63 \text{ (грн.)}.$$

Амортизація обладнання для проведення досліджень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_в} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \qquad (6.16)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

$T_в$ – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці 6.17

Таблиця 6.17 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Аналітичний комплекс обробки даних	35200,00	5	2	1173,33
Система метрологічного аналізу	26400,00	5	2	880,00
Програмне забезпечення	12000,00	3	2	666,67
Місце оператора спеціалізоване	8450,00	5	2	281,67
Оргтехніка	16500,00	4	2	687,50
Приміщення лабораторії	320000,00	25	2	2133,33
Всього				5822,50

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [31]

$$В_е = В \cdot П \cdot Ф \cdot К_п, \quad (6.17)$$

де, *В* – вартість 1 кВт-години електроенергії, *В* = 2,91 грн./кВт –година;

П – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Ф – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

$К_п$ – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.18

Таблиця 6.18 – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Аналітичний комплекс обробки даних	240	0,72	0,92	462,62
Система метрологічного аналізу	200	0,3	0,92	160,63
Місце оператора спеціалізоване	240	0,32	0,92	205,61
Офісна оргтехніка	120	0,65	0,92	208,82
Всього				1037,68

Інші витрати охоплюють: загальновиробничі витрати, адміністративні витрати, витрати на відрядження, матеріали, окремі непередбачені витрати, зв’язок, витрати на інтернет-послуги тощо.

Інші витрати доцільно приймати як 200...300% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників. Величина інших витрат складе

$$І = (48523,81 + 4387,41) * 210\% / 100\% = 111113,56 \text{ (грн.)}.$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

Сума всіх попередніх статей витрат дає загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи

$$В = 48523,81+4387,41+5291,12+12804,51+4293,65+1658,63+5822,50+1037,68+ +111113,56=194932,88 \text{ (грн.)}.$$

6.2.1 Визначення коефіцієнта наукової значимості отриманих результатів науково-дослідної роботи

Коефіцієнт наукової значимості результатів проведеної НДР $K_{ЗН}$ можна підрахувати за формулою

$$K_{ЗН} = \frac{\sum_{1}^{3} b_i \cdot d_i}{\sum_{1}^{3} b_{\max} \cdot d_i}, \qquad (6.18)$$

де b_i - значимість отриманих результатів: b_1 - ступінь наукової новизни, b_2 - рівень теоретичної обґрунтованості, b_3 - ступінь експериментальної перевірки результатів.

Бальна оцінка отриманих результатів наведена в таблиці .

Максимальне значення отриманих результатів можна прийняти в межах 7…10 балів;

d_i - питома вага кожної характеристики, значення якої наведено в таблиці;

З – кількість характеристик, за якими була зроблена оцінка результатів науково-дослідної роботи.

Таблиця 6.19 – Показники для оцінювання наукової значимості результатів виконання НДР

Характеристики	Питома вага характеристик	Бальна оцінка характеристик		
		Ступінь новизни b_1	Рівень теоретичної обґрунтованості b_2	Ступінь експериментальної перевірки результатів b_3
		1	3…5	7…10

Продовження таблиці 6.19 – Показники для оцінювання наукової значимості результатів виконання НДР

b_1	0,500	Часткове удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо	Суттєве удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо	Нові напрямки в розробці виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо. Створення принципово нової техніки
b_2	0,333	Позитивне рішення на основі зроблених узагальнень	Установлення залежностей, які використовувались в інших випадках	Відкриття нових шляхів рішення задачі
b_3	0,167	Експериментальна перевірка не робилась	Результати перевірялись на невеликій кількості даних	Результати перевірені на великій кількості даних

Підставляючи числові дані $d_1 = 0{,}5$, $d_2 = 0{,}333$, $d_3 = 0{,}167$, b_1= 4, b_2= 8, b_3= 8, $b_{\max} = 10$ у вираз оцінимо наукову значимість отриманих результатів

$$K_{ЗН} = \frac{b_1 \cdot 0{,}5 + b_2 \cdot 0{,}333 + b_3 \cdot 0{,}167}{10 \cdot 0{,}5 + 10 \cdot 0{,}333 + 10 \cdot 0{,}167} = 0{,}60.$$

6.2.2 Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР

Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР можна розрахувати за формулою

$$V = \frac{k_{TBI} \cdot З_i}{\sum_{1}^{n} k_{TBI} \cdot З_i}, \qquad (6.19)$$

де k_{TBI} - коефіцієнт творчої участі кожного виконавця НДР, який оцінюється наступним чином: проведення досліджень – 3 бали, робоче проектування – 1,5 бали, освоєння – 1,0 балів.

Якщо виконавець приймав участь в декількох видах робіт, то береться сума відповідних балів;

$З_і$ - заробітна плата кожного виконавця НДР;

n - кількість всіх виконавців НДР.

Таблиця 6.20 – Основна заробітна плата

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Коефіцієнт творчої участі
1. Керівник проекту	10500,00	3
2. Науковий співробітник	9500,00	1,5
3. Інженер-метролог систем телефонії	8500,00	1,5
4. Дослідник (проектувальник)	8500,00	3,5
5. Технік	6300,00	1

Розраховуємо внесок дослідника

V= (3,5*8500,00) / (3*10500,00+1,5*9500,00+1,5*8500,00+1*6300,00= 0,46.

Висновки до розділу

Загалом запланована науково-дослідна робота з проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 194932,88 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,60), що свідчить про доцільність проведення розробок та значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Промислова безпека, яку розглядає охорона праці, має велике значення для працюючих, оскільки якраз вона контролює фізичний стан працівника, що не може не відображатись на його здоров'ї, житті, а також результативності роботи в тому числі і в сфері радіоелектроніки.

У цьому розділі проводиться аналіз шкідливих, небезпечних [33] та уражаючих для людини та оточуючого довкілля факторів, які утворюються при проведенні дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку. Тут висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

7.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

7.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Згідно із [34] допустимі показники мікроклімату в робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені в таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 – Допустимі показники мікроклімату

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

Для опромінення менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення сладає 100 Вт/м^2.

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

Таблиця 7.2 – ГДК шкідливих речовин [36]

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

При використанні ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться в повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів повинні відповідати [36] і наведені в таблиці 7.3.

Таблиця 7.3 – Кількість іонів у 1 см^3 повітря приміщення при роботі на ЕОМ

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

Для забезпечення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

1) у приміщенні повинна бути встановлена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року;

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

7.1.2 Виробниче освітлення

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

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку, згідно [35] знаходимо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *г*.

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

Таблиця 7.4 – Нормовані значення КПО і мінімальні освітленості для штучного освітлення

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 знаходиться в місті Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а світлові пройми орієнтовані за азимутом 135°, то для таких обставин КЕО визначатиметься за формулою [35, 36]

$$e_{\text{N}} = e_{\text{н}}\, m_{\text{N}}\ [\%], \qquad (7.1)$$

де $e_{\text{н}}$ – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо 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 параметрів освітлення запропоновано:

1) при недостатньому природному освітлені в світлу пору доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) застосування штучного освітлення в темну пору доби.

