

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 засоби для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-19м
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Мельник М.І.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. РТ

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., професор 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

Мельнику Максиму Ігоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіохвильові методи та засоби для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку»

керівник роботи Осадчук Володимир Степанович, 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, кГц 60 ... 10⁸; діапазон вимірювання ГЧЗ $\pm 2 \cdot 10^4$ мкс; зведена похибка вимірювання, не більше 1%; розділова здатність вимірювання ГЧЗ ± 5 мкс; власна частотна нерівномірність ГЧЗ ± 15 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 частотних характеристик групового часу запізнення каналів зв'язку; розробка структурної схеми вимірювача та її попередній розрахунок; електричний розрахунок каскадів вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку; конструктивний розрахунок друкованої плати; моделювання каскадів пристрою; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):

структурна схема вимірювача, схема електрична принципова, топологія друкованої плати, складальне креслення, результати моделювання каскадів пристрою, метод вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук В. С.		
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	При- мітка
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

_____ (підпис)

Мельник М. І.

Керівник роботи

_____ (підпис)

Осадчук В. С.

РЕФЕРАТ

УДК 621.38

Мельник М. І. Радіохвильові методи та засоби для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 157 с.

На українській мові. Рис.: 38. Табл.: 21. Бібліогр.: 44 назв.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі проведена розробка вимірювача групового часу запізнення ліній 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 принципів, проведено електричні розрахунки та моделювання на ЕОМ окремого блоку вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку, а також проведено конструктивні розрахунки друкованої плати. Було також розглянуто питання безпеки життєдіяльності при обслуговуванні пристрою.

Розроблено структурні, функціональні та принципів електричні схеми вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку.

В економічній частині запланована науково-дослідна робота з проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 150175,25 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,57), що свідчить про доцільність проведення розробок та значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

В результаті виконання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимого часу перебування в зоні дії ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: вимірювач, груповий час запізнення, паралельний резонансний контур, параметри резонансного контуру, похибка вимірювання, генератор діапазонний, вимірювач відношення амплітуд, вимірювач фазового зсуву.

ABSTRACT

Melnik M.I. Radio-wave methods and means for measuring the group delay of communication lines. Master's qualification work. - Vinnitsa: VNTU, 2020. - 157 p.

In Ukrainian language. Figs.: 38. Tables: 21. Refs.: 44 titles.

In the master's qualification work, the carried spent development of a measuring instrument of group time delay of communication channels.

Thus the feasibility report on expediency of development was carried spent, economic benefit of development and introduction of the device in manufacture is designed, the block diagram, the circuit electric basic is developed, electric calculations and modeling on the COMPUTER of the separate block of a measuring 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 group time delay 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 150175,25 UAH. The obtained research results have a high level of scientific significance (within 0,57), 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.

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, group time delay, communication channels, parallel resonant contour, parameters of the resonant contour, measuring error, band generator, phase measuring instrument, amplitude measuring instrument.

ЗМІСТ

ВСТУП	9
1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГРУПОВОГО ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ	13
1.1 Основні методи вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку	13
1.2 Вимірювання частотних характеристик групового часу запізнення об'єктів контролю та каналів зв'язку за методом параметричного формування двочастотного сигналу	20
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА ТА ЇЇ ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК	33
2.1 Розробка структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку	33
2.2 Попередній розрахунок структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку	34
2.3 Розробка уточненої структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку	55
3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ВИМІРЮВАЧА ГЧЗ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ	59
3.1 Електричний розрахунок діапазонного генератора гармонічних коливань	59
3.2 Електричний розрахунок генераторів фіксованої частоти	60
3.3 Електричний розрахунок узгоджувальних підсилювачів	62
3.4 Електричний розрахунок частотного селектора	65
3.5 Електричний розрахунок двопівперіодного випрямляча	68
3.6 Електричний розрахунок згладжувального фільтра	73
4 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ	76
4.1 Вибір типу плати	76
4.2 Вибір і обґрунтування класу точності	77
4.3 Вибір матеріалу друкованої плати	78
4.4 Розрахунок діаметру контактних площадок	78
4.5 Розрахунок ширини провідників	79
4.6 Розрахунок мінімальної відстані між провідниками та контактними площадками	80
4.7 Аналіз надійності за раптовими відмовами	82
5 МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ ПРИСТРОЮ НА ЕОМ	85
6 РОЗДІЛ ЕКОНОМІКИ	91

	8
6.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР	91
6.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку	103
7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	115
7.1 Гігієна праці та виробнича санітарія	115
7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження	121
7.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях	124
7.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС	128
ВИСНОВКИ	131
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	133
Додаток А (обов'язковий). Технічне завдання	137
Додаток Б (обов'язковий). Схема електрична структурна	144
Додаток В (обов'язковий). Схема електрична принципова	146
Додаток Д (обов'язковий). Креслення друкованої плати	148
Додаток Е (обов'язковий). Складальне креслення	150
Додаток Ж (обов'язковий). Результати моделювання каскадів пристрою	152
Додаток К (обов'язковий). Метод вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку	154
Додаток Л (обов'язковий). Перелік елементів	156
Додаток М (обов'язковий). Специфікація	160

ВСТУП

Актуальність теми.

При передаванні за електричним колом 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 [1, 2].

В теорії передавання багаточастотного сигналу встановлені поняття про центр групування спектра багаточастотного сигналу, який утворюється поблизу найбільш ефективно вираженої складової спектра [3, 4].

В результаті наявності фазових спотворень відбувається зміщення за часом (прискорення або запізнення) центру групування, яке і є найбільш зручною мірою для оцінки фазових спотворень в багатьох передавальних та приймальних системах. 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 частотною характеристикою групового часу запізнення (ГЧЗ) $t_{ГР} = F(\omega)$ [5, 6].

Аналіз останніх досліджень.

Для вимірювання ГЧЗ використовується ряд методів. В основі цих методів лежить передавання досліджуваним колом (каналом) групового сигналу, який складається з декількох гармонічних напруг, та наступного визначення групової швидкості поширення для високочастотних складових сигналу за зсувом фази обвідної миттєвих значень напруги 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 ГЧЗ зводиться до вимірювання фазових зсувів між двома напругами низьких частот [7, 8].

Вимірювання групового часу запізнення сигналів і його частотної нерівномірності має велику питому вагу при розробці, налаштуванні, дослідженні та експлуатації радіоелектронних пристроїв різного призначення, а також систем зв'язку, радіолокації, радіонавігації і телебачення [9, 10].

Каналами або лініями зв'язку є активні чотириполіусники 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 [11, 12].

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 [13, 14]. Тому оцінку і нормування фазових спотворень сигналів складної спектральної структури в каналах зв'язку здійснюють шляхом вимірювання частотної характеристики ГЧЗ. При цьому абсолютна величина ГЧЗ, яка визначається тангенсом кута нахилу лінійної складової ФЧХ, не враховується, а вимірюється лише нерівномірність частотної характеристики ГЧЗ [15, 16]. Ця обставина має суттєве значення, оскільки в цьому випадку підвищується чутливість і точність вимірювань, а також спрощується порівняння фазових зсувів сигналів у діапазоні частот.

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. При цьому необхідно зазначити, що точність засобів вимірювання ГЧЗ в значній мірі визначається рівнем розвитку методів метрологічного забезпе-

чення і оснащеністю зразковими засобами перевірки, які мають бути не нижче другого розряду точності [17, 18].

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота проводилася згідно з напрямками 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 групового часу запізнення ліній зв'язку.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасних радіохвильових методів вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку;
- здійснити вибір радіохвильового методу вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку;
- розробити пристрій для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку;
- здійснити моделювання та експериментальне дослідження радіохвильового методу та пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

Об'єкт дослідження – процес радіохвильового вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

Предметом дослідження є радіохвильові методи та математичні моделі пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

Наукова новизна одержаних результатів – полягає в рішенні актуальної науково-технічної задачі удосконалення радіохвильового методу та пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

Практична новизна одержаних результатів – полягає у запропонованому радіохвильовому методу та пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній 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.

Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 1 статтю у збірнику матеріалів III Всеукраїнській науково-практичній інтернет-конференції "Інформаційно-комп'ютерні технології: стан, досягнення та перспективи розвитку", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир [19].

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГРУПОВОГО ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Основні методи вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку

Каналами зв'язку є активні чотириполосники 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 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 (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.

На сучасному етапі область вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку характеризується великою кількістю методів, які спрямовані на підвищення точності вимірювання. Більшість цих методів базується на класичному методі Найквіста [1, 2], який полягає в тому, що при проходжен-

ні амплітудно-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) каналу 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 у працях [3, 4].

Найважливішою задачею при вимірюванні частотних характеристик ГЧЗ каналів 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 у праці [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 використання допоміжного каналу за умови, що на передавальному і приймальному

пунктах знаходяться оператори.

Спроба скористатися цим методом для вимірювання частотних характеристик ГЧЗ 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 модульовального 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 модульовальним 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 у працях [10, 11], однак його основною вадою є зростання часу вимірювання, оскільки вимірювання частотної характеристики ГЧЗ прямого і зворотного каналів необхідно здійснювати окремо.

На сучасному етапі широке використання знайшли методи вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку без допоміжного каналу. При цьому досліджуванім каналом необхідно передавати на приймальний пункт вимірювальний сигнал і сигнал з опорною фазою з наступним неспотворенням за фазою їх розділенням.

Різновиди практичної реалізації такого методу з використанням принципу частотного розділення вимірювального і опорного сигналів у пункті приймання розглядались в роботі [12]. Однак такому методу властивий взаємний вплив між сигналами при їх одночасному проходженні через канал зв'язку, для уникнення якого необхідно вибирати частоту обвідної опорного сигналу кратною частоті модульовального сигналу [13]. Цей метод був практично реалізований у ЗВ типу ФЧ-1, однак він не знайшов широкого викори-

стання 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 у праці [14] було запропоновано передавати досліджуваним каналом крім вимірювального АМ сигналу два когерентних сигнали з частотами, різниця між якими кратна частоті модульованого сигналу, що використовується як опорний сигнал у пункті приймання.

У праці [15] запропоновано одночасно передавати за досліджуваним каналом 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 частотної характеристики ГЧЗ прямого і зворотного каналів.

Перевага такого методу полягає в тому, що він забезпечує одночасне вимірювання частотної характеристики ГЧЗ прямого і зворотного каналів з одного пункту при скороченні часу вимірювання. Практична реалізація такого методу описана в роботі [16].

Пізніше почали розвиватися методи вимірювання частотних характеристик ГЧЗ, 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 повинна 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 синхронізацію 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 вимагає низької швидкості коливання.

Іншим обмежувальним фактором практичного використання такого методу є тривалий час установлення фази, що обумовлено великою сталою часу інтегровального фільтра системи ФАПЧ, яка зростає при зменшенні швидкості коливання частоти.

Відомий також метод формування опорного сигналу за допомогою кварцового вузькосмугового фільтра, який виділяє обвідну АМ сигналу. Проте на низьких частотах виникають труднощі практичної реалізації кварцових вузькосмугових фільтрів, а при коливанні частоти відносна смуга пропускання фільтра стає одного порядку зі стабільністю частоти опорного генератора. При вимірюванні частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку в статичному режимі цей метод не використовується.

В останні роки найбільшого поширення при розробці засобів вимірювання частотних характеристик ГЧЗ каналів 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 частотної характеристики ГЧЗ 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 частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку вперше був запропонований у праці [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. У такому засобі вимірювання виділення інформації в пункті приймання здійснюється шляхом порівняння фазового зсуву обвідної з фазовим зсувом опорного сигналу з наступним перетворенням його в постійну напругу, величина якої оцінюється за допомогою осцилографа або аналогового вольтметра при вимірюванні за точками.

У праці [17] розглянутий 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 частотних характеристик ГЧЗ каналів 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. Цей метод був запропонований у праці [4], а його модифікація описана у праці [13]. Сутність такого методу полягає в тому, що неперервний процес вимірювання розділяється на дискретні, порівняно короткі цикли вимірювання, які чергуються з паузами, а опорний сигнал у пункт приймання надходить тільки для даного циклу вимірювань. Це забезпечує зменшення похибки, обумовленої розходженням частот опорних генераторів без підвищення вимог до їх стабільності. Цей метод був покладений в основу розробки засобу вимірювання типу ФЧ-4, який пра-

цює 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.

У праці [17] запропоновано на вхід досліджуваного каналу зв'язку по чергово подавати послідовно вимірювальний і опорний сигнали з утворенням паузи між ними, тривалості яких на вході і виході будуть різними. При зміні порядку надходження сигналів 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 сигналів або пауз перехідних процесів, нерівномірностей АЧХ і частотної характеристики ГЧЗ досліджуваного каналу зв'язку та початкову фазу обвідної в сигналах.

Метод періодичного порівняння фазових зсувів був досліджений також у працях [11, 15], на основі якого були розроблені засоби вимірювання нерівномірності частотних характеристик ГЧЗ каналів зв'язку типу ФЧ-10, ФЧ-11 і ФЧ-16, метрологічні характеристики яких наведені в таблиці 1.1.

З метою зменшення методичної похибки, обумовленої нелінійністю ФЧХ каналу зв'язку, і розширення межі вимірювання у працях [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 і був досліджений у праці [15].

На основі методу одночасного використання двох модульованих частот у праці [18] розроблені принципи побудови приймальних пристроїв засобів вимірювання нерівномірності частотних характеристик ГЧЗ каналів

зв'язку, які забезпечують вимірювання без опорного генератора на приймальному пункті, а також отримано алгоритми розрахунку істинного значення ГЧЗ.

Таблиця 1.1 – Засоби вимірювання нерівномірності частотних характеристик ГЧЗ

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

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 модульовальних частот, який забезпечує виключення методичної похибки, обумовленої нелінійністю ФЧХ каналу зв'язку, є перспективним напрямком при розробці засобів вимірювання нерівномірності частотних характеристик ГЧЗ з підвищеною точністю.

1.2 Вимірювання частотних характеристик групового часу запізнення об'єктів контролю та каналів зв'язку за методом параметричного формування двочастотного сигналу

При передаванні за електричним колом 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 теорії передавання багаточастотного сигналу встановлені поняття про центр групування спектра багаточастотного сигналу, який утворюється поблизу найбільш ефективно вираженої складової спектра.

В результаті наявності фазових спотворень відбувається зміщення за часом (прискорення або запізнення) центру групування, яке і є найбільш зручною мірою для оцінки фазових спотворень в багатьох передавальних та приймальних системах. Цей час зміщення називають груповим часом поширення (частіше запізнення), позначають $t_{ГР}$ та для кожної частоти визначають як похідну повної фази за частотою (рис.1.1). Таким чином, ряд систем та пристроїв можна охарактеризувати не ФЧХ $\varphi = f(\omega)$, а частотною характеристикою групового часу запізнення (ГЧЗ) $t_{ГР} = F(\omega)$.

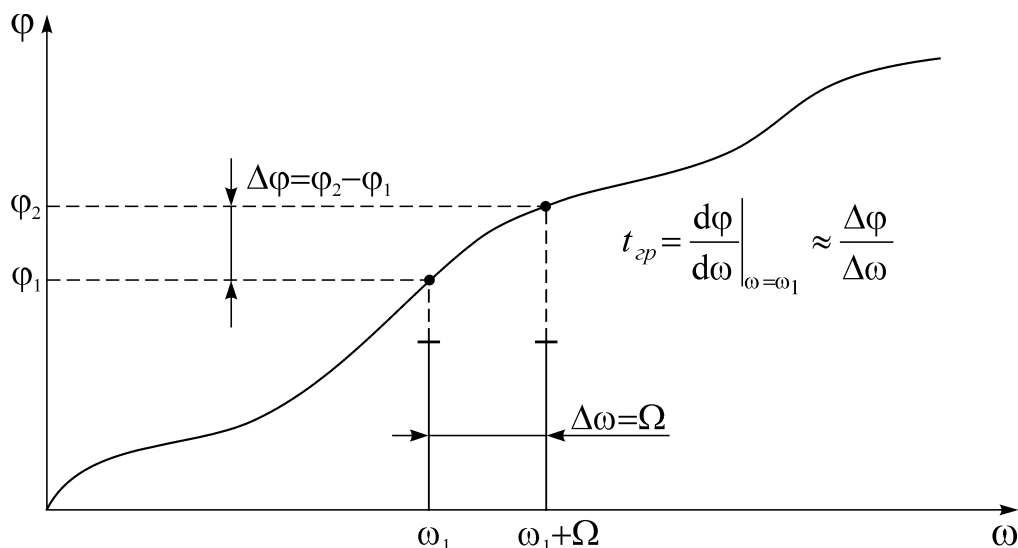


Рисунок 1.1 – До вимірювання групового часу запізнення

Для вимірювання ГЧЗ використовується ряд методів. В основі цих методів лежить передавання досліджуванім колом (каналом) групового сигналу, який складається з декількох гармонічних напруг, та наступного визначення групової швидкості поширення для високочастотних складових сигналу за зсувом фази обвідної миттєвих значень напруги 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 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, є лише модифікаціями методу з одним АМС, серед яких можна виділити такі:

- а) метод з двома АМС (метод Яумана);
- б) метод с тричастотною амплітудною модуляцією (метод Рінга);
- в) метод з передаванням двох синусоїдальних сигналів та одного АМС;
- г) метод з самозбудженням схеми за колом модульовального сигналу (метод Уелла);
- д) метод з придушеною однією бічною або несучою спектральною складовою АМС (метод, запропонований Суп'яном).

При реалізації двочастотного методу з придушеною бічною спектральною складовою (рис.1.1) на досліджуване коло подаються два гармонічних коливання з частотами ω_1 та $\omega_1 + \Omega$, $\omega_1 \gg \Omega$ з високою стабільністю миттєвої фази між ними. Крім того, при $\Omega = \text{const}$ величина ω_1 повинна змінюватися в широкому діапазоні для отримання залежності $t_{ГР} = F(\omega)$. Такий досліджуваний сигнал формують за допомогою балансних або кільцевих модуляторів. На порівняно низьких частотах, коли ω_1 лежить в межах 100...200 кГц, придушення бічної стає важкою задачею та розв'язується за допомогою використання систем фазової синхронізації. Це суттєво ускладнює пристрій та зменшує точність вимірювання ГЧЗ. Тому у вказаному діапазоні частот задача формування двочастотного сигналу може бути розв'язана за допомогою індуктивних параметричних кіл (ІПК).

В багатьох роботах розглядається вимірювач ГЧЗ, на результат вимірювання якого впливають початкова фаза напруги тахогенератора, що є опорною, та фаза, що вноситься резонансними контурами при роботі в діапазоні частот.

Для виключення відзначених недоліків розроблено вимірювач ГЧЗ, в якому ПЧ працює в режимі зміщення частоти, структурна схема якого наведена на рис.1.2. Вимірювач складається з генератора 1, кола 90° -ного фазового зсуву 2, поворотного трансформатора (ПТ) 3 зі статорними косинусною 4, синусною 5 і роторною 6 обмотками, електродвигуна (ЕД) 7, підсилювача 8, суматора 9, перетворювача частоти 10, об'єкта контролю 11, амплітудного детектора 12 та фазоіндикатора 13.