7.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування використовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Встановлено, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється вентиляторами блоку живлення комп’ютера і кулерами мікропроцесора, відеокарти.

Для запобігання травмуванню працюючих від дії шуму він підлягає нормуванню. Головним нормативом стосовно промислового шуму, що діє в нашій країні, є [37], згідно з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в виробничих приміщеннях не повинні бути більшими ніж значення, що наведено в таблиці 7.5.

Таблиця 7.5 – Нормовані рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку та 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 7.6 для локальної вібрації.

Таблиця 7.6 – Допустимі рівні віброприскорення [38]

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

З метою встановлення допустимих параметрів шуму та вібрації у приміщенні запропоновано:

1) постійне змащування підшипників вентиляторів блоку живлення ЕОМ та кулерів мікропроцесора та відеоадаптера;

2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

7.1.4 Виробничі випромінювання

Проведений аналіз умов праці показав, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання. Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 7.7.

Таблиця 7.7 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [46]

Параметри та одиниці вимірювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
$E_{ГД}$, В/м	1000	700	500	300	80	
$ЕН_{Егд}$, $(В/м)^2 \cdot год$	120000	40000	20000	7000	800	
$Н_{ГД}$, А/м	75	57	50	–	3,0	–
$ЕН_{Нгд}$, $(А/м)^2 \cdot год$	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту та досягнення нормативних рівнів випромінювань необхідно використовувати захист відстанню.

Визначимо безпечну відстань від джерела ЕМВ, якщо сила струму в провіднику (антені) I = 3,6 А, а частота поля f = 22 МГц. Довжина провідника (антени) L = 5,2 м.

Біля джерела ЕМВ виділяють ближню зону (зону індукції), що знаходиться на відстані $r \le \lambda / 2\pi$, і далеку зону (зону випромінювання), для якої $r > \lambda / 2\pi$, де λ – довжина хвилі, м.

Безпечну відстань від джерела ЕМВ будемо визначати як найбільшу із безпечних відстаней від джерел електричної та магнітної складових ЕМВ, відповідно

$$r = \max\{r_E, r_H\}, \tag{7.2}$$

де r_E – безпечна відстань від джерела електричного поля, м;

r_H – безпечна відстань від джерела магнітного поля, м.

Безпечну відстань від джерела електричного поля для ближньої зони можна визначити за формулою

$$E_{бл} = \frac{IL}{4\pi^2 f \varepsilon r_E^3} \text{ [В/м]}, \tag{7.3}$$

звідки

$$r_E = \sqrt[3]{\frac{IL}{4\pi^2 f \varepsilon E_{бл}}} \text{ [м]}, \quad (7.4)$$

де $E_{бл}$ – напруженість електричного поля ближньої зони, В/м;

I – сила струму в провіднику (антені), А;

L – довжина провідника (антени), м;

f – частота електромагнітного поля, Гц;

ε – діелектрична проникність середовища, Ф/м (для повітря $\varepsilon = 1$ Ф/м).

Безпечну відстань від джерела магнітного поля для ближньої зони можна визначити за формулою

$$H_{бл} = \frac{IL}{4\pi r_H^2} \text{ [А/м]}, \quad (7.5)$$

звідки

$$r_H = \sqrt{\frac{IL}{4\pi H_{бл}}} \text{ [м]}, \quad (7.6)$$

де $H_{бл}$ – напруженість магнітного поля ближньої зони, А/м;

Для діапазону частот 3…30 МГц $E_{ГД} = 300$ В/м, $H_{ГД} = 50$ А/м.

Після підстановки відомих значень у формули (7.4, 7.6, 7.2), одержимо

$$r_E = \sqrt[3]{\frac{3{,}6 \cdot 5{,}2}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot 22 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 300}} = 0{,}00042 \text{ (м)};$$

$$r_H = \sqrt{\frac{3{,}6 \cdot 5{,}2}{4 \cdot 3{,}14 \cdot 50}} = 0{,}1727 \text{ (м)};$$

$$r = \max\{0{,}00042;\ 0{,}1727\} = 0{,}1727 \text{ (м)}.$$

Таким чином, безпечна відстань від джерела ЕМВ складатиме 0,1727 м.

7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

7.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Оснащені відеодисплейним терміналом робочі місця зобов'язані розташовуватись на відстані не менше як 1,5 м від стіни з вікнами, від інших стін – на відстані 1 м, між собою на віддалі не менше ніж 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць необхідно виключити ймовірність прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розташовувати таким чином, щоб природне світло падало на нього збоку, переважно зліва [39].

Розташовувати відеодисплейний термінал на робочому місці необхідно так, щоб поверхня екрана має знаходитись на відстані 0,4-0,7 м від органів зору користувача. Висота робочої поверхні столу при виконанні роботи сидячи має регулюватися у межах 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше як 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше як 0,65 м [40].

7.2.2 Електробезпека

Причинами ураження електричним струмом в даному приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність устаткування, випадкове торкання до струмоведучих частин чи металевих частин, що опинилися під напругою. У відповідності до [41] це приміщення належить до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності високої (більше 75 %) вологості.

Через це безпека використання електрообладнання має гарантуватись комплексом заходів, що передбачають застосування ізоляції струмовідних частин, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [42].

7.2.3 Пожежна безпека

Згідно [43] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огороджувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горищного покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 7.8.

Таблиця 7.8 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [11]

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
3	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	нн нн	нн нн

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 ≤ 25 см – для горизонтальних конструкцій; M ≤ 40 см – для вертикальних і похилих конструкцій; нн – не нормується.

В таблиці 7.9 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця Х.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [13]

Об'єм приміщення, тис. $м^3$	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку в загальному проході, осіб/$м^2$			Кількість людей на 1 м ширини евакуаційного виходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, $м^2$, для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	В	3	100	60	40	110	9	12	15	3	5200	3500	2600

Примітки: н.о. – не обмежується.

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути оснащене двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [44].

7.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Радіохвильові пристрої вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу спрямовані на забезпечення роботи каналів зв'язку для різних задач. У зв'язку з тим, що це має важливе значення для воєнної

сфери, то на них можуть справляти значний вплив загрозливі чинники надзвичайні ситуації різного типу і необхідно провести дослідження безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу. До таких НС можна віднести: стихійні лиха (землетруси, блискавка, зливи), а особливо впливовими на РЕА мають іонізуючі випромінювання та ЕМІ. Тому при забезпеченні даних пристроїв слід забезпечити найвищий рівень захисту від тої чи іншої НС, оскільки кожна НС має свій вплив на дану систему.