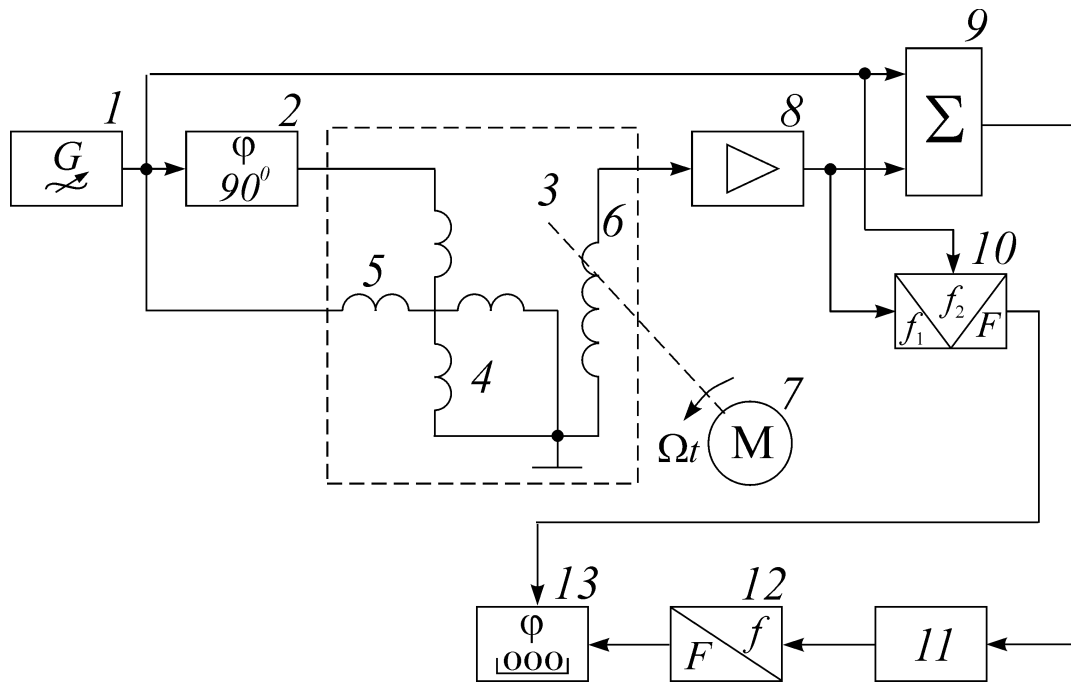


Рисунок 1.2 – Структурна схема вимірювача ГЧЗ

Вимірювач працює таким чином. Напряга з виходу генератора 1 $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ подається на синусну обмотку 5 статора ПТ 3 безпосередньо, а на косинусну обмотку 4 – через коло 90° -ного фазового зсуву 2, напруга на виході якого має вигляд $U_2(t) = U_m \sin \omega t$. Ці напруги викликають в статорних обмотках 4 та 5 струми $I_4(t)$ та $I_5(t)$. При обертанні роторної обмотки 6, механічно зв'язаної з ЕД 7, з кутовою швидкістю обертання (КШО) Ω взаємні індуктивності між статорними і роторною обмотками $\dot{M}_1(t) = M \exp[j(\Omega t + \pi/2)]$. В цьому випадку сумарний магнітний потік (СМП) статора визначається як

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp(j\Omega t) \{ \sin \omega t - j \cos \omega t \} = -j \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp \{ j(\omega + \Omega)t \}. \quad (1.1)$$

Е.р.с., наведена СМП статора (1.1) в роторній обмотці 6, має такий вигляд

$$U_P(t) = k_{TP} U_m \left(1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \cos(\omega + \Omega)t \approx k_{TP} U_m \cos(\omega + \Omega)t. \quad (1.2)$$

Далі напруга $U_P(t)$ подається на підсилювач 8, коефіцієнт передачі якого дорівнює $K_8 = L/M = 1/k_{TP}$. Вимірювальний сигнал формується на виході суматора 9 та має вигляд

$$U_9(t) = U_m \{ \cos \omega t + \cos [(\omega + \Omega)t + \Delta\varphi_8(\omega + \Omega)] \}, \quad (1.3)$$

де $\Delta\varphi_8(\omega + \Omega)$ – фазовий зсув, що вноситься підсилювачем 8 на частоті $\omega + \Omega$.

Таким чином, вимірювальний сигнал складається з двох гармонічних напруг, різниця частот між якими дорівнює Ω , тобто визначається КШО ротора 6 і може бути зроблена достатньо малою у порівнянні з частотою ω , що дозволяє досліджувати об'єкти з вузькою смугою пропускання (високооборотні електричні кола з крутими ФЧХ).

Напруга на виході об'єкта контролю 11 за умови, що його коефіцієнти передачі на частотах ω та $\omega + \Omega$ змінюються незначно і $K_{11}(\omega) = K_{11}(\omega + \Omega) = K_{11}$, має вигляд

$$U_{11}(t) = K_{11} U_m \{ \cos[\omega t + \varphi_{11}(\omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_{11}(\omega + \Omega)] \}. \quad (1.4)$$

Далі напруга $U_{11}(t)$ подається на вхід амплітудного детектора 12, який працює в квадратичному режимі, напруга на виході якого буде мати вигляд

$$U_{12}(t) = 0.5 a_2 R_H K_{11}^2 U_m^2 \cos[\Omega t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_{11}(\omega + \Omega) - \varphi_{11}(\omega)], \quad (1.5)$$

де a_2 – коефіцієнт апроксимації характеристики нелінійного елемента амплітудного детектора 12;

R_H – опір навантаження амплітудного детектора 12.

Опорна напруга формується за допомогою перетворювача частоти 10, на входи якого подаються напруги $U_1(t)$ і $U_8(t) = U_m \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_8(\omega + \Omega)]$, а вихідна напруга перетворювача частоти має вигляд

$$U_{10}(t) = 0.5 K_{10} U_m^2 \cos[\Omega t + \varphi_8(\omega + \Omega)], \quad (1.6)$$

де K_{10} – коефіцієнт передачі перетворювача частоти 10.

Визначення нелінійності фазової характеристики, а відповідно і характеристики ГЧЗ, зводиться до вимірювання кута фазового зсуву (КФЗ) між напругами $U_{12}(t)$ та $U_{10}(t)$, рівного

$$\Delta\varphi_{11}(\omega) = \varphi_{11}(\omega + \Omega) - \varphi_{11}(\omega), \quad (1.7)$$

а частотна характеристика ГЧЗ визначається як $t_{ГР}(\omega) = \Delta\varphi_{11}(\omega)/\Omega$. Шкалу фазоіндикатора 13 можна проградувати в одиницях часу, тому що частота Ω незмінна в процесі вимірювання.

Таким чином, у вимірювачі ГЧЗ об'єкта контролю (рис. 1.2) суттєво спрощується пристрій формування двочастотного сигналу. Недоліком такого вимірювача є наявність похибки вимірювання ГЧЗ через наявність похибок, які вносяться ПТ 3, перетворювачем частоти 10 та амплітудним детектором 12.

Для виключення похибки від неідентичності ФЧХ вимірювального та опорного каналів при знятті залежності $t_{ГР} = F(\omega)$ в діапазоні частот можна використовувати метод комутації об'єкта контролю. Цей метод полягає в тому, що при відключеному об'єкті контролю знімається різницева характеристика ГЧЗ вимірювального і опорного каналів $t_{ГР1}(\omega)$, потім підключається об'єкт контролю і знімається характеристика $t_{ГР2}(\omega)$, а характеристика ГЧЗ

об'єкта контролю визначається як різниця цих двох характеристик: $t_{ГР}(\omega) = t_{ГР2}(\omega) - t_{ГР1}(\omega)$.

Для виключення відзначеної похибки використовується комутаційний вимірювач ГЧЗ об'єктів контролю, в якому ПТК працює в режимі лінійного балансного амплітудного модулятора. Структурна схема такого вимірювача наведена на рис.1.3 і складається з генератора 1, ЕД 2, ПТ 3 з роторною 4 і статорною 5 обмотками, підсилювачів 6 та 12, електронного ключа 7, об'єкта контролю 8, амплітудних детекторів 9 і 10, фазоіндикатора 11, амплітудного обмежувача 13 та подільника частоти 14.

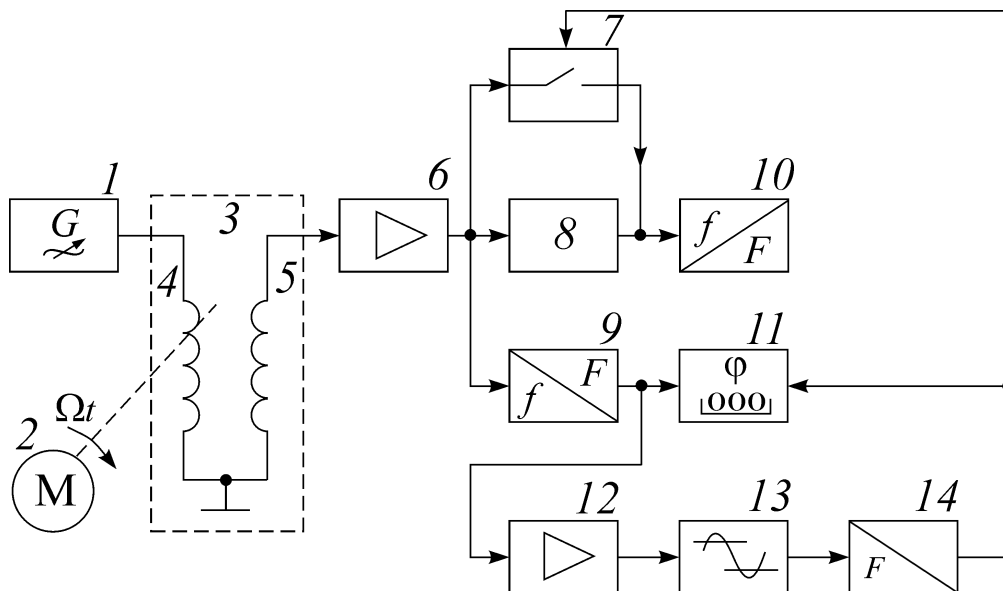


Рисунок 1.3 – Структурна схема комутаційного вимірювача ГЧЗ

Вимірювач працює таким чином. Напруга з виходу генератора 1 $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ подається на роторну обмотку 4 ПТ 3, викликаючи в ній струм $I_4(t) = (U_m / \omega L_p) \sin \omega t$. При обертанні роторної обмотки, механічно зв'язаної з електродвигуном 2, з кутовою швидкістю обертання Ω взаємна індуктивність між статорною і роторною обмотками дорівнює $M(t) = M \exp(j\Omega t)$. В цьому випадку магнітний потік статора визначається як

$$\Phi(t) = j \left(\frac{U_m M}{2\omega L_p} \right) \{ \exp[-j(\omega - \Omega)t] - \exp[j(\omega + \Omega)t] \}. \quad (1.8)$$

Е.р.с., наведена магнітним потоком (1.8) в статорній обмотці 5, буде мати вигляд (при $\Omega \ll \omega$)

$$U_5(t) = 0.5k_{\text{ТР}}U_m [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t]. \quad (1.9)$$

Далі напруга (1.9) подається на підсилювач 6. Якщо врахувати, що коефіцієнт передачі підсилювача 6 на частотах $\omega - \Omega$ і $\omega + \Omega$ змінюється незначно і $K_6(\omega - \Omega) = K_6(\omega + \Omega) = K_6(\omega)$, отримаємо напругу на виході підсилювача 6

$$U_6(t) = 0.5k_{\text{ТР}}K_6(\omega)U_m \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_6(\omega - \Omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_6(\omega + \Omega)] \}, \quad (1.10)$$

де $\varphi_6(\omega - \Omega)$ та $\varphi_6(\omega + \Omega)$ – фазові зсуви, що вносяться підсилювачем 6 на частотах $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$ відповідно.

Після цього напруга $U_6(t)$ одночасно подається на входи електронного ключа 7, об'єкта контролю 8 та амплітудного детектора 9. Вихідна напруга амплітудного детектора 9, який працює в квадратичному режимі, що є опорною, визначається таким чином

$$U_9(t) = 0.125k_{\text{ТР}}^2K_6^2(\omega)a_2R_HU_m^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_9(\omega)], \quad (1.11)$$

де $\Delta\varphi_6(\omega) = \varphi_6(\omega + \Omega) - \varphi_6(\omega - \Omega)$; $\Delta\varphi_9(\omega) = \varphi_9(\omega + \Omega) - \varphi_9(\omega - \Omega)$ – фазовий зсув, який вноситься амплітудним детектором 9 в опорному каналі.

У вимірювальному каналі при розімкненому електронному ключі 7 напруга $U_6(t)$ проходить через об'єкт контролю 8, а при замкненому електронному ключі 7 об'єкт контролю відключається з вимірювального каналу і напруга $U_6(t)$ подається на амплітудний детектор 10.

При розімкненому електронному ключі 7 напруга у вимірювальному каналі (на виході амплітудного детектора 10, який працює в квадратичному режимі) має вигляд (за умови, що коефіцієнт передачі об'єкта контролю на частотах $\omega - \Omega$ і $\omega + \Omega$ змінюється незначно та $K_8(\omega - \Omega) = K_8(\omega + \Omega) = K_8(\omega)$)

$$U'_{10}(t) = \frac{1}{8} k_{\text{ТР}}^2 K_6^2(\omega) K_8^2(\omega) a_2 R_H U_m^2 \cos [2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_8(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega)], \quad (1.12)$$

де $\Delta\varphi_8(\omega) = \varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega)$ – фазовий зсув, що вноситься об'єктом контролю 8;

$\Delta\varphi_{10}(\omega) = \varphi_{10}(\omega + \Omega) - \varphi_{10}(\omega - \Omega)$ – фазовий зсув, що вноситься амплітудним детектором 10 у вимірювальному каналі.

При замкненому електронному ключі 7 напруга на виході амплітудного детектора 10 буде мати такий вигляд

$$U''_{10}(t) = 0.125 k_{\text{ТР}}^2 K_6^2(\omega) a_2 R_H U_m^2 \cos [2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega)]. \quad (1.13)$$

Напруга $U_9(t)$, пройшовши через коло підсилювач 12 – амплітудний обмежувач 13 – подільник частоти 14, перетворюється в прямокутні імпульси, тривалість півперіоду яких складає $\frac{T_K}{2} = \frac{N T_{2\Omega}}{2} = \frac{\pi N}{2\Omega}$, де N – коефіцієнт ділення подільника частоти 14. Комутовальні імпульси, тривалість яких $\frac{T_K}{2} > T_\Omega$, подаються на електронний ключ 7 і на керувальний вхід фазоіндикатора 11. В перший півперіод комутації фазоіндикатор 11 вимірює кут фазового зсуву (КФЗ) між напругами $U_9(t)$ та $U'_{10}(t)$, який дорівнює $\varphi_{\text{ВИМ1}} = \varphi_8(\omega) + \varphi_{10}(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega)$, а у другий півперіод – фазовий зсув між напругами $U_9(t)$ та $U''_{10}(t)$, який дорівнює $\varphi_{\text{ВИМ2}} = \varphi_{10}(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega)$. По закінченні другого півперіоду комутації в фазоіндикаторі 11 встановлюється режим віднімання результатів вимірювання, при цьому результат вимірювання за період комутовальних імпульсів дорівнює $\varphi_{\text{ВИМ}} = \varphi_{\text{ВИМ2}} - \varphi_{\text{ВИМ1}} = \varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega) = \Delta\varphi_8(\omega)$, а ГЧЗ дорівнює

$$t_{\text{ГР}}(\omega) = \frac{\varphi_{\text{ВИМ}}}{2\Omega} = \frac{\varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega)}{2\Omega} = \frac{\Delta\varphi_8(\omega)}{2\Omega}. \quad (1.14)$$

Таким чином, в результаті періодичної комутації об'єкта контролю 8 виключається похибка від неідентичності фазових характеристик вимірювального та опорного каналів.

Однак пристрої, структурні схеми яких наведені на рис.1.2 та 1.3, не можуть використовуватися для вимірювання ГЧЗ просторово рознесених об'єктів (наприклад, ліній зв'язку). В таких пристроях необхідно сформувати в приймальній частині опорне коливання з жорсткою прив'язкою за фазою до вимірювального коливання. Це можна реалізувати, якщо опорне коливання формувати з багаточастотного вимірювального сигналу, який пройшов через об'єкт контролю. Така задача розв'язується у вимірювачі ГЧЗ просторово рознесених об'єктів, в якому ППК працює в режимі лінійного балансного амплітудного модулятора. Структурна схема такого вимірювача наведена на рис.1.4 і складається з кварцового генератора 1, перестроюваного генератора 2, суматора 3, ЕД 4, ПТ 5 з роторною 6 та статорною 7 обмотками, підсилювачів 8 та 10, просторово рознесеного об'єкта 9, частотного селектора 11, амплітудних детекторів 12, 13 та фазоіндикатора 14.