Тож, в даній частині розділу необхідно виконати дослідження безпеки роботи та розробку заходів по підвищенню стійкості роботи радіохвильових пристроїв передачі даних безпілотного літального апарата в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.

В РЕА застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали (в основному діелектрики), провідники і різноманітні органічні сполуки (діелектрики, смоли і т.д.). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінень створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Для інженерної практики найбільший інтерес представляє перший випадок, тобто оцінка безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу при перебуванні її компонентів в зараженій радіоактивними речовинами місцевості протягом певного часу після випадання радіоактивних речовин у даній місцевості.

ЕМІ ушкоджує напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. Це являє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Тому слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних ушкоджень не захищає від впливу ЕМІ.

7.3.1 Дослідження безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу в цих умовах приймається таке граничне значення рівня ($Р_{зв}$, Р/год), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але вона буде працювати з потрібною якістю.

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації радіохвильових пристроїв передачі даних, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента $Р_{зв.і}$, що викликають початок зворотних змін Отримані значення занесемо до табл. 7.10.

Таблиця 7.10 – Потужність граничної експозиційної дози радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу

№	Елементи радіовимірювальної радіохвильових пристроїв	$Р_{зв.і}$, Р/с	$Р_{зв.}$, Р/с
1	Процесори, інтегральні мікросхеми	10^3	10^3
2	Діоди загального призначення	10^4	
3	Транзистори загального призначення	10^4	
4	Мікросхеми	10^5	

5	Конденсатори	10^7	
6	Резистори	10^8	

Визначається елемент, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням $Р_{зв}$.

$$Р_{зв} = 10^3 Р/с$$

В якості критерію стійкості роботи радіохвильових пристроїв використовується граничне значення рівня іонізуючих випромінювань

$$Р_{гр} = К_{над*} Р_{зв*} К_{посл}, \quad (7.7)$$

де $Р_{зв}$ - рівень радіації незворотних змін пристрою в цілому;

$К_{над}$ - коефіцієнт надійності ($К_{над}$ =0,9÷0,95);

$К_{посл}$ - коефіцієнт послаблення.

$$Р_{гр} = 0,952* 10^3 *2 = 7,61 Р/с.$$

З наведеної таблиці слідує, що мінімальні значення граничних рівнів радіації елементів, при яких в елементній базі можливі необоротні зміни мають інтегральні мікросхеми великої ступені інтеграції та мікропроцесори – $Р_{зв}=10^3$, $k_{посл}=2$.

Визначаємо допустимий час роботи пристроїв

$$t_{доп} = \left(\frac{Д_{гр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2, \quad (7.8)$$

$$t_{доп} = \left(\frac{10^3 \cdot 2 + 2 \cdot 7,61 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 7,61} \right)^2 = 17317(год).$$

Таким чином, допустимий час роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу 17317 годин при максимальному рівні радіації 7,61 Р/с.

7.3.2 Дослідження безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу в умовах дії електромагнітного імпульсу.

За критерій безпеки роботи радіохвильових пристроїв передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу можна прийняти коефіцієнт безпеки

$$K_б = 20\lg\frac{U_д}{U_г} \geq 40 \ [дБ],$$

де $U_д$ – допустиме коливання напруги живлення (для мікросхем 5 В);

$U_г$ – напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

Допустимі коливання напруги живлення

$$U_д = U_ж + \frac{Uж}{100} * N = 5 + \frac{5}{100} = 5{,}25(B).$$

В зв’язку з тим, що окремі елементи приладу можуть мати різні значення коефіцієнтів безпеки, то стійкість роботи радіохвильових пристроїв в цілому визначається мінімальним значенням коефіцієнта безпеки.

З рівняння (7.8) визначаємо

$$U_г = \frac{Uд}{10^{\frac{40}{20}}} = \frac{5{,}25}{100} = 0{,}05(B).$$

Приймемо максимальну довжину горизонтальних струмопровідних частин $l_г$=0,055 м. Тоді горизонтальна складова напруженості електричного поля визначається за формулою

$$E_г = U_в / l_в = 0{,}05/0{,}055 = 0{,}904 \text{ (В/м)}.$$

Звідси вертикальна складова напруженості буде $E_в$=904 В/м.

Таким чином, робота радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу можлива у випадку, якщо не перевищується значення вертикальної складової напруженості електричного поля 904 В/м.

7.3.3 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу в умовах надзвичайних ситуацій

З метою зменшення негативного впливу на радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу можна використати наступні методи.

Для захисту розробки, як і любих радіоелектронних пристроїв від дії іонізуючих випромінювань можна використати алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Найкращим для захисту від електромагнітного імпульсу є захищене металічним екраном приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Оскільки такий захист в ряді випадків неможливо виконати, то використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозбірників

та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Також для захисту кабельних вводів використовують в їх конструкції фільтри та встановлення вбудованих зенерівських діодів.

В ході виконання було розглянуто вплив іонізуючого випромінювання та ЕМІ на компоненти схеми, виконано розрахунки з яких видно, що ні один з класів елементів схеми не зазнає більшого впливу за граничне значення, також розраховано термін безпечної роботи радіохвильових пристроїв , який складає 17317год. Що стосується впливу електромагнітного імпульсу, то з урахуванням необхідного рівня коефіцієнта безпеки було розраховано значення напруженості електричного поля. Для підвищення безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу наведено основні заходи боротьби з впливом загрозливих чинників НС.

Отже основною метою даної частини розділу було дослідження безпеки роботи радіохвильових пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу та розробка дієвих заходів по підвищенню безпеки роботи цієї радіохвильових пристроїв в умовах надзвичайних ситуацій.

Висновки до розділу

Під час написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

У ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи було розроблено вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

Принцип роботи вимірювача базується на передаванні за досліджуваним та зразковим каналами зв’язку вимірювального групового сигналу. В приймальному пункті сигнали підсилюються, детектуються, відфільтровуються вищі гармоніки, після чого відбувається вимірювання фазового зсуву між двома сигналами низької частоти за допомогою цифрового фазометра. В цьому випадку нерівномірність ФЧХ досліджуваного каналу зв’язку визначається по відношенню до нерівномірності ФЧХ зразкового каналу зв’язку.

У порівнянні з іншими серійними вимірювачами нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку, які побудовані на аналоговій елементній базі, розроблений у дипломному проекті пристрій побудований на сучасній цифровій елементній базі, що дає змогу добитися високої точності при вимірюванні параметрів каналів зв’язку.

З врахуванням поставлених у технічному завданні вимог було обґрунтовано вибір та розробку структурної схеми, по якій і спроектовано електричну схему вимірювача нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку. Проведено електричний розрахунок більшості каскадів пристрою, результати яких підтвердили можливість реалізації необхідних функцій на основі вибраних схемних рішень. А моделювання узгоджувального підсилювача на операційному підсилювачі у схемному редакторі Electronics Workbench v.5.0c підтвердили правильність проведених електричних розрахунків.