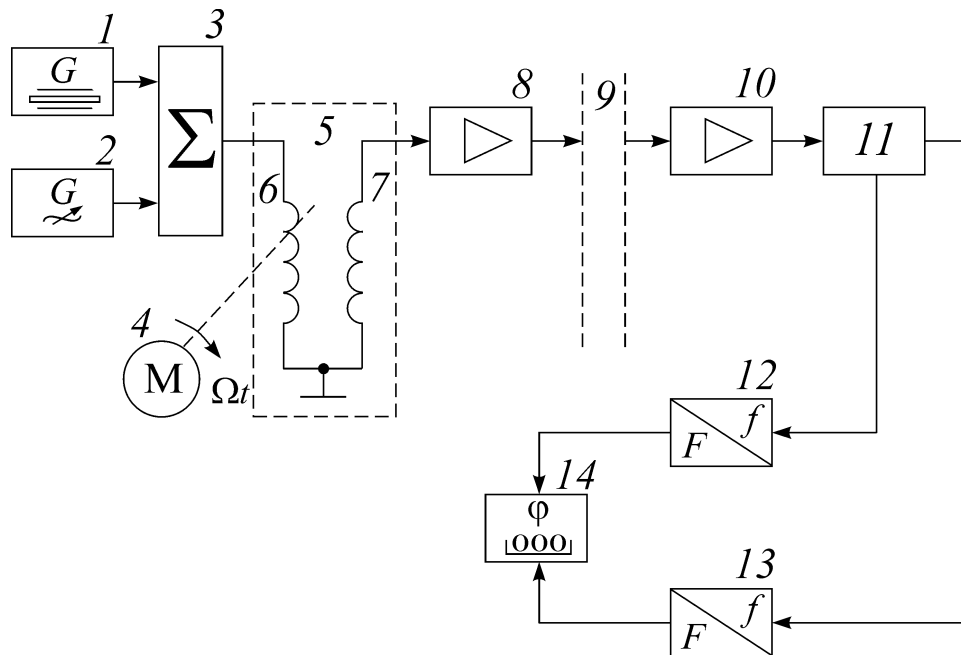


Рисунок 1.4 – Структурна схема вимірювача ГЧЗ просторово рознесених об'єктів (ліній зв'язку)

Вимірювач працює таким чином. Діапазон частот, в якому необхідно зняти частотну характеристику ГЧЗ просторово рознесеного об'єкта (лінії зв'язку), розбивається на два піддіапазони, при цьому частота кварцового генератора 1 лежить в одному з піддіапазонів, а частота перестроюваного генератора 2 змінюється в межах другого піддіапазону. В цьому випадку напруга, що подається на роторну обмотку 6 (вихідна напруга суматора 3), можна записати як $U_3(t) = U_1(t) + U_2(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t$, де ω_1 та ω_2 – відповідно частоти кварцового генератора 1 і перестроюваного генератора 2. При обертанні роторної обмотки 6, механічно зв'язаної з електродвигуном 4, з кутовою швидкістю обертання Ω взаємна індуктивність між статорною і роторною обмотками дорівнює $\dot{M}(t) = M \exp(j\Omega t)$, при цьому магнітний потік статора дорівнює

$$\dot{\Phi}(t) = \left\{ \frac{U_{m1}}{\omega_1 L_P} \sin \omega_1 t + \frac{U_{m2}}{\omega_2 L_P} \sin \omega_2 t \right\} \cdot M \exp(j\Omega t). \quad (1.15)$$

Е.р.с., наведена магнітним потоком (1.15) в статорній обмотці 7, буде мати вигляд (при $\omega \gg \Omega$)

$$U_P(t) = 0.5 k_{TP} \{ U_{m1} [\cos(\omega_1 - \Omega)t + \cos(\omega_1 + \Omega)t] + U_{m2} [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t] \}. \quad (1.16)$$

Покладаючи, що коефіцієнт передачі підсилювачів 8, 10 та просторово рознесеного об'єкта 9 на частотах $\omega_1 - \Omega$ та $\omega_1 + \Omega$, $\omega - \Omega$ та $\omega + \Omega$ змінюється незначно і $K_i(\omega_1 - \Omega) = K_i(\omega_1 + \Omega) = K_i(\omega)$, напруга на виході підсилювача 10 запишемо таким чином

$$U_{10}(t) = 0.5 k_{TP} K_8(\omega_1) K_9(\omega_1) K_{10}(\omega_1) U_{m1} \{ \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_8(\omega_1 - \Omega) + \varphi_9(\omega_1 - \Omega) + \varphi_{10}(\omega_1 - \Omega)] + \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_8(\omega_1 + \Omega) + \varphi_9(\omega_1 + \Omega) + \varphi_{10}(\omega_1 + \Omega)] \} + 0.5 k_{TP} K_8(\omega) K_9(\omega) K_{10}(\omega) U_{m2} \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_8(\omega - \Omega) + \varphi_9(\omega - \Omega) + \varphi_{10}(\omega - \Omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_9(\omega + \Omega) + \varphi_{10}(\omega + \Omega)] \}, \quad (1.17)$$

де $\varphi_i(\omega_j - \Omega)$ та $\varphi_i(\omega_j + \Omega)$ – фазові зсуви, що вносяться підсилювачами 8, 10 та просторово рознесеним об'єктом 9 на частотах $\omega_j - \Omega$ і $\omega_j + \Omega$ відповідно.

В частотному селекторі 11 спектральні складові напруги $U_{10}(t)$ розділяються за частотою (ω_1 та ω) і подаються на амплітудні детектори 12 та 13, напруги на виходах яких будуть мати такий вигляд

$$\begin{aligned}
 U_{12}(t) &= 0.125 k_{\text{ТР}}^2 K_8^2(\omega_1) K_9^2(\omega_1) K_{10}^2(\omega_1) a_2 R_H U_{\text{мл}}^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_8(\omega_1) + \\
 &\quad + \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{12}(\omega_1)]; \\
 U_{13}(t) &= 0.125 k_{\text{ТР}}^2 K_8^2(\omega) K_9^2(\omega) K_{10}^2(\omega) a_2 R_H U_{\text{м2}}^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_8(\omega) + \\
 &\quad + \Delta\varphi_9(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega) + \Delta\varphi_{13}(\omega)], \tag{1.18}
 \end{aligned}$$

де $\Delta\varphi_i(\omega_j) = \varphi_i(\omega_j + \Omega) - \varphi_i(\omega_j - \Omega)$.

Далі напруги $U_{12}(t)$ та $U_{13}(t)$ подаються на входи фазоіндикатора 14, який вимірює кут фазового зсуву між ними, що дорівнює

$$\begin{aligned}
 \varphi_{\text{ВИМ}} &= \Delta\varphi_8(\omega) - \Delta\varphi_8(\omega_1) + \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{13}(\omega) - \Delta\varphi_{12}(\omega_1) = \\
 &= \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{\text{К}}(\omega) - \Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1), \tag{1.19}
 \end{aligned}$$

де $\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega)$ та $\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1)$ – фазові зсуви, що вносяться вимірювальним каналом на частотах ω та ω_1 відповідно.

Частотна характеристика ГЧЗ в цьому випадку буде мати вигляд

$$\begin{aligned}
 t_{\text{ГР}}(\omega) &= \frac{\varphi_{\text{ВИМ}}}{2\Omega} = \frac{\Delta\varphi_9(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_9(\omega_1)}{2\Omega} + \frac{\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1)}{2\Omega} = \\
 &= t_{\text{ГР9}}(\omega) - t_{\text{ГР9}}(\omega_1) + t_{\text{ГР.К}}(\omega) - t_{\text{ГР.К}}(\omega_1), \tag{1.20}
 \end{aligned}$$

тобто складається з частотної характеристики ГЧЗ просторово рознесеного об'єкта 9, зміщеної донизу на постійну величину (затримку $t_{\text{ГР9}}(\omega_1)$), та частотної характеристики ГЧЗ вимірювального каналу, також зміщеної донизу

на постійну затримку $t_{ГР.К}(\omega_1)$ (ГЧЗ вимірювального каналу на фіксованій частоті ω_1).

Таким чином, ІПК можуть використовуватися в формувачах досліджуваних сигналів вимірювачів ГЧЗ діапазону відносно низьких частот до 200 кГц (тому що частота обертання ротора може складати декілька Гц), де формування двочастотних сигналів електронним шляхом технічно складне (особливо в діапазоні інфранизьких частот). Окрім того, при використанні двочастотних досліджуваних сигналів з жорсткою прив'язкою за фазою між гармоніками виключається похибка, яка виникає за рахунок порушення симетрії групового сигналу та припустимого усереднення результатів вимірювання при нерівномірних АЧХ та ФЧХ.

Схема електрична структурна наведена в Додатку Б.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЧА ТА ЇЇ ПОПЕРЕДНІЙ РОЗРАХУНОК

2.1 Розробка структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку

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

Таким чином, необхідно підвищити точність вимірювання ГЧЗ ліній зв'язку шляхом передавання опорного колювання в під діапазоні, частота якого знаходиться вище або нижче вимірювального діапазону частот.

Поставлена задача досягається при використанні вимірювача, структурна схема якого наведена на рис.1.4. При такій побудові вимірювача кут фазового зсуву визначається як

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{ВИМ}} &= \Delta\varphi_8(\omega) - \Delta\varphi_8(\omega_1) + \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{13}(\omega) - \Delta\varphi_{12}(\omega_1) = \\ &= \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_K(\omega) - \Delta\varphi_K(\omega_1),\end{aligned}$$

де $\Delta\varphi_K(\omega)$ та $\Delta\varphi_K(\omega_1)$ – фазові зсуви, що вносяться вимірювальним каналом на частотах ω та ω_1 відповідно,

а частотна характеристика ГЧЗ в цьому випадку буде мати вигляд

$$\begin{aligned}t_{\text{ГР}}(\omega) &= \frac{\varphi_{\text{ВИМ}}}{2\Omega} = \frac{\Delta\varphi_9(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_9(\omega_1)}{2\Omega} + \frac{\Delta\varphi_K(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_K(\omega_1)}{2\Omega} = \\ &= t_{\text{ГР9}}(\omega) - t_{\text{ГР9}}(\omega_1) + t_{\text{ГР.К}}(\omega) - t_{\text{ГР.К}}(\omega_1),\end{aligned}$$

тобто складається з частотної характеристики ГЧЗ лінії зв'язку, зміщеної донизу на постійну величину (затримку $t_{\text{ГР9}}(\omega_1)$), та частотної характеристики ГЧЗ вимірювального каналу, також зміщеної донизу на постійну затримку $t_{\text{ГР.К}}(\omega_1)$ (ГЧЗ вимірювального каналу на фіксованій частоті ω_1).

Таким чином, вимірявши фазові зсуви, що вносяться елементами вимірювального та опорного каналів, можна визначити фазовий зсув, що вноситься лінією зв'язку та, відповідно, ГЧЗ досліджуваної лінії зв'язку.

Структурна схема такого вимірювача наведена на рис.1.4. Однак для спрощення побудови вимірювача та зменшення його масогабаритних параметрів пропонується замість поворотного трансформатора з електродвигуном використовувати балансний амплітудний модулятор. Таким чином, в розглянутому випадку структурна схема розроблюваного вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку буде складатися з таких блоків: діапазонного генератора гармонічних коливань, що працює в діапазоні частот 60...108 кГц; трьох генераторів гармонічних коливань, що працюють на фіксованих частотах; балансного амплітудного модулятора; двох ширококутових узгоджувальних підсилювачів; частотного селектора, що розділяє носійні частоти опорного та вимірювального каналів; двох амплітудних детекторів та цифрового фазового дискримінатора, а також джерела живлення.

Метод вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку винесений у Додаток К.

2.2 Попередній розрахунок структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку

Проведемо попередній розрахунок основних функціональних вузлів структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній 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 (рис.2.1) утворено резистивним подільником напруги R_3 , R_4 , а друге – диференціувальним R_2C_2 та інтегровальним R_1C_1 колами. Коефіцієнт передачі з виходу фазозсувального кола R_1 , R_2 , C_1 та C_2 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, тобто необхідно виконати умову $R_4 = 2R_3$. Для виконання балансу фаз стала часу диференціувального кола повинна дорівнювати сталій часу інтегровального кола, тобто $R_1C_1 = R_2C_2$.

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

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

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.

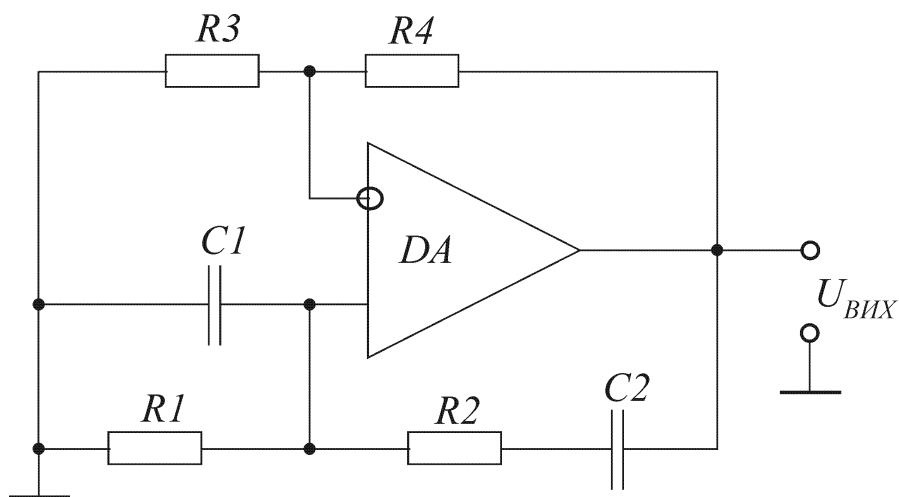


Рисунок 2.1 – Електрична схема генератора з мостом Віна

2.2.2 Попередній розрахунок генераторів фіксованої частоти

В якості генераторів гармонічних коливань фіксованої частоти будемо використовувати RC-автогенератори з драбинними фазозсувальними RC-колами (рис.2.2).

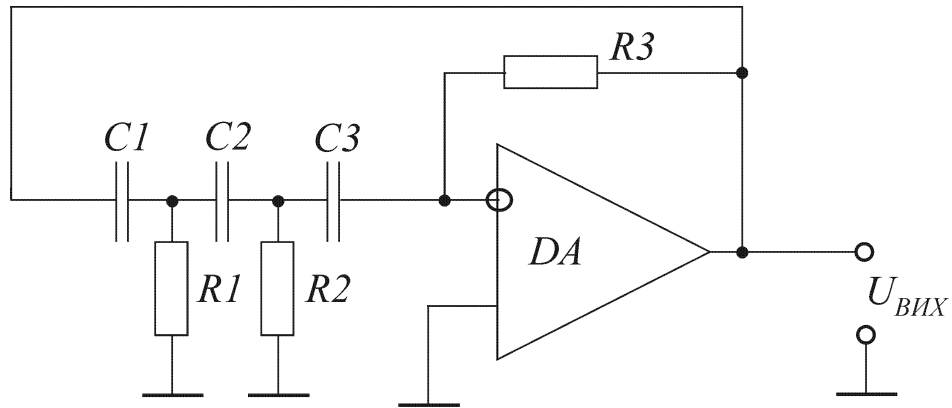


Рисунок 2.2 – Електрична схема RC – автогенератора з драбинними фазозсувальними RC-колами

Для RC–автогенератора (рис.2.2) 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

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

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 суматора

Суматор є одним з основних операційних кіл аналогової техніки. Розглянемо принцип побудови неінвертувального суматора.

В схемі неінвертувального суматора (рис.2.3) для зменшення взаємного впливу входів використовується позитивний зворотний зв'язок.

Для виключення взаємного впливу входів необхідно виконати таку умову

$$R_3 R_6 = R_5 \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i}}$$

Передаточну функцію для даної схеми для ідеального операційного підсилювача можна визначити у вигляді

$$U_{\text{ВИХ}} = \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \cdot \sum_{i=1}^N \frac{R_4}{R_i} U_{\text{ВХ},i}$$

З врахуванням похибок, що вносяться операційним підсилювачем, передаточну функцію в першому наближенні можна записати у вигляді

$$U_{\text{ВИХ}} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{R_4}{R_i} U_{\text{ВХ},i} \left[\left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) + \frac{2}{K_{\text{СФ}}} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_{\text{ВХ}}}\right) \right]}{1 + \frac{1}{K_{\text{П}}} \left[\left(1 + \frac{R_4}{R_6} + \sum_{i=1}^N \frac{R_4}{R_i}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_{\text{ВХ}}}\right) + \frac{R_4}{R_{\text{ВХ}}} \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \right]} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\sum_{i=1}^N \frac{R_4}{R_i} U_{\text{ВХ},i} \left[\left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) + \frac{2}{K_{\text{СФ}}} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_{\text{ВХ}}}\right) \right]}{\rightarrow - \frac{2R_4}{K_{\text{СФ}} R_6} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_{\text{ВХ.ОП}}} + \frac{R_6}{R_{\text{ВХ}}}\right)} + U_{\text{ДР}}$$

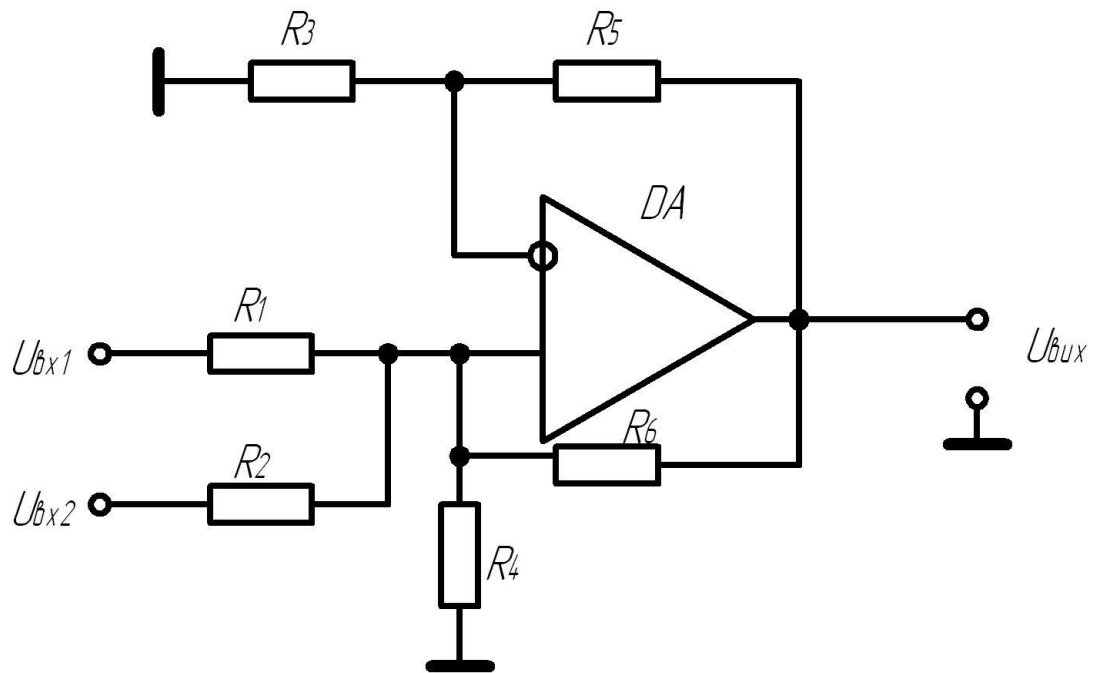


Рисунок 2.3 – Електрична схема неінвертувального суматора

При відсутності кола позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ), тобто при $R_4 = R_6 = \infty$ співвідношення для передаточної функції суматора з ідеальним операційним підсилювачем (ОП) можна записати у вигляді

$$U_{\text{ВИХ}} = \sum_{i=1}^N \frac{R_5}{R_i} U_{\text{ВХ},i}.$$

Похибка суматора, реалізованого за неінвертувальною схемою включення, більше, ніж інвертувального суматора, тому що в даному випадку виникає похибка, обумовлена коефіцієнтом $K_{\text{СФ}}$. Тому часто неінвертувальний суматор реалізують за схемою інвертувального суматора з включенням на виході інвертувального масштабного підсилювача.

2.2.4 Попередній розрахунок балансного амплітудного модулятора

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

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

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

ω , Ω – частоти відповідно носійного та модулюючого коливань;

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

Таким чином, при перемноженні двох гармонічних коливань носійне коливання з частотою ω пригальмується, 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.2.4).