В економічній частині запланована науково-дослідна робота з проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 194932,88 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,60), що свідчить про доцільність проведення розробок та

значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

В розділі охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та пристроїв вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Nyquist N. Method and apparatus for measuring transmission delay // Pat. USA, No. 1645618.

2. А. с. №269015 (СССР). Устройство для измерения группового времени запаздывания / В.И. Жуков, В.И. Михайлевский, В.А. Рымша // Бюл. изобр. – 1970. – № 14.

3. Соловьёв Н.Н. Измерительная техника в проводной связи, ч. III. – М.: «Связь», 1971. – 304 с.

4. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г., Верник С.М. Измерение в технике связи. – М.: Связь, 1970. – 544 с.

5. А. с. №408230 (СССР). Способ измерения частотных характеристик группового времени запаздывания каналов связи / Г.П. Чёрный, В.Г. Бондаренко, В.В. Цытрон, В.А. Бовтрук // Бюл. изобр. –1973. – №47.

6. Жуков В.И., Михайлевский В.И., Рымша В.А. Измерения характеристик группового времени запаздывания в каналах связи // Электросвязь, 1973, №1. – С. 44–48.

7. А. с. №481858 (СССР). Устройство для измерения неравномерности группового времени запаздывания / Г.П. Чёрный // Бюл. изобр. – 1975. – №31.

8. Мешков А.А., Мельников В.П., Зубовский Л.И. Измерение телефонных каналов, предназначенных для передачи данных. – М.: Связь, 1967. – 52 с.

9. Райхтан М.С. Устройство для измерения группового времени замедления и затухания каналов связи // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПС, 1961. Вып. 4. – С. 115.

10. А. с. №518006 (СССР). Устройство для измерения частотных характеристик каналов связи / В.А. Бовтрук, В.Г. Бондаренко, В.И. Скоропадский, Г.П. Чёрный // Бюл. изобр. – 1976. – №22.

11. Бондаренко В.Г., Бовтрук В.А., Чёрный Г.П. О некоторых способах дистанционных измерений каналов связи // Нормирование и измерение в каналах передачи дискретной информации. – К., 1974. – С. 26–28.

12. А. с. №555547 (СССР). Устройство для измерения неравномерности группового времени запаздывания / А.Ю. Пестинкас, Ю.А. Якас, К.И. Сметанин, Ю.Ю. Григас // Бюл. изобр. – 1977. – №15.

13. А. с. №597982 (СССР). Измеритель неравномерностей группового времени запаздывания / К.И. Сметанин, А.А. Бражюнас, А.-А.А. Гилис // Бюл. изобр. – 1978. – №10.

14. Бражюнас А.А., Сметанин К.И., Алита И.А., Шалкус А.А. Комплект измерителей неравномерностей ГВЗ ФЧ-10, ФЧ-11 // Техника средств связи. Сер. РТ, вып. 4(17). – 1979. – С. 55–57.

15. Гуцало О.Г. Методи підвищення точності засобів вимірювання групового часу запізнювання сигналів і їх метрологічне забезпечення. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ – Вінниця”, 1997. – 132 с.

16. Семенов А.О., Садлій Ю.О., Кичак А.О., Громик В.В., Семенюк Ю.М. Простий транзисторний автогенератор електричних коливань детермінованого хаосу. Всеукраїнська науково-практична Інтернет-конференція студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи». 11-30 травня 2019 року, м. Вінниця. С. 1-4.

17. Семенов А.О., Садлій Ю.О., Семенюк Ю.М. Метод дискретної лічби для автоматизованого вимірювання параметрів радіотехнічних резонансних контурів. Збірник матеріалів ІІІ Всеукраїнській науково-практична інтернет-конференція "Інформаційно-комп'ютерні технології: стан, досягнення та перспективи розвитку", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир. – С. 1-2.

18. Семенов А.О., Садлій Ю.О., Семенюк Ю.М. Мостовий метод вимірювання параметрів радіотехнічних резонансних контурів. Збірник матеріалів ІІІ Всеукраїнської науково-технічної конференції "Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир. – С. 1-2.

19. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

20. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1986. – 351 с.

21. Высокоточные угловые измерения//Д.А. Аникст, К.М. Константинович, И.В.Меськин и др.; Под ред. Ю.Г. Якушенкова, – М.: Машиностроение, 1987. – 480 с.

22. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. – Л.: Энергия, 1976. – 256 с.

23. Методы электрических измерений//Под ред. Э.И. Цветкова. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.

24. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценки погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.

25. Семенов А.О., Палій Ю.В. Вимірювання неідентичності ЧХ ГЧЗ абонентських ліній зв’язку. Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПТТП-2005). Матеріали першої МНТК м. Вінниці, 2-5 червня 2005 року: - Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – С. 163.

26. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана у вимірювальних системах / А. В. Рудик, О. О. Дрючин // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4. – Ч. 1. – Т. 1. – С. 225-229.

27. Рудик, А. В. До визначення точності результатів вимірювань / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов // Наука і освіта. – 2005. – Т. 62. – С. 35-37.

28. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана для обробки шумових процесів / А. В. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІІРТК-2013). – Київ, НАУ. – 2013. – С. 202-204.

29. Рудик, А. В. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 2. – С. 126-130.

30. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 3-4. – С. 129-134.

31. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.

32. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.

33. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

34. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

35. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

36. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

37. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

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

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

40. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов’язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.

41. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.

42. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

43. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об’єктів будівництва.

44. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

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

46. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.

Додаток А

(обов’язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедри РТ ВНТУ,
д.т.н., професор
_____ О.В. Осадчук
“_26_” __09__ 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

«Радіохвильові методи та пристрої вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку»

08-36.МКР.015.00.000 ТЗ

Керівник роботи:
_____ д.т.н., професор Семенов А.О.
“___” _____ 2020 р.

Розробив студент гр. РТ-19м
_____ Семенюк Ю.М.
“___” _____2020 р.

Вінниця ВНТУ 2020

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 214 “25 ” 09 2020 року та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “03” вересня 2020 р.

Дата закінчення: “10” грудня 2020 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою роботи є розробка радіохвильового методу та пристрою вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

Об’єкт дослідження – процес радіохвильового вимірювання нерівномірності фазо-частотної характеристики каналу зв’язку.

Предметом дослідження є радіохвильові методи та математичні моделі пристрою вимірювання нерівномірності фазо-частотної характеристики каналу зв’язку.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасних радіохвильових методів вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- здійснити вибір радіохвильового методу вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- розробити пристрій для вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- здійснити моделювання та експериментальне дослідження радіохвильового методу та пристрою вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку.