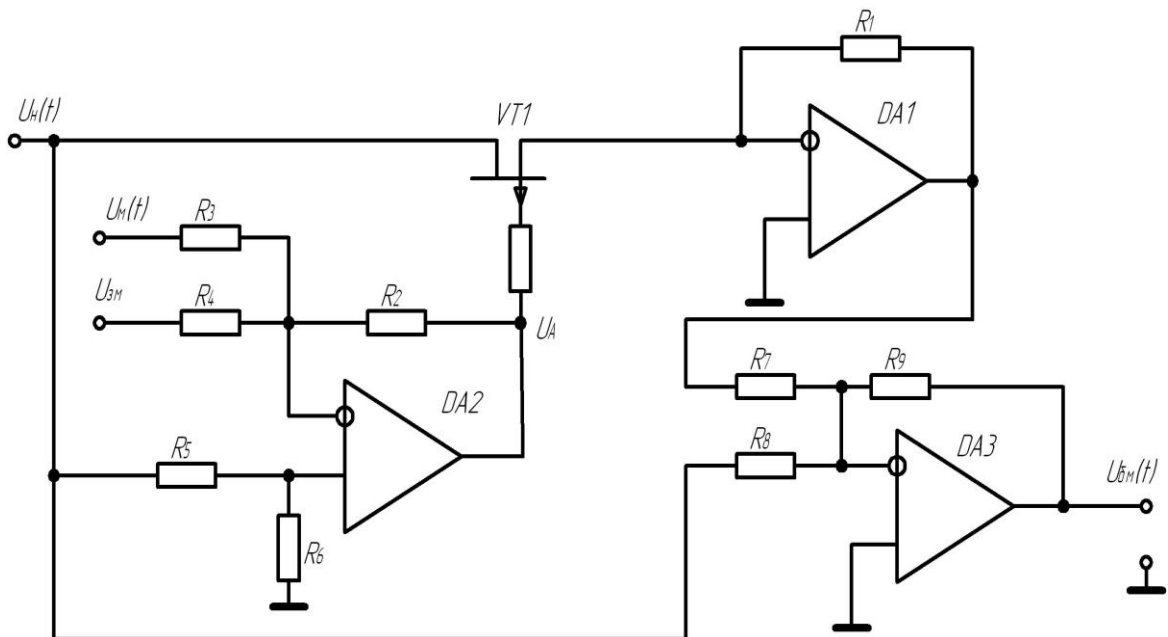


Рисунок 2.4 – Електрична схема балансного амплітудного модулятора, побудованого на основі підсилювача з регульованим коефіцієнтом підсилення

В такій схемі використовують принцип множення носійного коливання та модулюючого коливання за допомогою польового транзистора з керованим р-п переходом. До складу схеми входять підсилювач з регульованим ко-

ефіцієнтом 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 витoku 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

$$U_A = \frac{R_2}{R_4} U_{3M} = \frac{U_{відс}}{2}.$$

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 придушення 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 резистивні оптрони.

2.2.5 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 (рис.2.5). Так, в розглянутій схемі половина напруги живлення на виході встановлюється за допомогою подільника R_3R_4 .

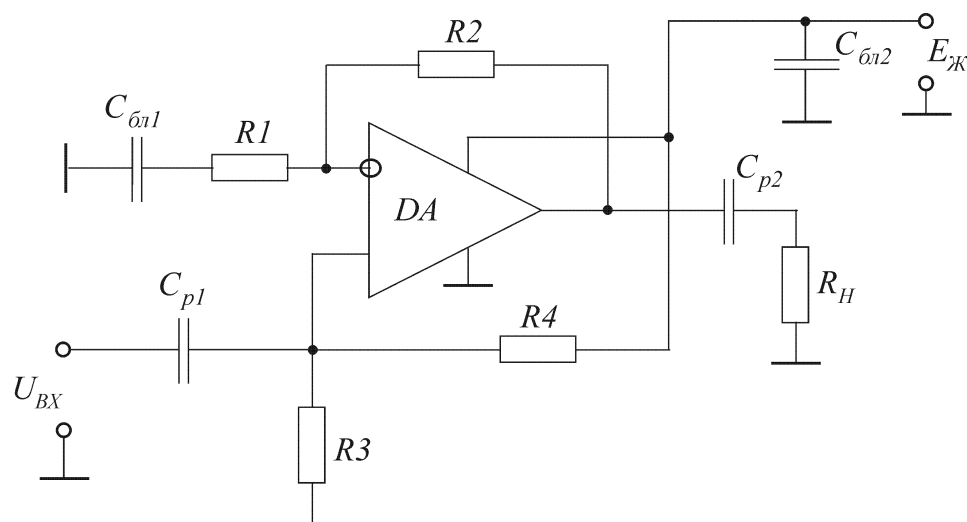


Рисунок 2.5 – Електрична схема підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 та R_4 однакові та вибираються в межах $1\text{кОм} \div 1\text{МОм}$.

Для компенсації помилки на вході

$$R_2 = 0,5R_4.$$

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

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

Вхідний опір підсилювача змінному струму

$$R_{\text{ВХ.}\Pi} = \frac{R_{\text{ВХ.}\beta} R}{R_{\text{ВХ.}\beta} + R} = \frac{R_{\text{ВХ.}\beta} \cdot 0,5R_4}{R_{\text{ВХ.}\beta} + 0,5R_4}.$$

Ємності блокувальних конденсаторів розраховують виходячи з таких співвідношень:

$$C_{\text{бл1}} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_1},$$

$$C_{\text{бл2}} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{\text{дж}}}.$$

Ємності розділових конденсаторів розраховуються за такими співвідношеннями

$$C_{\text{р1}} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{ВХ.}\Pi}},$$

$$C_{p2} \geq \frac{1}{2\pi F_H \left(R_H + \frac{R_{ВИХ}}{1 + \beta K_U} \right)}.$$

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.

2.2.6 Попередній розрахунок частотного селектора

В якості частотного селектора використаємо активний смуговий фільтр з багатоконтурним зворотним зв'язком (рис.2.6) на основі операційного підсилювача. При цьому коефіцієнт передачі активного смугового фільтра на резонансній частоті більше одиниці, а за межами смуги пропускання – набагато менше одиниці.

Для активного смугового фільтра основні параметри визначаються такими співвідношеннями:

- коефіцієнт передачі

$$K = -\frac{R_4}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

- резонансна частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_4 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)},$$

– коефіцієнт згасання фільтра

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \times \left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right].$$

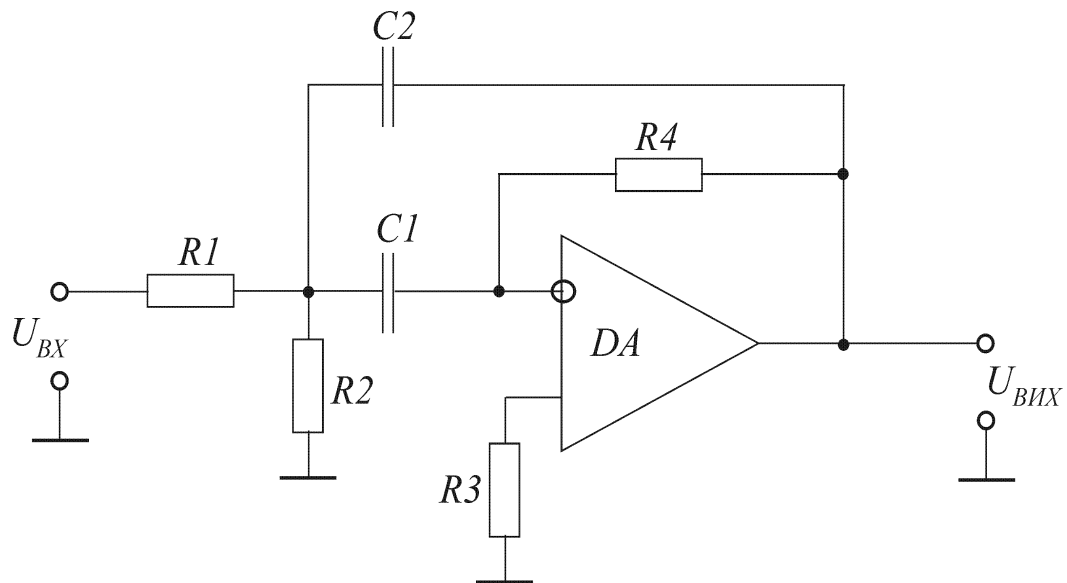


Рисунок 2.6 – Електрична схема активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком

Регулювання загасання в схемі відбувається за допомогою резистора R_2 , тому на практиці вибирають $R_1 \gg R_2$.

2.2.7 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.2.7). Схема такого амплітудного детектора складається з ПВЗ на операційних підсилювачах DA1 та DA2, транзисторного ключа на транзисторі VT1 та екстрематора на операційному підсилювачі DA3.

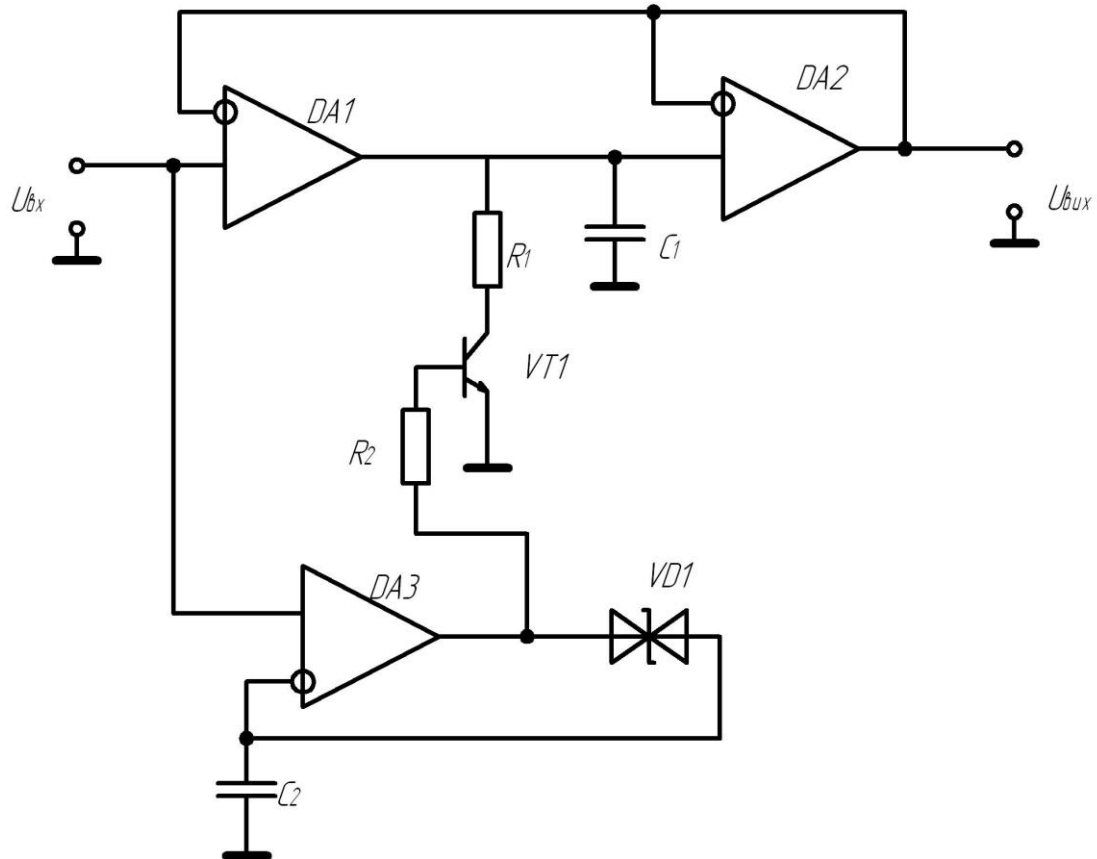


Рисунок 2.7 – Електрична схема амплітудного детектора на основі пристрою вибірки-зберігання

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 спрацювання 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 роз-

риву кола ВЗЗ. Таким чином, при відкритому стабілітроні VD1 коло ВЗЗ операційного підсилювача DA3 замкнено, а напруга на конденсаторі C2 відслідковує напругу на вході.

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 пробією стабілітрона U_{VD1}^{\pm} . 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.

2.2.8 Попередній розрахунок цифрового фазового дискримінатора

Цифровий фазовий дискримінатор (вимірювач кута фазового зсуву) вимірювача ГЧЗ ліній 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.

Одна з можливих схем побудови цифрового фазового дискримінатора наведена на рис.2.8. Принцип її роботи полягає в тому, що різниця фаз між вхідним $U_{ВХ}(t)$ та опорним $U_{ОП}(t)$ сигналами перетворюється в часовий інтервал, який фіксується тригером (Тр) та заповнюється лічильними імпульсами з виходу генератора лічильних імпульсів (ГЛІ), які через логічний елемент "Г" потрапляють на лічильник (Л).

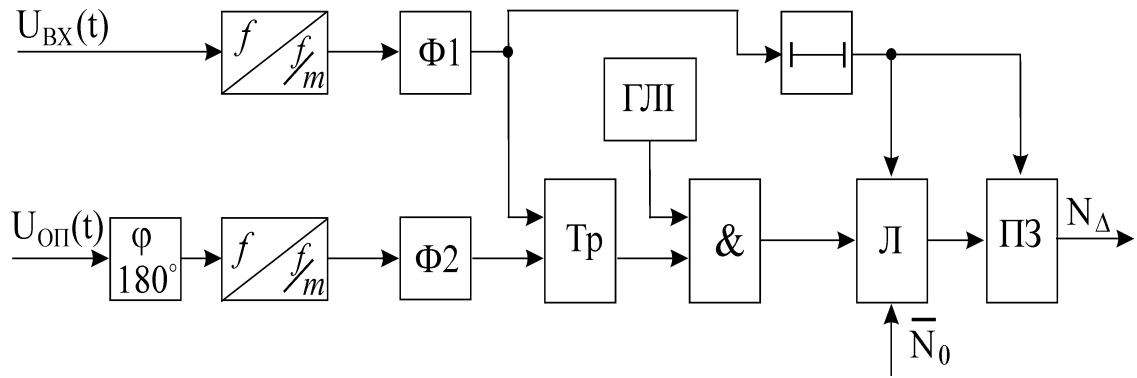


Рисунок 2.8 – Структурна схема цифрового фазового дискримінатора

Для зменшення похибки через дискретність відліку фази використовується збільшення періоду вхідного та опорного коливань в m разів за допомогою подільників частоти. Гармонічні коливання на їх виходах перетворюються формувачами Ф1 та Ф2 в короткі імпульси з періодами $\frac{m}{f_{\text{ВХ}}}$ та $\frac{m}{f_{\text{ОП}}}$, де $f_{\text{ВХ}}$ та $f_{\text{ОП}}$ – відповідно частоти вхідного та опорного сигналів. Ці імпульси керують роботою тригера, примушуючи його відкривати логічний елемент “І” на час $\frac{m}{f_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi}$, який відповідає фазовому зсуву $\Delta\varphi$ на частоті $\frac{f_{\text{ОП}}}{m}$. За цей час кількість лічильних імпульсів, яка потрапила на лічильник, дорівнює

$$N = \frac{m\Delta\varphi}{2\pi f_{\text{ОП}} T_{\text{ЛІ}}},$$

де $T_{\text{ЛІ}}$ – період лічильних імпульсів.

Для того, щоб врахувати знак фазового зсуву, фаза опорного коливання зсунута на -180° , що дозволяє збільшити інтервал часу, протягом якого логічний елемент “І” відкритий, на половину періоду порівнюваних коливань. За цей час в лічильнику навіть при $\Delta\varphi = 0$ буде записане число

$$N_0 = \frac{m}{2f_{\text{ОП}} T_{\text{ЛІ}}}. \text{ Воно компенсується за допомогою запису до лічильника на}$$

початку кожного циклу роботи в доповняльному коді числа \bar{N}_0 . В результаті

наприкінці кожного циклу роботи в лічильнику утворюється цифровий сигнал неузгодження за фазою N_{Δ} , який за командою зчитується пристроєм зчитування (ПЗ). Додатні значення фазового неузгодження зчитуються в прямому коді, а від'ємні – в доповняльному. Вага одиниці молодшого розряду вихідного коду складає

$$\delta_1 = \frac{2\pi f_{\text{оп}} T_{\text{лп}}}{m}.$$

В якості кола фазового зсуву на 180° може використовуватися операційний підсилювач, включений за інвертувальною схемою.

Роль формувальних пристроїв виконують підсилювачі-обмежувачі. Підсилювач-обмежувач вимірювача кута фазового зсуву (рис.2.9) 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 ГЧЗ лінії зв'язку.

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 елемента на виході.

Вибираємо інтегральний компаратор типу К597СА1. Цей компаратор характеризується високою чутливістю $U_{\text{вх.мін}} = 3 \text{ мВ}$, а час затримки складає $t_3 = 6 \text{ нс}$. Крім того, при включенні компаратора за схемою рис.2.9 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 ГЧЗ лінії 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 ГЧЗ лінії зв'язку.

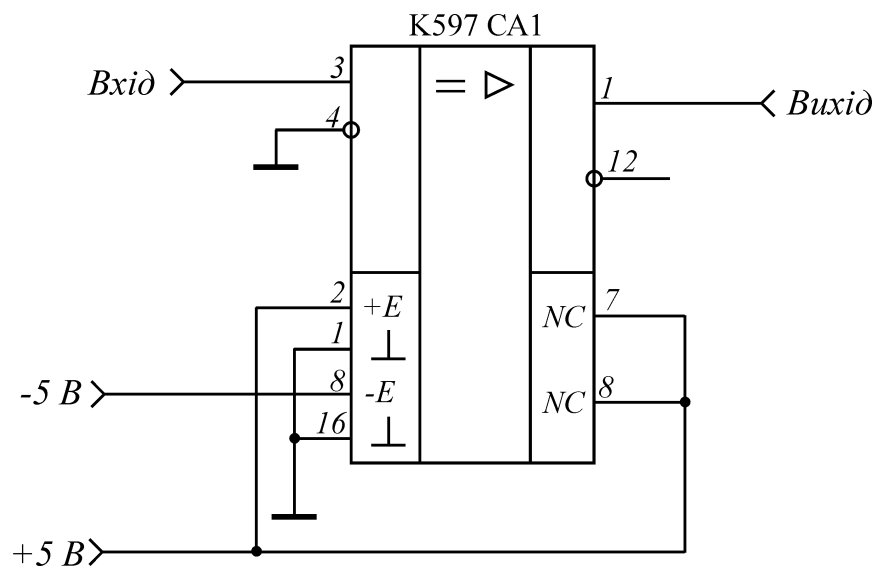


Рисунок 2.9 – Схема включення компаратора K597CA1

Генератор реалізуємо за допомогою трьох елементів І-НЕ, що входять до складу ІМС К561ЛА7. Схема кварцового генератора наведена на рис.2.10.

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.