3. ДЖЕРЕА РОЗРОБКИ

1. Nyquist N. Method and apparatus for measuring transmission delay // Pat. USA, No. 1645618.

2. А. с. №269015 (СССР). Устройство для измерения группового времени запаздывания / В.И. Жуков, В.И. Михайлевский, В.А. Рымша // Бюл. изобр. – 1970. – № 14.

3. Соловьёв Н.Н. Измерительная техника в проводной связи, ч. III. – М.: «Связь», 1971. – 304 с.

4. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г., Верник С.М. Измерение в технике связи. – М.: Связь, 1970. – 544 с.

5. А. с. №408230 (СССР). Способ измерения частотных характеристик группового времени запаздывания каналов связи / Г.П. Чёрный, В.Г. Бондаренко, В.В. Цытрон, В.А. Бовтрук // Бюл. изобр. –1973. – №47.

6. Жуков В.И., Михайлевский В.И., Рымша В.А. Измерения характеристик группового времени запаздывания в каналах связи // Электросвязь, 1973, №1. – С. 44–48.

7. А. с. №481858 (СССР). Устройство для измерения неравномерности группового времени запаздывания / Г.П. Чёрный // Бюл. изобр. – 1975. – №31.

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

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

10. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

11. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

12. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

13. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-19м Семенюк Ю.М.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується реалізувати .

Назва. Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку.

Галузь застосування. Метрологічне забезпечення вимірювальної апаратури техніки проводового зв’язку.

5.1 Технічні вимоги:	
5.1.1 діапазон робочих частот, кГц	312 ... 552
5.1.2 діапазон вимірювання нерівномірності ФЧХ	$\pm 2 \cdot 10^4$ мкс
5.1.3 зведена похибка вимірювання, не більше	1%
5.1.4 розділова здатність вимірювання ГЧЗ	±5 мкс
5.1.5 власна частотна нерівномірність ГЧЗ	±10 мкс
5.1.6 час вимірювання, не більше	1 мс
5.1.7 споживана потужність, не більше	10 ВА
5.1.8 живлення пристрою має відбуватися від джерела живлення ЕОМ з напругами	± 5В
5.1.9 вид обміну інформацією	паралельний
5.1.10 інформаційна ємність даних	8 біт
5.1.11 вид передачі даних	неперервний
5.1.12 час готовності до роботи, не більше	1 хв.
5.2 Конструктивні вимоги:	
5.2.1 маса пристрою, не більше	3 кг
5.2.2 габаритні розміри, не більше	200×80×140 мм
5.2.3 пристрій має вписуватися в сучасний дизайн вимірювальної техніки	
5.2.4 конструкція пристрою має бути блочною для покращення ремонтопридатності	

5.3 Експлуатаційні вимоги:	
5.3.1 час неперервної роботи в робочих умовах, не менше	8 год
5.3.2 час наробки на відмову, не менше	4000 год
5.3.3 термін роботи, не менше	10 років
5.3.4 технічний ресурс, не менше	10000 год
5.4 Кліматичні умови експлуатації:	
5.4.1 температурний діапазон в робочій зоні	(10 ... 40)°С
5.4.2 відносна вологість повітря в робочій зоні	(0 ... 75)%
5.4.3 атмосферний тиск повітря в робочій зоні	(700...800) мм.рт.ст.

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	03.09.2020	14.09.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020	21.09.2020	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020	25.09.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09. 2020	09.10. 2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020	25.10. 2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3-5
6.	Розділ моделювання	26.10. 2020	04.11. 2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020	15.11. 2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11. 2020	19.11. 2020	Економічна частина	Розділ 6
9.	Охорона праці (ОП)	19.11. 2020	22.11. 2020	Частина БЖД	Розділ 7
10	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11. 2020	29.11. 2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	30.11. 2020	01.12. 2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12. 2020	04.12. 2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	11.12. 2020	14.12. 2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- Розроблено еквівалентні схеми та математичні моделі радіохвильових пристроїв для вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку.
- Розроблено структурну схему вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку.
- Розроблено електричну схему вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку.
- Розроблено конструкторську документацію на вимірювач нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку.
- Результати комп'ютерного моделювання каскадів вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв'язку.

Очікуваний економічний ефект. При впроваджені результатів досліджень та розробки очікується підвищення добротності реактивних елементів радіотехнічних резонансних контурів у заданому діапазоні частот.

8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

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

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- еквівалентні схеми та математичні моделі радіохвильових пристроїв для вимірювання нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- структурна схема вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- електрична схема вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- конструкторська документація на вимірювач нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- результати комп’ютерного моделювання каскадів вимірювача нерівномірності фазочастотної характеристики каналу зв’язку;
- дослідження питань охорони праці та безпеки у надзвичайних ситуаціях.

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.