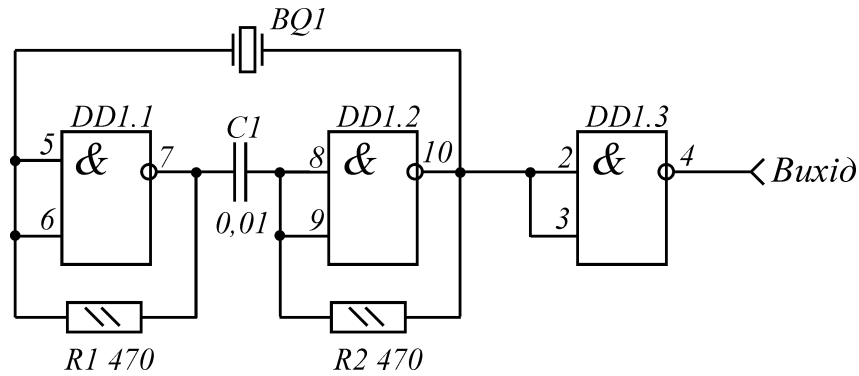


Рисунок 2.10 – Схема включення кварцового генератора на ІМС К561ЛА7

Для отримання високої точності вимірювання ГЧЗ лінії зв'язку приймаємо 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.2.11.

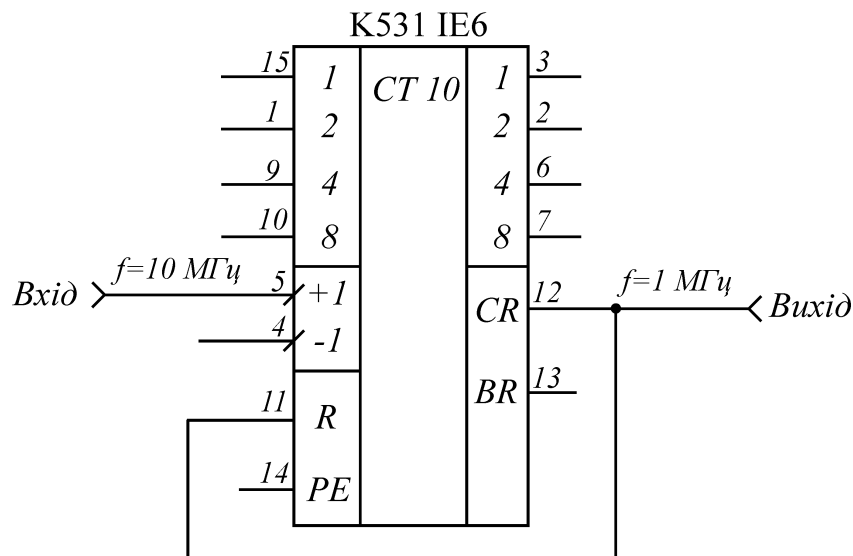


Рисунок 2.11 – Схема включення подільника частоти на ІМС К531ІЕ6

Однак для підвищення точності вимірювання фазового зсуву між імпульсами з частотою 60...108 кГц, використовуючи імпульси заповнення з частотою 1 МГц, а також для зменшення похибки дискретизації розділимо частоту кожного з вихідних сигналів компараторів у 40 разів (в результаті отримаємо сигнали з частотою 1.5...2.7 кГц).

Реалізувати таке ділення частоти імпульсів можна за допомогою ІМС К555ІЕ8, які є програмованими подільниками частоти з коефіцієнтами від 2 до 63. Вихідну частоту подільника частоти можна отримати за співвідношенням

$$f_{\text{ВІХ}} = \frac{f_{\text{ВХ}}}{64} \cdot (E5 \cdot 2^5 + E4 \cdot 2^4 + E3 \cdot 2^3 + E2 \cdot 2^2 + E1 \cdot 2^1 + E0 \cdot 2^0).$$

Схеми включення подільника частоти на 40 наведена на рис.2.12.

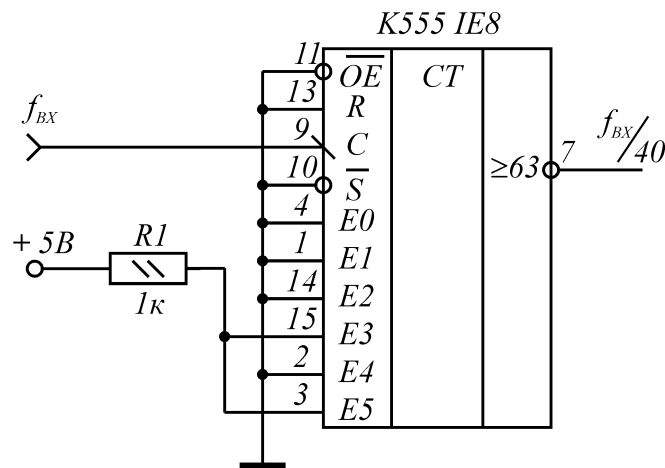


Рисунок 2.12 – Схема включення подільника частоти на 40 на основі ІМС К555ІЕ8

Для визначення кута фазового зсуву між вихідними напругами опорного та вимірювального каналів необхідно виміряти час перекриття між вихідними сигналами подільників частоти на 40, 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 вхідними 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.2.13.

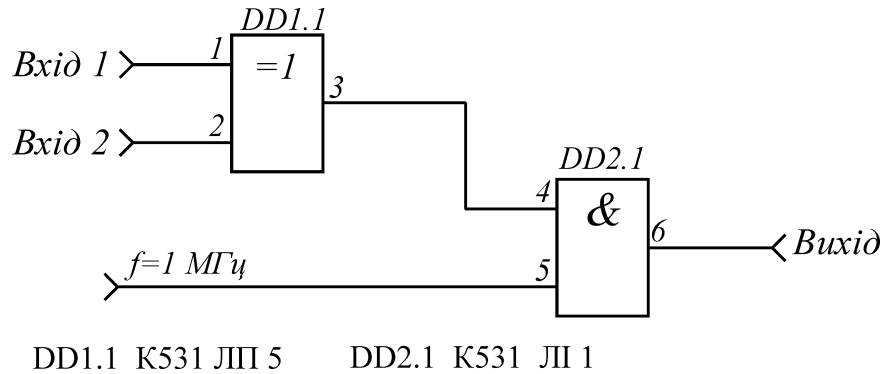


Рисунок 2.13 – Схема включення фазового детектора

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.2.14.

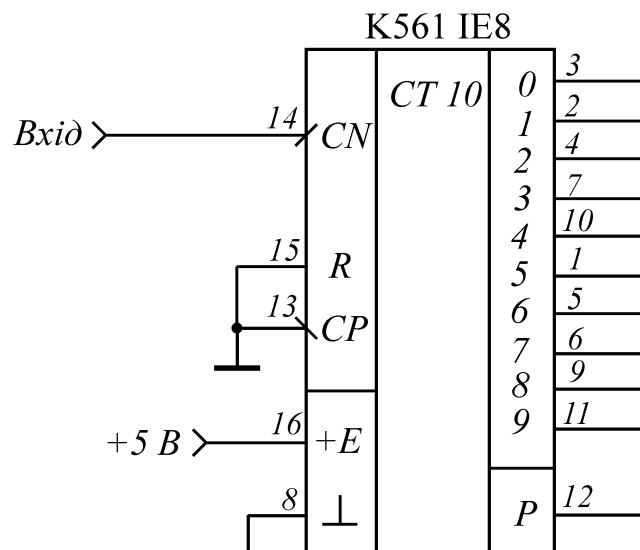


Рисунок 2.14 – Схема включення десяткового лічильника К561 ІЕ8

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

2.2.9 Вибір типу операційних підсилювачів

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

- великий вхідний опір;
- малий вихідний опір;
- порівняно велика частота одиничного підсилення.

Порівняльну характеристику сучасних операційних підсилювачів зведемо до таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Порівняльна характеристика сучасних операційних підсилювачів

Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
Параметр ОП	2	3	4	5	6
Коефіцієнт підсилення $K_U \cdot 10^3$	20	25	2	50	50
Напруга зміщення $U_{ЗМ}$, мВ	7.5	50	5	5	8
Температурний коефіцієнт напруги зміщення $\frac{\Delta U_{ЗМ}}{\Delta T}$, $\frac{мкВ}{°C}$	20	100	30	60	60
Вхідний струм $I_{ВХ}$, нА	1500	1	150	200	0.5
Відхилення вхідного струму $\Delta I_{ВХ}$, нА	500	0.5	30	50	0.25
Температурний коефіцієнт відхилення вхідного струму $\frac{\Delta I_{ВХ}}{\Delta T}$, $\frac{нА}{°C}$	0.1	–	0.1	0.02	0.2

Продовження таблиці 2.1

1	2	3	4	5	6
Напруга живлення $\pm U_{\text{Ж.ном}}$, В	15	15	15	15	15
Діапазон зміни напруги живлення $\pm U_{\text{Ж}}$, В	8.1...18	6...16.5	2...16.5	5...20	6...20
Споживаний струм $I_{\text{СП}}$, мА	6	5	8.5	2.8	3.8
Вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$, МОм	0.5	1000	0.1	0.4	0.25
Вихідний опір $R_{\text{ВИХ}}$, Ом	150	100	25	150	100
Коефіцієнт послаблення синфазної напруги $K_{\text{ПОС.СФ}}$, дБ	65	60	70	70	70
Максимальне значення вхідної синфазної напруги $\pm U_{\text{ВХ.СФ.max}}$, В	8	10	13	15	11
Максимальне значення вхідної диференціальної напруги $\pm U_{\text{ВХ.ДИФ.max}}$, В	4.5	10	12	43.4	5
Максимальне значення вихідної напруги $\pm U_{\text{ВИХ.max}}$, В	10	10	12.5	20	11.5
Максимальне значення вихідного струму $I_{\text{ВИХ.max}}$, мА	5	6.7	1	2.5	1
Мінімальне значення опору навантаження $R_{\text{Н.min}}$, кОм	2	10	2	2	2
Максимальне значення ємності навантаження $C_{\text{Н.max}}$, пФ	100	20	25	25	300

Продовження таблиці 2.1

Частота одиничного підсилення f_1 , МГц	1	1	2.5	0.55	1
Максимальна швидкість зміни вихідної напруги $V_{U_{\text{ВИХ.мак}}}, \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$	0.2	5	0.5	0.3	1.5
Кількість ОП в корпусі	1	2	4	2	1
Діапазон робочих температур $t_{\text{min}} \dots t_{\text{max}}, ^\circ\text{C}$	- 48 ...+ 85	- 45 ...+ 70	- 45...+100	- 10 ...+ 70	- 60 ...+ 100
Аналог (прототип)	$\mu\text{A} 709$	TL 083	LM 2900	LM 143	$\mu\text{A} 791$

Найкращі характеристики при використанні у розроблюваному приладі 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.

2.2.10 Попередній розрахунок джерела живлення

Для живлення вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку потрібний блок вторинного електроживлення. 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 $U_{\text{Ж}} = +15 \text{ В}$)

$$I_{\text{ЗАГ}} = 8.5 \cdot 18 + 20 \cdot 2 + 6.8 \cdot 1 + 9 \cdot 1 + 12.6 \cdot 2 + 5.6 \cdot 1 + 22 \cdot 1 + 16.8 \cdot 1 + 3 \cdot 1 + 3 \cdot 1 = \\ = 284.4 (\text{мА}).$$

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
К1401УД1	18	8,5
К597СА1	2	20
К531ЛП5	1	6,8
К531ЛП1	1	9
К555ІЕ8	2	12,6
К561ЛА7	1	5.6
К531ІЕ6	1	22
К561ІЕ8	1	16.8
КТ368А	1	3
КП303В	1	3

Потрібно також врахувати, що з врахуванням коефіцієнта запасу $K_3 = 1.1 \div 2$

$$I_{3AG} = K_3 I_{3AG} = 1.2 \times 284.4 = 341.3 \text{ мА.}$$

Таким чином, джерело живлення необхідно розраховувати для номінального споживаного струму 0.3 А та максимального споживаного струму 0.5А.

2.3 Розробка уточненої структурної схеми вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку

На основі проведених попередніх розрахунків уточнимо структурну схему пристрою для вимірювання ГЧЗ ліній зв'язку. Основними елементами структурної схеми є (рис.2.15):

- діапазонний генератор та генератори фіксованої частоти;
- балансний амплітудний модулятор;
- узгоджувальні підсилювачі;

- частотний селектор;
- амплітудні детектори;
- вимірювач кута фазового зсуву, який складається з двох компараторів, генератора лічильних імпульсів, двох подільників частоти на 40, подільника частоти на 10, фазового детектора та лічильника імпульсів;
- джерело живлення;
- пристрій обчислення та керування.

Схемотехніка основних елементів структурної схеми розглянута в попередньому параграфі.

Таким чином, в результаті проведених розрахунків розроблена уточнена структурна схема пристрою для вимірювання ГЧЗ ліній зв'язку.

Схема електрична структурна пристрою наведена в Додатку Б.

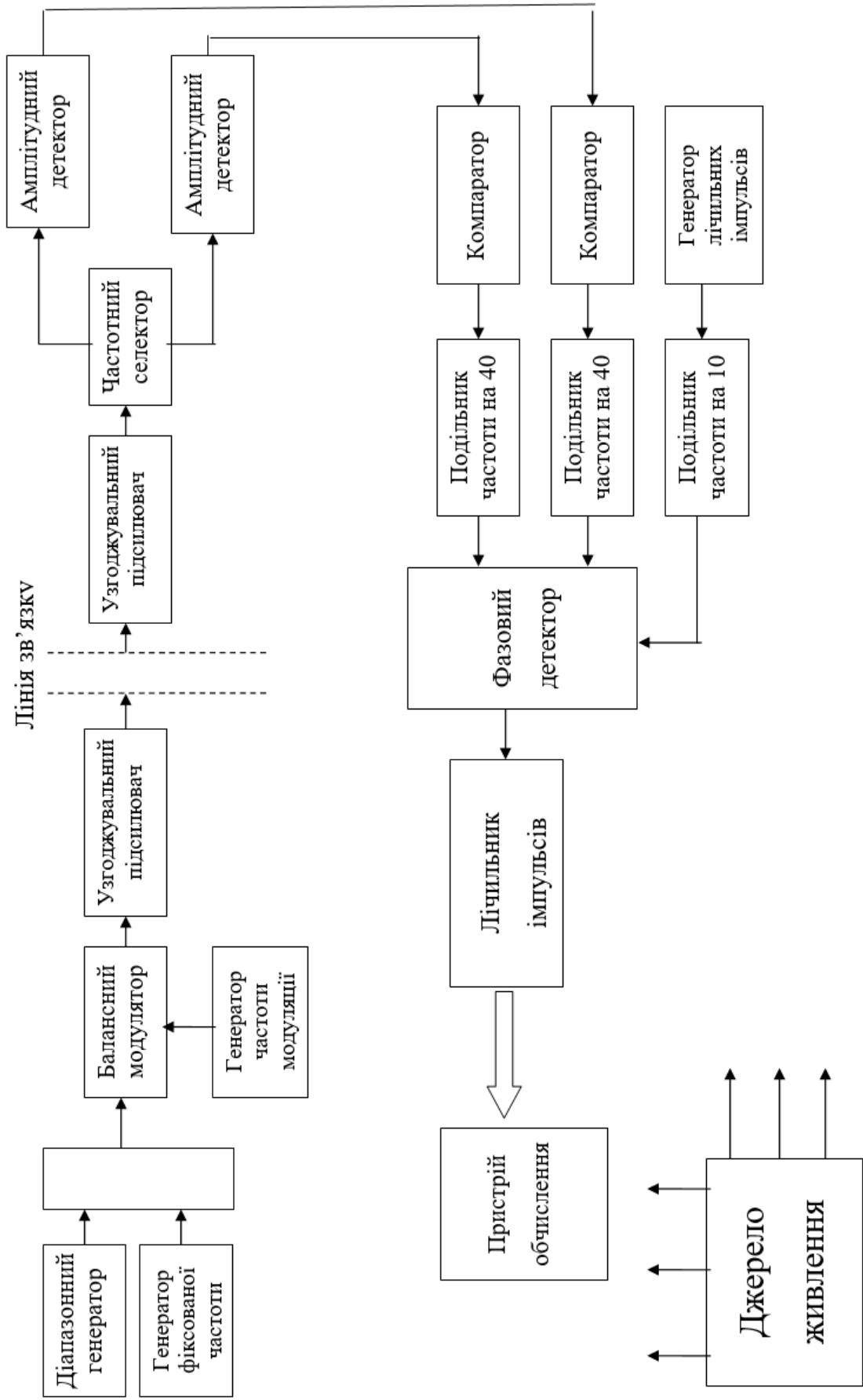


Рисунок 2.15 – Уточнена структурна схема пристрою для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку

3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ВИМІРЮВАЧА ГЧЗ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

3.1 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: 60...108 кГц;
- тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Параметри операційного підсилювача наведені в таблиці 3.1. Схема автогенератора з мостом Віна наведена на рис.3.1.

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 диференціувального кола має дорівнювати сталій часу інтегрувального кола, тобто $R_1C_1 = R_2C_2$.

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

$$C_{1.\max} = C_{2.\max} = C_{\max} = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 265 \text{ (нФ)},$$

$$C_{1.\min} = C_{2.\min} = C_{\min} = \frac{1}{2\pi f_{\max} R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 108 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 147 \text{ (пФ)}.$$

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 \pm 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм \pm 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм \pm 10%;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 20 кОм \pm 10%;

C_1 : КПТМ-4 – 25 В (9...320) пФ \pm 10%;

C_2 : КПТМ-4 – 25 В (9...320) пФ \pm 10%.

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

3.2 Електричний розрахунок генераторів фіксованої частоти

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

- фіксовані робочі частоти: 65 кГц; 105 кГц; 5 Гц;
- тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Параметри операційного підсилювача наведені в таблиці 3.1. Схема автогенератора з драбинними фазозсувними RC-колами наведена на рис.3.2.

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 65 кГц.

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

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi f_0 R} = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi \cdot 65 \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 141 \text{ (пФ)}.$$

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_2 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 120 кОм $\pm 10\%$;

C_1 : К10-43 МПО - 25 В - 150 пФ $\pm 10\%$;

C_2 : К10-43 МПО - 25 В - 150 пФ $\pm 10\%$.

Розрахуємо автогенератор на частоту 105 кГц.

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

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi f_0 R} = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi \cdot 105 \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 87.4 \text{ (пФ)}.$$

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_2 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_3 : C2-23-0,125 Вт - 120 кОм \pm 10%;

C_1 : K10-43 МПО - 25 В - 91 пФ \pm 10%;

C_2 : K10-43 МПО - 25 В - 91 пФ \pm 10%.

Розрахуємо автогенератор на частоту 5 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 : C2-23-0,125 Вт - 10 кОм \pm 10%;

R_2 : C2-23-0,125 Вт - 10 кОм \pm 10%;

R_3 : C2-23-0,125 Вт - 120 кОм \pm 10%;

C_1 : K10-47 Н90 - 25 В – 0.91 мкФ \pm 10%;

C_2 : K10-47 Н90 - 25 В – 0.91 мкФ \pm 10%.