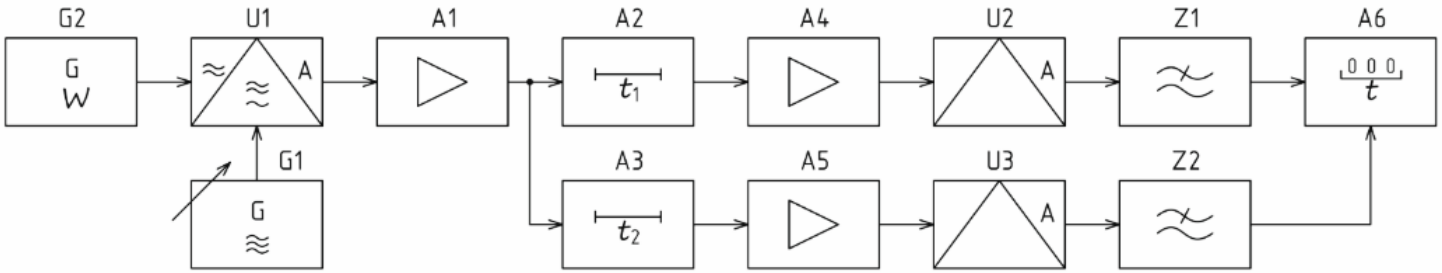
Додаток Б

(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку

Схема електрична структурна



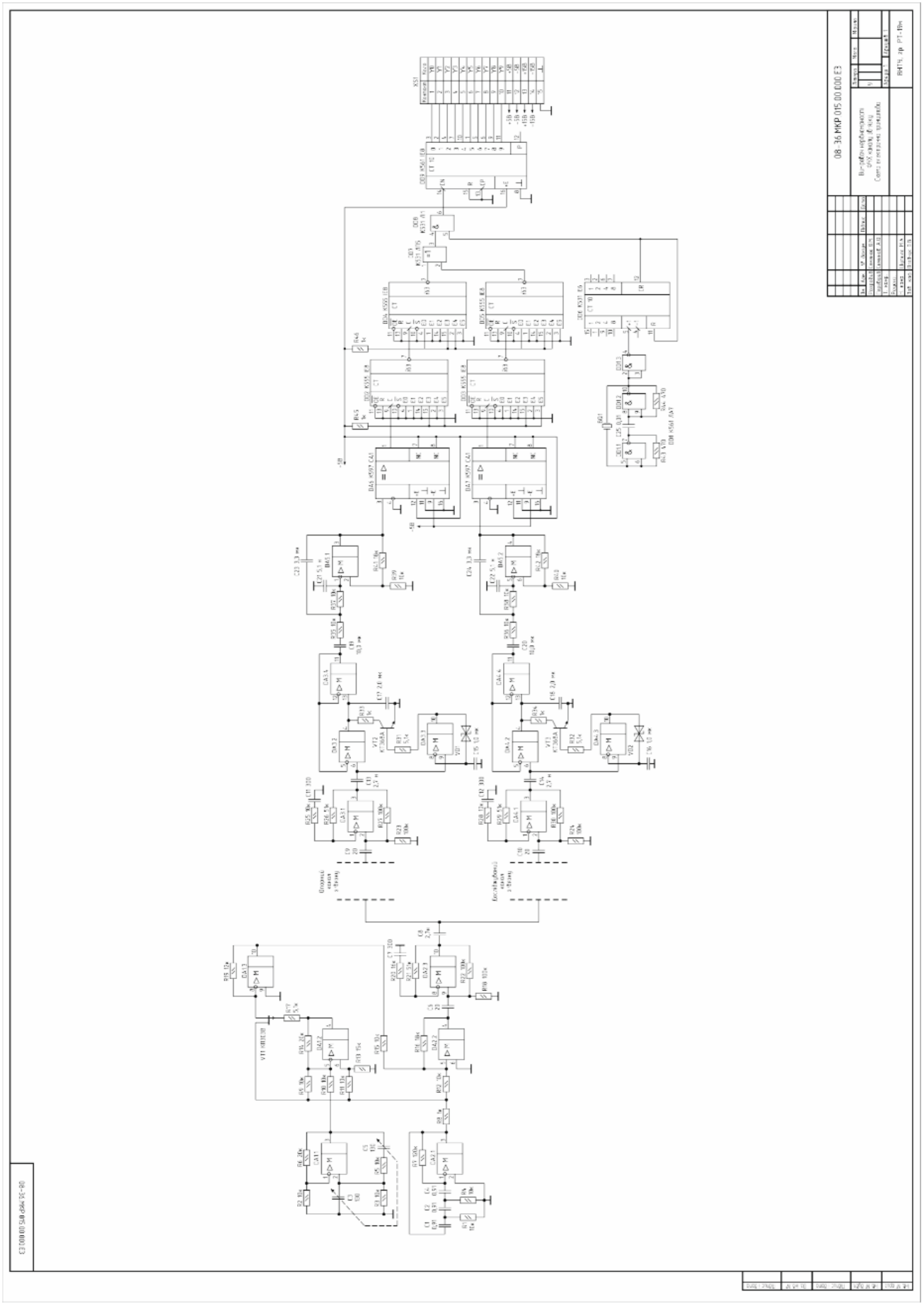
Умовні позначення, прийняті на схемі:

A1 – Узгоджувальний підсилювач
A2 – Зразковий канал зв язку
A3 – Досліджуваний канал зв язку
A4 – Узгоджувальний підсилювач
A5 – Узгоджувальний підсилювач
A6 – Фазометер (вимірювач ГЧЗ)
G1 – Діапазонний генератор
G2 – Генератор фіксованої частоти
U1 – Балансний амплітудний модулятор
U2 – Амплітудний детектор
U3 – Амплітудний детектор
Z1 – Фільтр нижніх частот
Z2 – Фільтр нижніх частот

Додаток В
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку
Схема електрична принципова



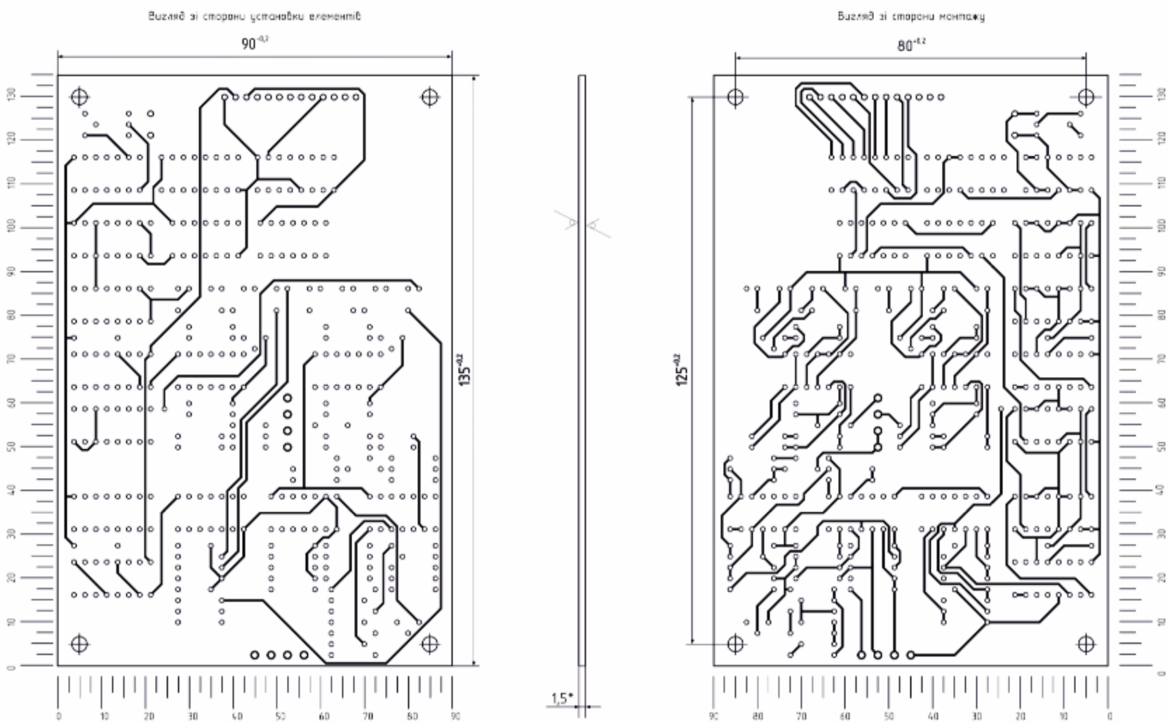
Додаток Д
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку
Плата друкована

08-36.МКР 015.00.000 ПД

Rz 40 √ (√)



1. *Розміри для довідок.
2. Плату виготовити комбінованим позитивним методом.
3. Крок координатної сітки 0,625 мм.
4. Параметри рисунка друкованої плати виготовити по таблиці 1, 2.
5. Допускається форма контактних площадок довільна, Bmin=0,15 мм.
6. Невказані проміжні відхилення між осями двух отворів +0,1 мм.
7. На плату з двох сторін нанести захисну маску, місця не захищені маскою покрити сплавом О-Ви9.
8. Маркування елементів виконати згідно креслення краскою ТНПФ-51, білою, шрифтом 3-Пр3 ГОСТ 26020-82.
9. Заводський номер та дату виготовлення виконати краскою БМ, білою, шрифтом 3-Пр3.
10. Плата повинна відповідати ГОСТ 23752-79.

Таблиця 1

Умовне позначення отворів	Діаметр отвору, мм	Діаметр конт. площ.	Наявність металізації	Кількість отворів
◦	0,6 мм	1,3 мм	присутня	392
○	1,0 мм	1,5 мм	присутня	15
●	1,2 мм	1,8 мм	присутня	8
⊕	3,0 мм	-	відсутня	4

Таблиця 2

Параметри друкованого рисунку	Розміри, мм	
	в вузьких місцях	у вільних місцях
Ширина провідника	1,00 мм	0,50 мм
Відстань між провідниками	0,50 мм	0,50 мм

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
Розробив	Семенюк В.М.			
Перевірив	Семенов А.О.			
Т. контр.				
Рецензент				
Н. контр.	Шуткин М.А.			
Зав. каф.	Осадчук О.В.			

08-36.МКР 015.00.000 ПД

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв'язку
Плата друкована

Літера	Маса	Масштаб
У		2 : 1

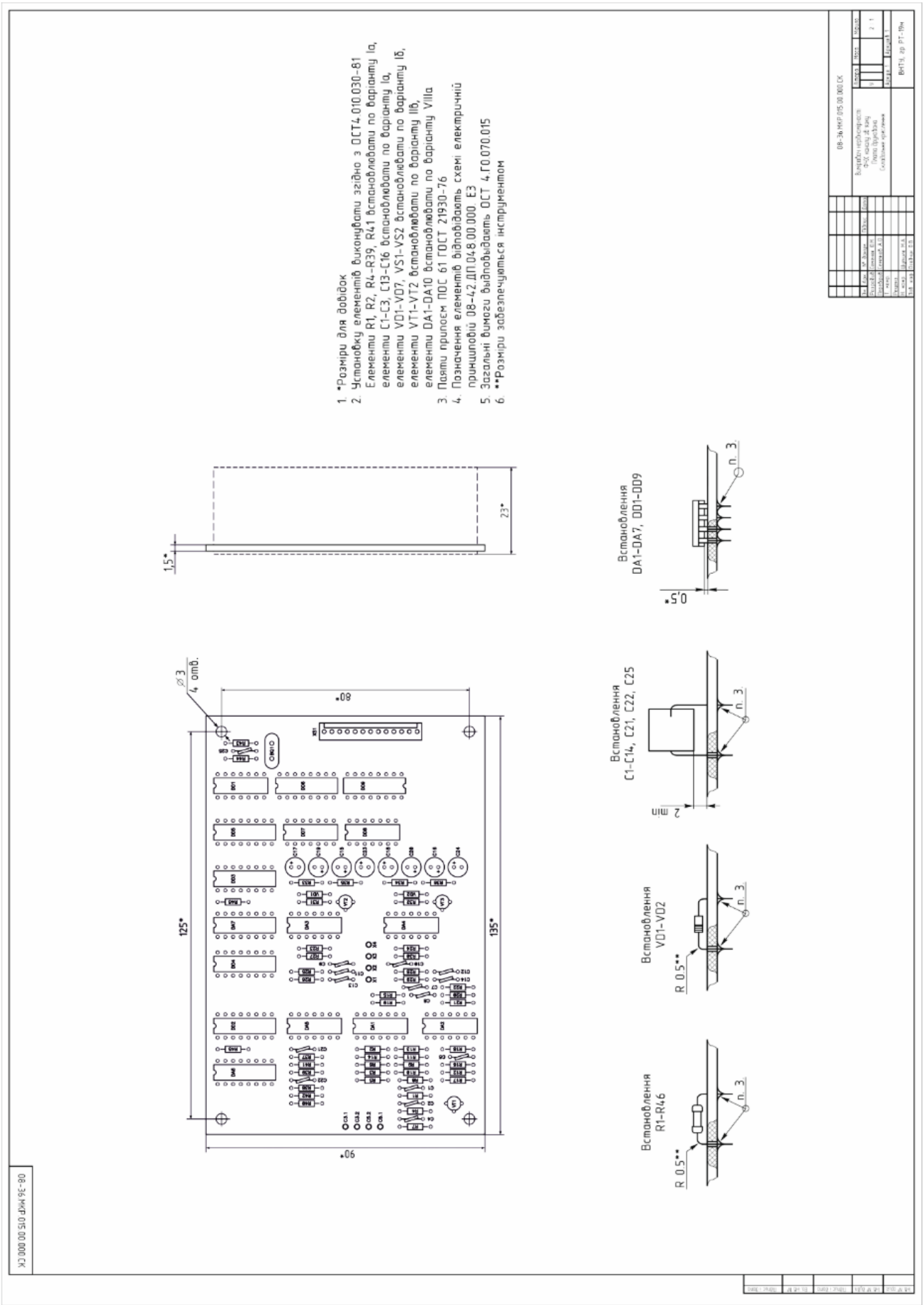
Аркуш 1 | Аркушів 1

ВНТУ, гр. РТ-19м

Додаток Е
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку
Складальне креслення


1. *Розміри для довідок
2. Установку елементів виконувати згідно з ОСТ4 010.030-81
Елементи R1, R2, R4–R39, R41 встановлювати по варіанту Іа,
елементи C1–C3, C13–C16 встановлювати по варіанту Іа,
елементи VD1–VD7, VS1–VS2 встановлювати по варіанту Іб,
елементи VT1–VT2 встановлювати по варіанту ІІб,
елементи DA1–DA10 встановлювати по варіанту Villa
3. Пайку проводити ПОС 61 ГОСТ 21930-76
4. Позначення елементів відповідають схемі електричній
принциповій 08-42.ДП.048.00.000 Е3
5. Загальні вимоги відповідають ОСТ 4.ГО.070.015
6. **Розміри забезпечуються інструментом
Ø 3
4 отв.
80*
125*
135*
90*
15*
23*
Встановлення
DA1–DA7, DD1–DD9
0,5*
n 3
Встановлення
C1–C14, C21, C22, C25
2 ±0,5
Встановлення
VD1–VD2
R 0,5**
Встановлення
R1–R46
08-36 НКР 015.00.000 СК

Додаток Ж
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Вимірювач нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку
Результати моделювання каскадів