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

3.3 Електричний розрахунок узгоджувальних підсилювачів

Розрахуємо параметри схеми підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача К1401УД1 (рис.3.5) з такими параметрами:

- коефіцієнт підсилення $K_\beta = 20$;
- діапазон робочих частот 60...108 кГц;
- вхідний опір більше 10 кОм;
- живлення операційного підсилювача несиметричне;
- опір навантаження $R_H = 200$ Ом;
- внутрішній опір джерела живлення $R_{дж} = 400$ Ом.

За даними таблиці 3.1 визначимо основні параметри операційного підсилувача:

- коефіцієнт підсилення напруги $K_U = 2000$;
- частота одиничного підсилення $f_1 = 2.5$ МГц;
- вхідний опір $R_{ВХ} = 100$ кОм;
- вихідний опір $R_{ВІХ} = 25$ Ом.

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 та R_4 однакові та вибираються в межах $1\text{кОм} \div 1\text{МОм}$. 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

$$R_1 = \frac{R_2}{K_\beta - 1} = \frac{50000}{20 - 1} = 2.63 \text{ (кОм)}.$$

Тому що виконується умова $R_1 + R_2 > R_H$, розрахунок можна продовжувати.

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

$$\begin{aligned} R_{ВХ,\beta} &= R_{ВХ} (1 + \beta K_U) = R_{ВХ} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_U \right) = \\ &= 10^5 \left(1 + \frac{2.63}{2.63 + 50} \cdot 20 \right) = 200 \text{ (кОм)}. \end{aligned}$$

Тоді вхідний опір підсилувача змінного струму дорівнює

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

тобто більший 10 кОм, які необхідно було забезпечити.

Розрахуємо ємності блокувальних конденсаторів

$$C_{\text{бл1}} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_1} = \frac{10}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 2630} = 10.8 \text{ (нФ)},$$

$$C_{\text{бл2}} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{\text{дж}}} = \frac{10}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 400} = 66.3 \text{ (нФ)}.$$

Ємності розділових конденсаторів можна розрахувати таким чином

$$C_{p1} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_{\text{вх.п}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3} = 66.3 \text{ (нФ)},$$

$$C_{p2} \geq \frac{1}{2\pi F_H \left(R_H + \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \beta K_U} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot \left(200 + \frac{25}{1 + 0.05 \cdot 20} \right)} = 12.48 \text{ (нФ)}.$$

В кінці розрахунку необхідно перевірити, чи зможе забезпечити розрахований підсилювач необхідне підсилення на частоті 108 кГц. Для цього необхідно забезпечити виконання нерівності

$$K_{\beta} \leq \frac{f_1}{F_B} = \frac{2.5 \cdot 10^6}{108 \cdot 10^3} = 23.148 \geq 20.$$

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 – 2.7 кОм \pm 10%;

R_2 : С2-23-0,125 Вт – 5.1 кОм \pm 10%;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 100 кОм \pm 10%;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 100 кОм \pm 10%;

$C_{\text{бл1}}$: К10-43 МПО - 25 В - 11 нФ \pm 10%;

$C_{\text{бл}2}$: К10-43 МПО - 25 В - 68 нФ $\pm 10\%$;

$C_{\text{р}1}$: К10-43 МПО - 25 В - 68 пФ $\pm 10\%$;

$C_{\text{р}2}$: К10-43 МПО - 25 В - 13 нФ $\pm 10\%$.

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 частотного селектора

Розрахуємо параметри частотного селектора, в якості якого використовується активний смуговий фільтр з багатоконтурним зворотним зв'язком на основі операційного підсилювача. Вихідними даними для розрахунку є:

- фіксовані робочі частоти: 65 кГц; 105 кГц;
- коефіцієнт передачі фільтра $K = 2$;
- тип операційного підсилювача – К1401УД1.

Параметри операційного підсилювача наведені в таблиці 3.1. Схема автогенератора з драбинними фазозсувними RC-колами наведена на рис.3.6.

Для активного смугового фільтра основні параметри визначаються такими виразами:

- коефіцієнт передачі

$$K = -\frac{R_4}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

- резонансна частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_4 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)},$$

- коефіцієнт затухання фільтра

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} \times \left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right].$$

Регулювання загасання в схемі відбувається за допомогою резистора R_2 , тому на практиці вибирають $R_1 \gg R_2$.

Розрахуємо активний смуговий фільтр на частоту 65 кГц.

Виберемо $R_1 = R_3 = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = 0.01$ мкФ. Тоді інші елементи активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком та коефіцієнт згасання можна визначити таким чином

$$R_4 = \frac{KR_1(C_1 + C_2)}{C_1} = 2KR_1 = 2 \cdot 2 \cdot 10 = 40 \text{ (кОм)},$$

$$R_2 = \frac{R_1}{4\pi^2 f_0^2 R_1 R_4 C_1 C_2 - 1} = \frac{10000}{4 \cdot \pi^2 \cdot 65000^2 \cdot 10000 \cdot 40000 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{-8} - 1} = 158 \text{ (Ом)},$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} = 2 \sqrt{\frac{1}{40000 \cdot (10^{-4} + 1/158)}} = 0.1247.$$

Таким чином, умова $R_1 \gg R_2$ виконується, тобто можна регулювати загасання смугового фільтра.

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт – 10 кОм $\pm 10\%$;

R_2 : С2-23-0,125 Вт – 160 Ом $\pm 10\%$;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 39 кОм $\pm 10\%$;

C_1 : К10-43 МПО - 25 В - 10 нФ $\pm 10\%$;

C_2 : К10-43 МПО - 25 В - 10 нФ $\pm 10\%$.

Розрахуємо активний смуговий фільтр на частоту 105 кГц.

Виберемо $R_1 = R_3 = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = 0.01$ мкФ. Тоді інші елементи активного смугового фільтра з багатоконтурним зворотним зв'язком та коефіцієнт затухання можна визначити таким чином

$$R_4 = \frac{KR_1(C_1 + C_2)}{C_1} = 2KR_1 = 2 \cdot 2 \cdot 10 = 40 \text{ (кОм)},$$

$$R_2 = \frac{R_1}{4\pi^2 f_0^2 R_1 R_4 C_1 C_2 - 1} =$$

$$= \frac{10000}{4 \cdot \pi^2 \cdot 105000^2 \cdot 10000 \cdot 40000 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{-8} - 1} = 58 \text{ (Ом)},$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{1}{R_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}} = 2 \sqrt{\frac{1}{40000 \cdot (10^{-4} + 1/58)}} = 0.076.$$

Таким чином, умова $R_1 \gg R_2$ виконується, тобто можна регулювати затухання смугового фільтра.

В результаті проведених розрахунків вибираємо такі параметри елементів схеми:

R_1 : С2-23-0,125 Вт – 10 кОм $\pm 10\%$;

R_2 : С2-23-0,125 Вт – 56 Ом $\pm 10\%$;

R_3 : С2-23-0,125 Вт - 10 кОм $\pm 10\%$;

R_4 : С2-23-0,125 Вт - 39 кОм $\pm 10\%$;

C_1 : К10-43 МПО - 25 В - 10 нФ $\pm 10\%$;

C_2 : К10-43 МПО - 25 В - 10 нФ $\pm 10\%$.

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

3.5 Електричний розрахунок двопівперіодного випрямляча

Розрахуємо двопівперіодний випрямляч з індуктивним фільтром (рис.3.1) з такими вихідними даними:

- номінальна напруга мережі $U_M = 220$ В;
- кількість фаз мережі $m = 2$;
- частота мережі $f_M = 50$ Гц;
- максимальне значення випрямленої напруги $U_0 = 7,8$ В;
- максимальне значення випрямленого струму $I_0 = 1$ А.

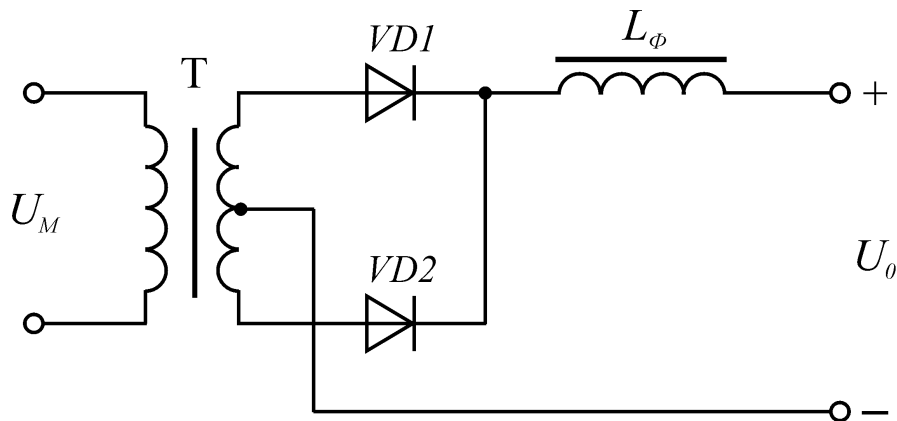


Рисунок 3.1 – Двопівперіодний випрямляч з індуктивним фільтром

Для вибору типу діодів визначимо:

- середнє значення прямого струму

$$I_{\text{пр.сєр}} = 0,5I_0,$$

$$I_{\text{пр.сєр}} = 0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ (А)};$$

- імпульсний прямий струм

–

$$I_{\text{пр.і}} = I_0 = 1 \text{ (А)},$$

- амплітуду зворотної напруги

$$U_{зв} = 1,2\pi U_0,$$

$$U_{зв} = 1,2 \cdot 3,14 \cdot 7,8 = 29,4 \text{ (В)}.$$

На основі проведених розрахунків вибираємо діоди КД204Б з такими параметрами

$$I_{пр.сер} = 0,6 \text{ (А)}; \quad I_{пр.і} = 1,2 \text{ (А)}; \quad U_{зв} = 200 \text{ (В)}.$$

Опір обмотки трансформатора, приведений до фази вторинної обмотки, визначимо за наближеною формулою

$$r_T = k_T \frac{U_0}{I_0 f_M B_M} \sqrt[4]{\frac{S f_M B_M}{U_0 I_0}},$$

де: $k_T = 7$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча;

S – кількість стержнів трансформатора, що несуть обмотки;

B_M – магнітна індукція в магнітопроводі трансформатора.

Для трансформаторів стержньового (П-подібного) типу $S = 2$, $B_M = 1,6$ (Тл). Тоді

$$r_T = 7 \frac{7,8}{1 \cdot 50 \cdot 1,6} \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1,6}{7,8 \cdot 1}} = 1,45 \text{ (Ом)}.$$

Якщо трансформатор має додаткові обмотки, то опір

$$r_T' = 0,5 r_T \left(1 + \frac{P_2}{P_T} \right) = 0,5 r_T \left(1 + \frac{1,57 P_0}{1,34 P_0} \right) = 1,085 r_T = 1,58 \text{ (Ом)},$$

де P_2 та P_T – відповідно потужність вторинної обмотки та габаритна потужність трансформатора.

Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, приведену до фази вторинної обмотки, визначають за наближеною формулою

$$L_S = k_L \frac{S U_0}{I_0 f_M B_M} \sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{S f_M B_M}},$$

$$L_S = 4,3 \cdot 10^{-3} \frac{2 \cdot 7,8}{1 \cdot 50 \cdot 1,6} \sqrt[4]{\frac{7,8 \cdot 1}{5 \cdot 50 \cdot 1,6}} = 0,394 \text{ (мГн)},$$

де $k_L = 4,3 \cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча.

Спад напруги на активному ΔU_r та реактивному ΔU_X опорах трансформатора визначаються такими співвідношеннями

$$\Delta U_r = I_0 r_T,$$

$$\Delta U_r = 1 \cdot 1,45 = 1,45 \text{ (В)},$$

$$\Delta U_X = 2 I_0 f_M L_S,$$

$$\Delta U_X = 2 \cdot 1 \cdot 50 \cdot 0,394 \cdot 10^{-3} = 0,0394 \text{ (В)}.$$

Спад напруги на діодах випрямляча схеми $U_{\text{пр.сх}} = U_{\text{пр}} = 1,4 \text{ (В)}$.

Орієнтовне значення спаду напруги на дроселі ΔU_L в залежності від випрямленої потужності вибирають в межах $(0,14 \div 0,2) U_0$, тоді

$$U_L = (0,14 \div 0,2) U_0,$$

$$U_L = 0,16 \cdot 7,8 = 1,248 \text{ (В)}.$$

Випрямлена напруга при холостому ході визначається співвідношенням

$$U_{0X} = U_0 + \Delta U_r + \Delta U_X + U_{\text{пр.сх}} + \Delta U_L,$$

$$U_{0X} = 7,8 + 1,45 + 0,0394 + 1,4 + 1,248 = 11,94 \text{ (В)}.$$

Уточнюємо амплітуду зворотної напруги на діоді

$$U_{зв} = 3,14 U_{0X},$$

$$U_{зв} = 3,14 \cdot 11,94 = 37,5 \text{ (В)}.$$

Таким чином, розрахована напруга є меншою максимально припустимої зворотної напруги діода (220 В), тобто діод вибрано вірно.

Фазну ЕРС вторинної обмотки трансформатора визначимо за формулою

$$E_2 = 1,11 \cdot U_{0X},$$

$$E_2 = 1,1 \cdot 11,94 = 13,25 \text{ (В)}.$$

Визначимо миттєве значення струму через діод

$$I_2 = I_{д,пр} = 0,71 I_0,$$

$$I_2 = 0,71 \cdot 1 = 0,71 \text{ (А)}.$$

Далі визначимо мінімальне припустиме значення індуктивності дроселя фільтра за формулою

$$L_{\Phi, \min} = \frac{2U_{0X}}{(m^2 - 1)\pi f_M I_0},$$

$$L_{\Phi, \min} = \frac{2 \cdot 11,94}{(2^2 - 1) \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 1} = 25,3 \text{ (мГн)}.$$

Зовнішня характеристика випрямляча (рис.3.2) є прямою лінією та будується за двома точками

$$1) U_0 = U_{0X} = 11,94 \text{ (В)}; I_0 = 0,$$

$$2) U_0 = 7,8 \text{ (В)}; I_0 = 1 \text{ (А)}.$$

Потужність, що виділяється на діоді, визначається співвідношенням

$$P_{\text{пр.сер}} = 0,5 I_{\text{пр.сер}} U_{\text{пр.сер}} \left(1 + \frac{U_{\text{пр}}}{U_{\text{пр.сер}}} \right),$$

$$P_{\text{пр.сер}} = 0,5 \cdot 0,6 \cdot 1,4 \left(1 + \frac{0,5}{1,4} \right) = 0,57 \text{ (Вт)}.$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора визначається співвідношенням

$$n \approx \frac{E_2}{U_M},$$

$$n \approx \frac{13,25}{220} = 0,06.$$

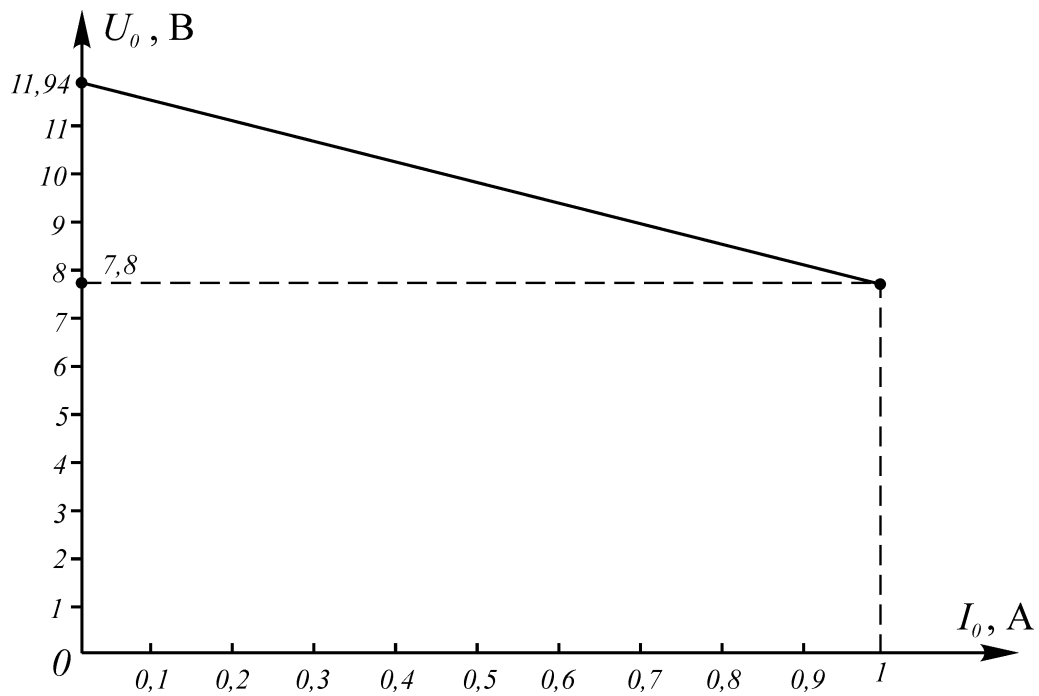


Рисунок 3.2 – Зовнішня характеристика випрямляча

Миттєве значення струму первинної обмотки

$$I_1 = nI_0,$$

$$I_1 = 0,06 \cdot 1 = 0,06 \text{ (A)}.$$

Значення габаритної потужності двообмоточного трансформатора визначають за співвідношенням

$$P_T = 1,34P_0 = 1,34U_0I_0,$$

$$P_T = 1,34 \cdot 7,8 \cdot 1 = 10,452 \text{ (Вт)}.$$

Значення коефіцієнта пульсації випрямленої напруги за першою гармонікою $k_{\text{ПЮ}1}$ на вході згладжувального LC – фільтра (до дроселя) дорівнює 67%.

3.6 Електричний розрахунок згладжувального фільтра

Розрахуємо Г-подібний згладжувальний LC-фільтр (рис.3.3) з такими вихідними даними:

- коефіцієнт пульсацій на вході $k_{\text{П.ВХ}} = 67\%$;
- амплітуда пульсації вихідної напруги $U_{\text{П.ВИХ}} = 0,2 \text{ В}$;
- максимальне значення випрямленої напруги $U_0 = 7,8 \text{ В}$;
- максимальне значення випрямленого струму $I_0 = 1 \text{ А}$.

Спочатку визначимо еквівалентний опір навантаження

$$R_H = \frac{U_0}{I_0},$$

$$R_H = \frac{7,8}{1} = 7,8 \text{ (Ом)}.$$

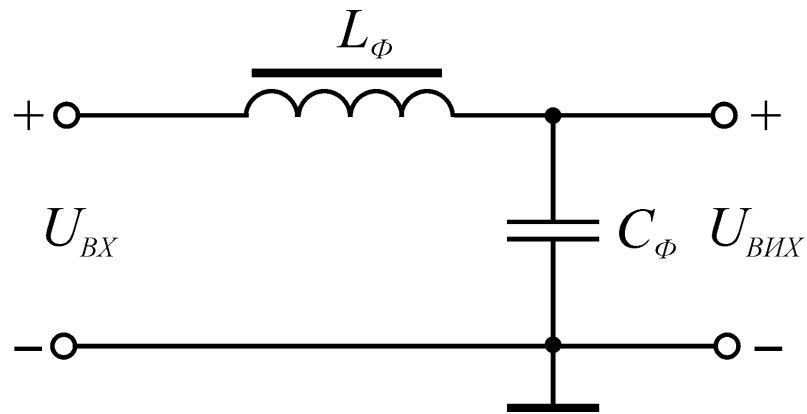


Рисунок 3.3 – Г-подібний згладжувальний LC-фільтр

Далі визначимо коефіцієнт пульсацій вихідної напруги

$$k_{\text{п.вих}} = \frac{U_{\text{п.вих}}}{U_0},$$

$$k_{\text{п.вих}} = \frac{0,2}{7,8} = 0,0256 = 2,56\%.$$

В цьому випадку коефіцієнт згладжування фільтра

$$q = \frac{k_{\text{п.вх}}}{k_{\text{п.вих}}},$$

$$q = \frac{67}{2,56} = 26,2.$$

Після цього визначимо значення добутку $L_{\phi}C_{\phi}$ для Г-подібного фільтра за формулою

$$L_{\phi}C_{\phi} = \frac{2,5 \cdot 10^4 (26,2 + 1)}{2^2 \cdot 50^2} = 68.$$

Ємність фільтра виберемо за умови забезпечення згладжувальної дії фільтра

$$C_{\phi} \gg \frac{1}{2\pi f_M m R_H},$$

$$C_{\Phi} \gg \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 2 \cdot 7,8} = 204 \text{ (мкФ)}.$$

Для подальших розрахунків приймаємо

C_{Φ} К50-16 16В 680 мкФ – 20% + 80%.

Знаходимо індуктивність дроселя фільтра L_{Φ}

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

$$L_{\Phi} = \frac{68}{680} = 0,1 \text{ (Гн)}.$$

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

$$X_{L_{\Phi}} = m \omega_M L_{\Phi} = 2 \pi m f_M L_{\Phi};$$

$$X_{L_{\Phi}} = 2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 0,3 = 188,5 \text{ (Ом)}.$$

Тому що виконується необхідна умова $X_{L_{\Phi}} \gg R_H$, тобто $188,5 \text{ Ом} \gg \gg 7,8 \text{ Ом}$, то розрахунок згладжувального фільтра LC-типу проведено вірно.

Таким чином, в результаті проведеного електричного розрахунку каскадів вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку обчислено та вибрано номінали більшості елементів електричної принципової схеми пристрою.

Схема електрична принципова пристрою наведена в Додатку В. Перелік елементів наведений в Додатку Л.

4 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ

4.1 Вибір типу плати

По конструкції друковані плати з жорсткою та гнучкою основою поділяються на такі типи: односторонні, двосторонні та багатошарові. При виборі типу друкованої плати для конструкції, що розробляється, необхідно врахувати їх техніко-економічні показники.

Односторонні друковані плати характеризуються:

- можливістю забезпечення підвищених вимог до точності виконання провідного рисунку;
- встановлення навісних елементів на поверхні плати, яка є протилежною стороні пайки, без додаткової ізоляції;
- можливістю використання перемичок з провідного металу;
- низькою собівартістю конструкції.

Процес виготовлення плати в значній мірі механізований.

Двосторонні друковані плати характеризуються:

- кращими комутаційними властивостями;
- підвищеною міцністю з'єднання виводу навісного елемента з провідним рисунком плати;
- відносно невисокою вартістю конструкції.

Багатошарові друковані плати характеризуються:

- високими комутаційними властивостями;
- існуванням міжшарових з'єднань.

Обов'язково існують контактні площадки на всіх провідних шарах. Вартість конструкції значно вища через використання в значній мірі праці людини.

Конструкція та компоновка пристрою вибрана такою, що всі каскади передавача виконано на одній платі, а всі каскади приймача виконано на другій.

Обидві друковані плати будуть односторонніми, оскільки при розробці подібних пристроїв їх габарити мають бути якнайменшими.

Конструктивний розрахунок буде проводитись для друкованої плати передавача вимірювача.

4.2 Вибір і обґрунтування класу точності

За точністю виконання елементів конструкції друковані плати діляться на чотири класи точності. Клас точності вказують на кресленні друкованої плати.

Під елементами конструкції друкованої плати розуміються елементи провідного рисунку.

Друковані плати 1-го та 2-го класів точності найбільш прості у виконанні. Друковані плати 1-го та більше класів точності потребують високоякісних матеріалів, інструментів та обладнання, але мають високу роздільну здатність. Двосторонні плати виготовляються комбінованим методом. Цей метод дозволяє отримати другий клас точності, тому далі при розрахунках будуть використовуватись всі параметри, які відповідають цьому класові.

Вихідні дані для розрахунку:

- метод виготовлення плати: комбінований;
- метод отримання малюнка: фотохімічний;
- мінімальна відстань між монтажними отворами: 1,25 мм;
- діаметр неметалізованого монтажного отвору: 0,8 мм;
- крок координатної сітки: 1,25 мм;
- форма контактної площадки: кругла;
- щільність друкованого монтажу: другий клас;
- фоторезист: сухий, плівковий;
- максимальний струм через провідник: 0,15 А.

4.3 Вибір матеріалу друкованої плати

Матеріал для друкованої плати вибирають відповідно до ГОСТ 10316-78 та ГОСТ 23751-79 виходячи з поставлених технічних вимог.

В якості матеріалу друкованої плати розроблюваного пристрою використовується односторонній фольгований склотекстоліт, тому що плата одностороння. Марка склотекстоліту СФ–1,5–35. Товщина фольги 35 мкм. Товщина матеріалу з фольгою 1,5 мм. Плата має високу щільність рисунку, тому для запобігання відшарування доріжок використовується склотекстоліт, у якого міцність зчеплення фольги з основою вища, ніж у гетинаксу. Міцність зчеплення для обраної марки склотекстоліту складає 300 гс/мм³. Гетинакс поступається склотекстоліту як за фізико-хімічним, так і за електричним властивостям.

4.4 Розрахунок діаметру контактних площадок

Мінімальний діаметр контактних площадок визначається за умови зберігання її цілісності при просвердлюванні дірок. Розрахунок проводиться за формулою

$$D_{\min} = D'_{\min} + 1,5 \cdot a,$$

де: a – товщина фольги друкованої плати;

D'_{\min} – мінімальний ефективний діаметр площадки, що визначається за формулою

$$D'_{\min} = 2 \cdot (b + d_{\max}/2 + d_{\text{отв}} + d_{\text{к.п.}}),$$

де b – гарантний пояс друкованої плати;

d_{\max} – максимальний діаметр просвердленого отвору.

Мінімальне номінальне значення для другого класу точності друкованих плат $b = 0,2$ мм.

Для металізованих отворів діаметром до 1 мм допустима похибка розміру отвору складає $\Delta d = 0,05$ мм. Тоді при величині отвору $d = 0,2$ мм отримуємо

$$d_{\max} = d + \Delta d = 0,2 + 0,05 = 0,25 \text{ (мм)},$$

де $d_{\text{отв}}$ – похибка положення отворів на друкованій платі;

$d_{\text{отв.min}}$ – для плат з розміром сторони до 180...360 мм складає не більше 0,2 мм (приймаємо $d_{\text{отв}} = 0,1$ мм);

$d_{\text{к.п.}}$ – похибка положення контактної площадки на платі; значення $d_{\text{к.п.}}$ не має перевищувати 0,3 мм (приймаємо $d_{\text{к.п.}} = 0,15$ мм).

$$D'_{\min} = 2 \cdot (0,2 + 0,25/2 + 0,1 + 0,15) = 1,85 \text{ (мм)},$$

$$D_{\min} = 1,85 + 1,5 \cdot 0,05 = 1,93 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо діаметр контактної площадки $D = 2,0$ мм.

4.5 Розрахунок ширини провідників

Мінімальна ширина провідників визначається за умови зберігання достатнього зчеплення провідника з діелектриком, в залежності від адгезійного матеріалу та гальваностійкості фольги.

$$T_{\min} = t'_{\min} + 1,5 \cdot a,$$

де t'_{\min} – мінімальна ефективна ширина провідника.

Для плат другого класу точності

$$t'_{\min} = 0,45 \text{ (мм)},$$

тоді

$$T_{\min} = 0,45 + 1,5 \cdot 0,15 = 0,675 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо ширину живлячих та спільних провідників рівною $t_2 = 2,5$ мм, а ширину інших $t_1 = 1$ мм. При навантаженнях відповідної щільності струму $g = 30$ А/мм² провідники плат, виготовлені за комбінованим методом, не нагріваються до температури вище $25,5^\circ\text{C}$, якщо температура навколишнього середовища $(20\dots25)^\circ\text{C}$. Допустимий струм, що протікає через провідники друкованої плати, визначається як

$$I_0 = g \cdot t \cdot a.$$

Розрахуємо допустимі струми для вибраних товщини та ширини печатних провідників

$$a = 0,05 \text{ мм}, \quad t_1 = 1 \text{ мм}, \quad t_2 = 2,5 \text{ мм}.$$

$$I_1 = 30 \cdot 1 \cdot 0,05 = 1,5 \text{ (А)}.$$

$$I_2 = 30 \cdot 2,5 \cdot 0,05 = 4,7 \text{ (А)}.$$

Найбільший струм, який протікає по провідникам t_1 , приблизно дорівнює 10 мА, що значно менше допустимого значення 1,5 А. Найбільший струм, що протікає по провідникам, складає 150 мА, що також не перевищує допустимого значення 4,7 А. Отже, при вибраних значеннях провідників їх перегрів спостерігатись не буде. Це говорить про те, що ширина провідників вибрана вірно.

4.6 Розрахунок мінімальної відстані між провідниками та контактними площадками

Мінімальна відстань між провідниками і контактними площадками визначається за формулою

$$S'_{\min} = 1 - (D_{\max}/2 + 7 \cdot d_{\text{К.П}}) + (1/2 \cdot t_{\max} + \Delta t),$$

де: l – відстань між центрами контактних площадок;

D_{\max} – максимальні розміри контактних площадок

$$D_{\max} = D + \Delta D;$$

ΔD – похибка виготовлення контактної площадки; для другого класу точності $\Delta D = 0,2$ мм.

Тоді

$$D_{\max} = 2 + 0,2 = 2,2 \text{ (мм)},$$

t_{\max} – максимальна ширина провідника

$$t_{\max} = t + \Delta t,$$

де Δt – допуск на виготовлення друкованого провідника; для двосторонніх друкованих плат другого класу точності $\Delta t = 0,15$ мм, тоді

$$t_{\max} = 1 + 0,15 = 1,15 \text{ (мм)}.$$

В результаті проведених розрахунків

$$S'_{\min} = 2,5 - (2,2/2 + 0,15) + (1,15/2 + 0,1) = 0,575 \text{ (мм)}.$$

Мінімальна відстань між двома контактними площадками складає

$$S''_{\min} = 2 \cdot l - D_{\max} + 2 d_{\text{к.п}},$$

$$S''_{\min} = 2 \cdot 2,5 - 2,2 + 2 \cdot 0,15 = 2,5 \text{ (мм)}.$$

Мінімальна відстань між двома провідниками S'''_{\min} складає

$$S'''_{\min} = 2 \cdot l - (t + 2 \cdot \Delta t + d_{\text{к.п}} \cdot 2),$$

$$S'''_{\min} = 2 \cdot 2,5 - (0,1 + 2 \cdot 0,15 + 2 \cdot 0,1) = 4,4 \text{ (мм)}.$$

Найменша з розрахованих відстаней між двома елементами рисунку плати складає 0,575 мм. Для такої відстані допустима робоча напруга, обме-

жена електричним пробоем, складає приблизно 360 В. В розробленій схемі максимальна робоча напруга складає 15 В. Отже, для заданої робочої напруги та конструкції плати електричний пробій між двома провідниками виключається.

4.7 Аналіз надійності за раптовими відмовами

Надійністю називають властивість пристрою виконувати задані функції, які визначаються безвідмовою в роботі і ремонтпридатності. Під безвідмовною роботою розуміють властивість пристрою безперервно зберігати працездатність в заданих умовах протягом заданого інтервалу часу (напрацювання).

Відмови поділяються на раптові та поступові. Перші виникають в результаті миттєвої зміни параметрів пристрою. Поступові відмови характеризуються поступовими змінами параметрів.

Під ймовірністю безвідмовної роботи елемента $P(t)$ або системи $P_C(t)$ розуміють ймовірність того, що в межах заданого часу напрацювання T при певних умовах експлуатації не відбудеться жодної відмови

$$P(t) = P(t) \geq T,$$

де T – час від початку роботи до першої відмови.

Ймовірність відмови пристрою $q(t)$ – це ймовірність того, що відмова при певних умовах експлуатації відбудеться через час, менший заданої нароби.

Якщо функція $q(t)$ диференційована, то щільність розподілення напрацювання пристрою до відмови

$$w(t) = \frac{dq(t)}{d_q(t)} = \frac{dP(t)}{d_q(t)}.$$

Інтенсивність відмови $L(t)$ – умовна щільність ймовірності виникнення відмови.

Середній час напрацювання на відмову

$$T_{cp} = t \int_0^{1t} tw(t)dt.$$

Таким чином, вираз для ймовірності безвідмовної роботи $P(t)$

$$P(t) = e^{-L(t)t}.$$

При експоненціальному законі час нароби на відмову визначається як

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda_0}.$$

При визначенні надійності системи через відомі показники надійності її елементів вводять два припущення: відмова елементів статично незалежна; відмова будь-якого елемента призводить до відмови системи. Таку систему в теорії ймовірності називають послідовною. При цьому можна використовувати теорему множення ймовірностей

$$P_{cp} = \sum_{i=1}^n P_i(t),$$

де $P_i(t)$ – ймовірність безвідмовної роботи i -го елемента;

n – кількість комплектуючих елементів.

При експоненціальному законі ймовірність безвідмовної роботи елемента $P_c(t)$ дорівнює

$$P_{cp} = \sum_{j=1}^m e^{-\lambda_j(t) \cdot m_j \cdot t},$$

де λ_j – інтенсивність відмови j -ої групи;

N_j – кількість елементів j -ої групи;

m – кількість груп рівнонадійних елементів.

За отриманою формулою виконується наближений розрахунок надійності. При уточнюючому розрахунку, як правило, враховують вплив умов експлуатації, температури, електричного режиму. Розрахунок проводять при врахуванні коефіцієнта a_j , при цьому

$$\lambda_j = \lambda_{0j} \cdot j.$$

Значення поправочного коефіцієнта a_j в залежності від температури і коефіцієнта навантаження наведені у відповідних таблицях довідникової літератури.

Креслення друкованої плати пристрою наведене в Додатку Д.

Складальне креслення наведене в Додатку Е.

Специфікація наведена в Додатку М.

5 МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ ПРИСТРОЮ НА ЕОМ

Для моделювання вибираємо генератор гармонічних коливань та узгоджувальний підсилювач.

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 англійською мовою.

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.

В схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 існують також й інші режими аналізу схем, які ми не використовували в даному дипломному проєкті.

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, натискаємо 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 "OK".

Набрана у схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 схема генератора гармонічних коливань має вигляд, наведений на рис.5.1.

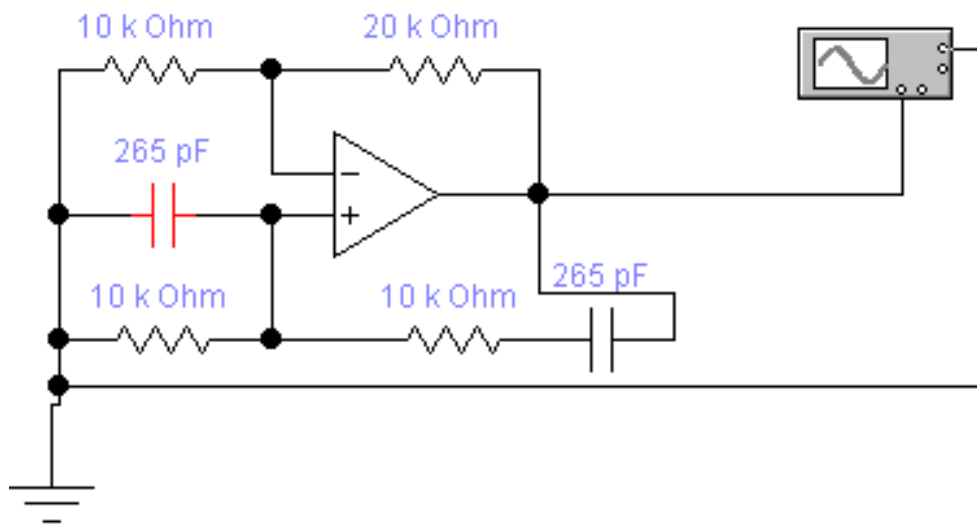


Рисунок 5.1 – Модель генератора гармонічних коливань в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

Після того, як введено електричну схему, проведемо її дослідження, зокрема, знайдемо часові діаграми роботи генератора. 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 використовувати для аналізу осцилограф.

Дослідження будемо здійснювати для різних значень номіналів змінних конденсаторів схеми генератора гармонічних коливань.

Після вибору потрібного аналізу на екрані з'являється меню, в якому ми можемо ввести необхідні параметри згідно технічного завдання, вказавши при цьому номери 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 змінних конденсаторів схеми генератора наведені на рис.5.2 та рис.5.3.