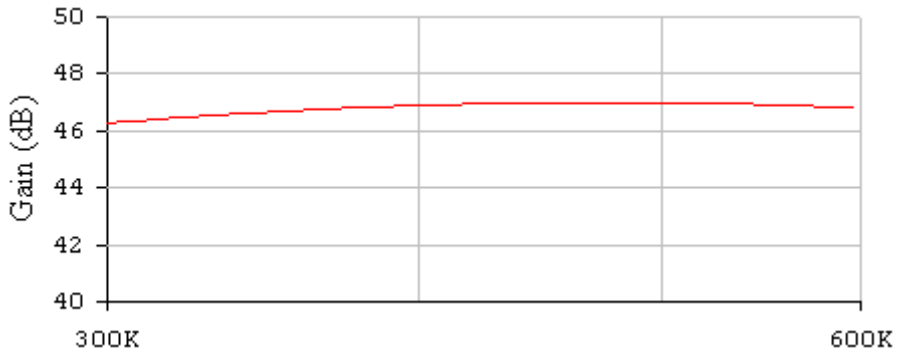


Рисунок Ж.1 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 200 Ом

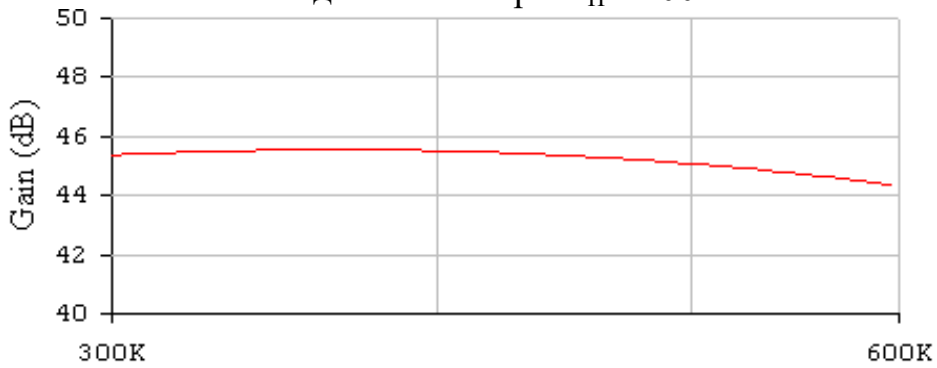


Рисунок Ж.2 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 100 Ом

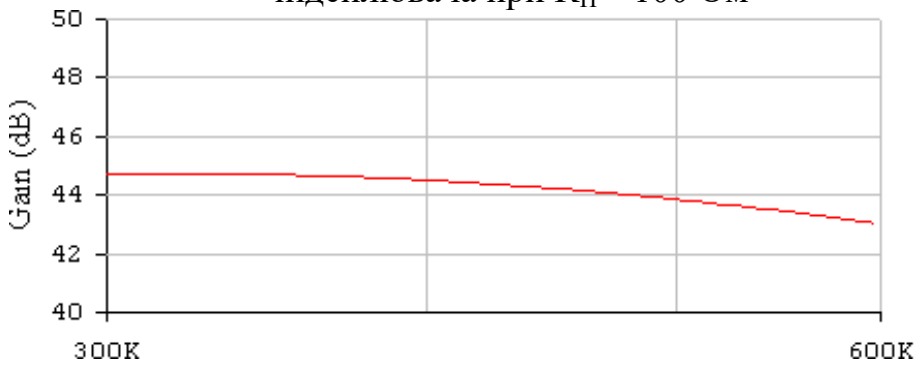


Рисунок Ж3 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $R_Н$ = 500 Ом

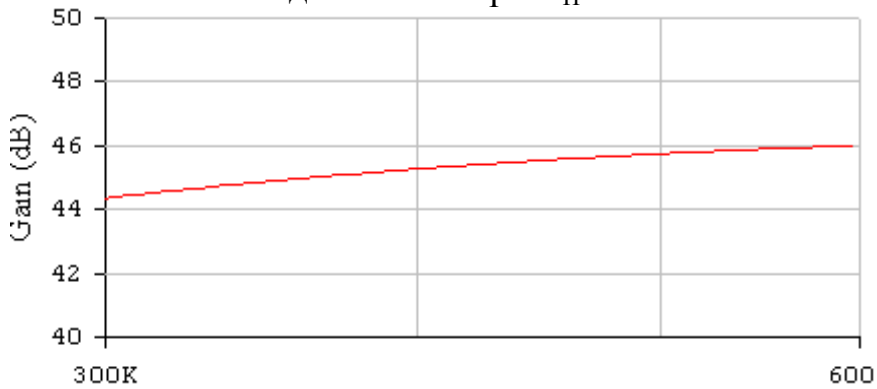
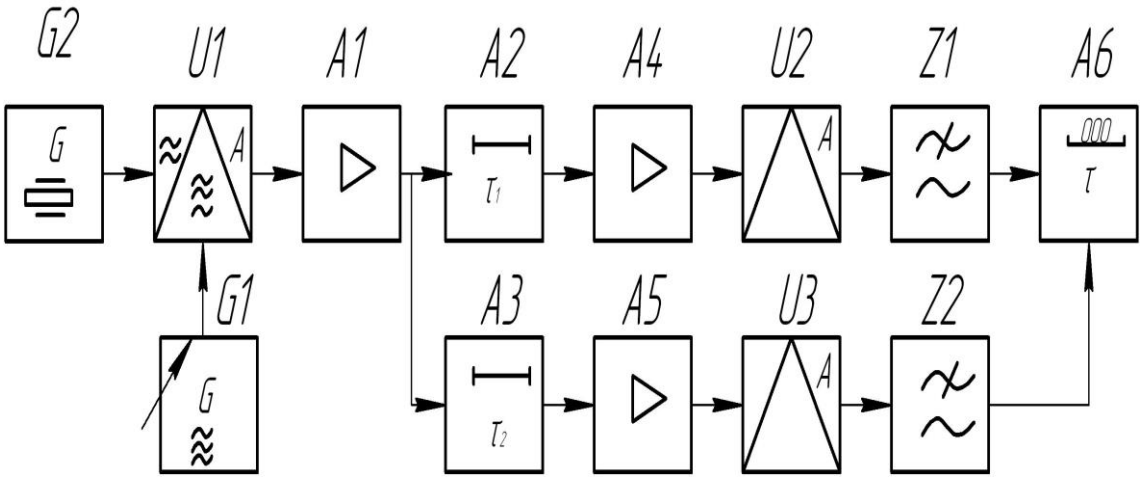


Рисунок Ж.4 – Амплітудно-частотна характеристика узгоджувального підсилювача при $C_Р$ = 0.25 нФ

Додаток К
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Метод вимірювання нерівномірності ФЧХ каналу зв’язку


G2
U1
A1
A2
A4
U2
Z1
A6
G
A
τ1
τ
G1
A3
A5
U3
Z2
G
τ2
A

Додаток Л
(обов’язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ ФАЗОЧАСТОТНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ’ЯЗКУ

Перелік елементів