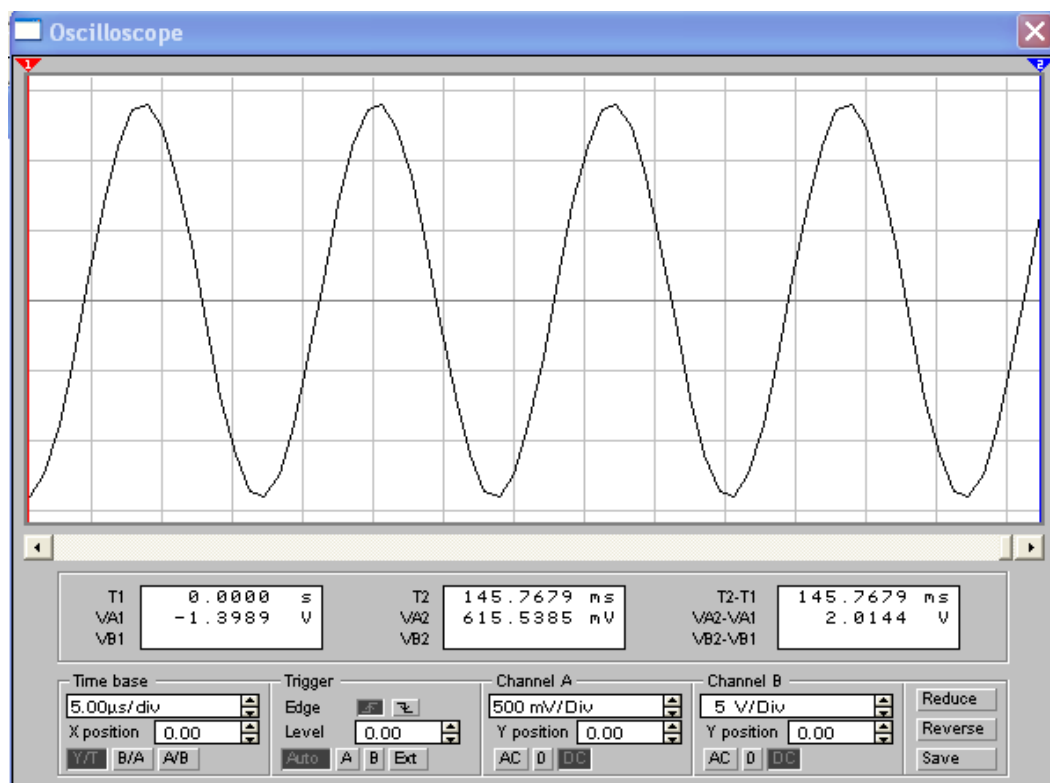


Рисунок 5.2 – Часова діаграма роботи генератора гармонічних коливань при $C_1 = C_2 = 265$ пФ (частота генерації 60 кГц)

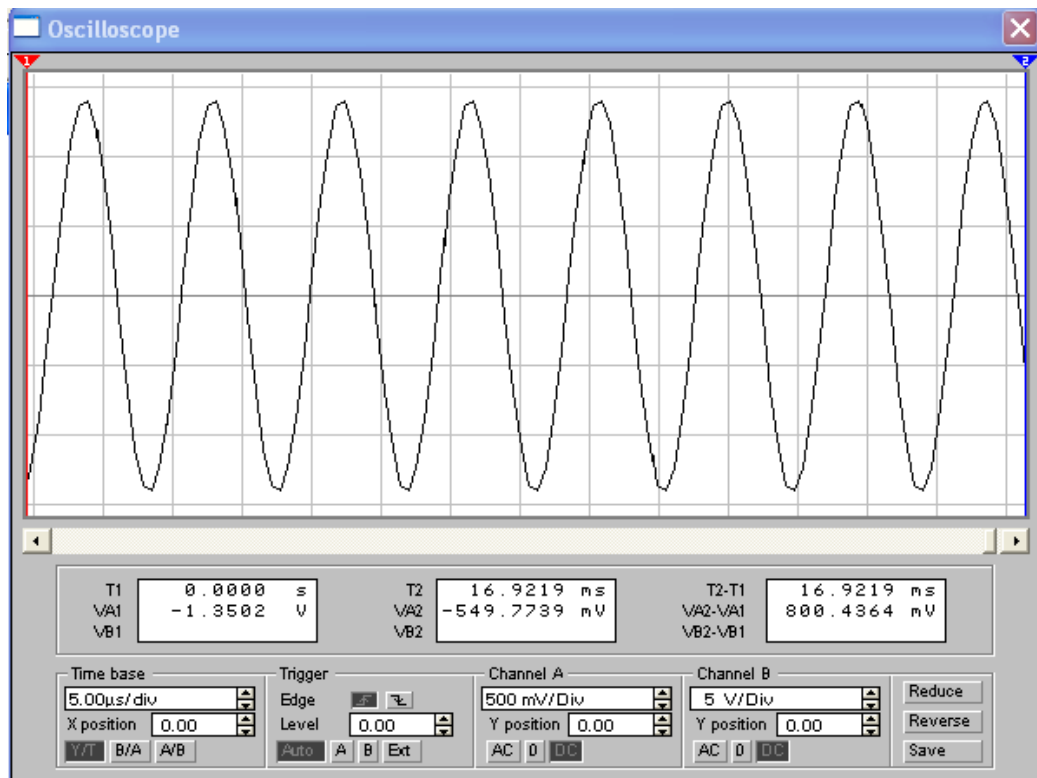


Рисунок 5.3 – Часова діаграма роботи генератора гармонічних коливань при $C_1 = C_2 = 147$ пФ (частота генерації 108 кГц)

Далі проведемо моделювання на ЕОМ узгоджувального підсилювача. Набрана у схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 схема підсилювача має вигляд, наведений на рис.5.4.

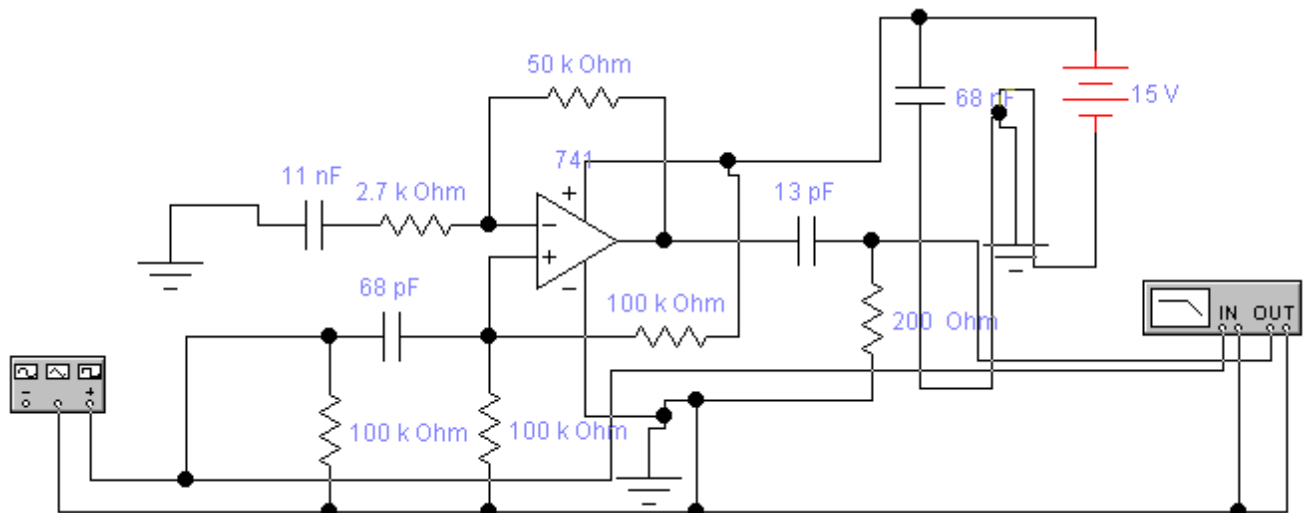


Рисунок 5.4 – Модель узгоджувального підсилювача в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

Після того, як введено електричну схему, проведемо її дослідження, зокрема, знайдемо амплітудно – частотні характеристики підсилювача. Для цього в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 потрібно навести мишею на пункт в основному меню “Analysis” і натиснути ліву кнопку “миші”. Після цього вибрати потрібний нам аналіз схеми, а саме використовувати для аналізу аналізатор частотних характеристик.

Дослідження будемо здійснювати для різних значень номіналів опору навантаження схеми підсилювача.

Після вибору потрібного аналізу на екрані з’являється меню, в якому ми можемо ввести необхідні параметри згідно технічного завдання, вказавши при цьому номери 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 опору навантаження схеми підсилювача наведені на рис.5.5 та рис.5.6.

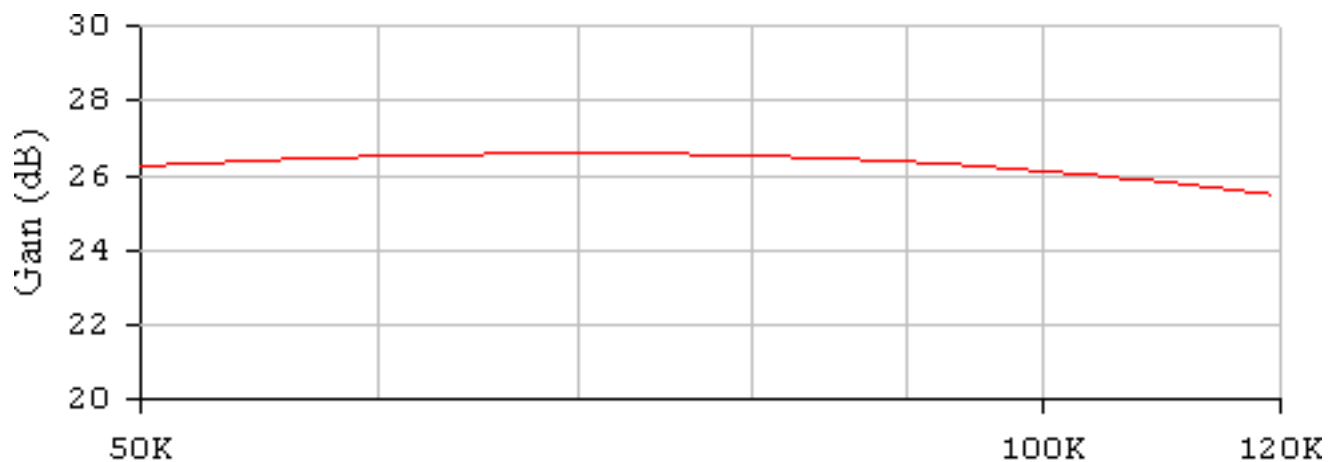


Рисунок 5.5 – АЧХ підсилювача при $R_H = 200 \text{ Ом}$

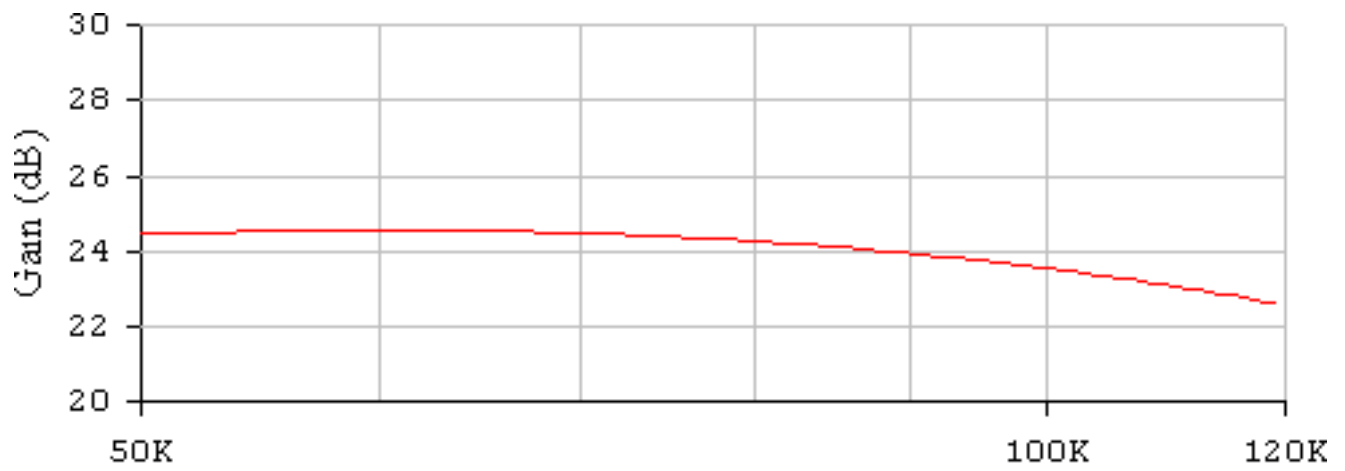


Рисунок 5.6 – АЧХ підсилювача при $R_H = 100 \text{ Ом}$

Таким чином, проведене моделювання частотних і часових характеристик розрахованих каскадів підтвердило вірність проведених розрахунків.

Результати моделювання каскадів пристрою наведені в Додатку Ж.

6 РОЗДІЛ ЕКОНОМІКИ

Радіохвильові методи та засоби для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку

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
Час вимірювання	мс	2	1	2
Власна частотна нерівномірність ГЧЗ	мкс	±20	±15	1,33
Споживана потужність	ВА	20	> 10	2
Маса	кг	9	> 3	3
Ціна	грн.	8000	5000	0,63

6.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов'язана з дослідженням радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку. Виходячи з відповідних вимог НТП, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР 2 роки і менше (+2), при чому технічні показники результатів плануються на рівні кращих світових зразків (0); наявність можливості отримання авторських свідоцтв на винахід - частковій можливості (0); 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	+2
	3 роки	+1
	4 роки	0
	5-6 років	-1
	7 років і більше	-2
Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків	+2
	На рівні кращих світових зразків	0
	Нижче рівня кращих світових зразків	-2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв	+2
	Часткові можливості	0
	Можливості немає	-1
Строк окупності витрат	2 роки і менше	+3
	3-4 роки	+2
	5 років	0
	6-7 років	-1
	8 років і більше	-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 ($+2+0+0+3=+6$), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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 висновки 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. [29]

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

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри- терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
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 витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні дорогі 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 років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	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 експертами:		
1	2	2	3
2	3	3	4
3	3	2	3
4	4	4	3
5	3	3	2
6	3	4	2
7	3	2	4
8	4	4	3
9	3	3	3
10	1	2	1
11	2	3	4
12	3	3	3
Сума балів	34	35	35
Середньоарифметична сума балів <u>СБ</u>	34,7		

За даними таблиці 6.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 6.6. [29]

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	Ниже середнього
21 - 30	Середній
31 - 40	Вище середнього
41 - 48	Високий

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 34,7 бала, 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 засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розраховуємо за формулою [30]

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

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

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (6.2)$$

де I_{ni} 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

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (6.3)$$

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	0,1
Час вимірювання	мс	2	1	2	0,2
Власна частотна нерівномірність ГЧЗ	мкс	±20	±15	1,33	0,25
Споживана потужність	ВА	20	> 10	2	0,3
Маса	кг	9	> 3	3	0,15

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 2*0,1+2*0,2+1,33*0,25+2*0,3+3*0,15 = 1,98.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, проєктований компонент переважає існуючі аналоги приблизно в 1,98 рази.

6.1.3 Прогнозування витрат на виконання НДДКР

Для детального обґрунтування доцільності проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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 [29].

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 проєкту	11324,00	514,73	25	12868,18
2. Ст. науковий співробітник	9385,00	426,59	21	8958,41
3. Інженер-метролог систем телефонії	8730,00	396,82	8	3174,55
4. Інженер-конструктор радіоелектронних систем	8250,00	375,00	17	6375,00
5. Технік 1-ї категор.	6450,00	293,18	9	2638,64
Разом				34014,77

Витрати на основну заробітну плату працівників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для досліджень, підготовку та формування інформаційних пакетів, підготовку та монтаж обладнання та макетів для НДДКР складе в межах 2500,00 грн.

Додаткова заробітна плата дослідників складе приблизно 4000,00 грн.
Нарахування на заробітну плату дослідників складуть приблизно 9000,00 грн.

Таблиця 6.9 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість ви- траченого ма- теріалу, грн.
Папір для нотаток	уп.	65,00	4	260,00
Диск оптичний	шт.	11,80	4	47,20
Канцелярські товари	компл.	184,00	5	920,00
Папір креслярський	шт	43,00	15	645,00
Картридж змінний HP15	шт	985,00	2	1970,00
FLASH-пам'ять 16 Gb	шт	320,00	1	320,00
<i>Матеріали виготовлення макету</i>				
Флюс ФКСН	кг	380,00	0,05	19,00
Припій ПОС-61	кг	690,00	0,18	124,20
Спирт	кг	136,00	0,06	8,16
Дріт монтажний	кг	164,00	0,11	18,04
Бензосуміш	кг	42,00	0,08	3,36
Лак	кг	130,00	0,065	8,45
Всього				4343,41

Таблиця 6.10 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Резистори			
С2-29 0,125 ± 10%	48	2,10	100,80
СПЗ-16 0,125 ± 10%	2	15,00	30,00
Конденсатори			
К50-36 ± 20%	4	11,30	45,20
К73-9 ± 10%	18	7,50	135,00

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

К77-1 ± 4%	5	9,00	45,00
К21-8 ± 10%	8	15,00	120,00
Котушки			
Д45	2	3,00	6,00
Діоди			
КД 206В	2	10,80	21,60
КД 133А	4	3,50	14,00
КД 204В	5	6,00	30,00
Комутаційні пристрої			
ТВ1-4	3	3,00	9,00
Транзистори			
КП303Г	2	17,20	34,40
КТ368Б	1	24,80	24,80
Трансформатори			
ТВТ3	1	75,50	75,50
Мікросхеми			
К1401 УД1	6	37,70	226,20
К561 ЛА7	2	60,00	120,00
К531 ЛП5	1	60,00	60,00
К531 ЛП1	1	75,00	75,00
К561 ІЕ8	2	60,00	120,00
К597 СА1	2	30,00	60,00
К555 ІЕ8	4	24,00	96,00
Роз'єми			
РП 13-35	1	35,00	35,00
Всього			1483,50

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
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	28640,00	5	1	477,33
Метрологічний комплекс МСХ13-А54	23800,00	5	1	396,67
Програмне забезпечення	12430,00	3	1	345,28
Місце оператора спеціалізоване	6200,00	5	1	103,33
Офісна оргтехніка	15350,00	4	1	319,79
Дослідницька лабораторія	245000,00	25	1	816,67
Всього				2459,07

Таблиця 6.12 – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	172	0,72	0,85	306,32
Метрологічний комплекс МСХ13-А54	82	0,236	0,85	47,87
Місце оператора спеціалізоване	172	0,32	0,85	136,14
Офісна оргтехніка	120	0,5	0,85	148,41
Всього				638,74

Інші витрати складуть в межах 92000,00 (грн.)

Загальні витрати на проведення досліджень стосовно дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку

$$B = 34014,77 + 2500,00 + 4000,00 + 9000,00 + 4343,41 + 1483,50 + 2459,07 + 638,74 + 92000,00 = 150439,49 \text{ (грн.)}$$

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 [30]

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (6.4)$$

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

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, $T_c = 1 \dots 3$;

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

$$K_p = 2^3 * 3 * 3 / (150,4 * 1/12) = 5,74.$$

Оскільки $K_p > 1$, тому науково-дослідну роботу з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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 34,7 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). До того ж комплексний показник рівня НДДКР ($K_p > 1$) свідчить про те, що науково-дослідну роботу з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку можна вважати економічно доцільною з достатньо високим науковим, технічним та економічним рівнем. Також рівень якості проектного компоненту в порівнянні з аналогами вищий в 1,98 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 засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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

дження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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 [29]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (6.5)$$

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

T_p – число робочих днів в місяці, 22 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 посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	11324,00	514,73	25	12868,18
2. Ст. науковий співробітник	9385,00	426,59	21	8958,41
3. Інженер-метролог систем телефонії	8730,00	396,82	8	3174,55
4. Інженер-конструктор радіоелектронних систем	8250,00	375,00	17	6375,00
5. Технік 1-ї категор.	6450,00	293,18	9	2638,64
Разом				34014,77

Витрати на основну заробітну плату працівників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній 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 [29]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (6.6)$$

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

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

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

C_i визначається за формулою [29]

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (6.7)$$

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

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p - число робочих днів в місяці, $T_p = 22$ дн.;

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

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 6.14

Таблиця 6.14 – Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудо- міст- кість, нормо- годин	Розряд роботи	Тариф- ний кое- фіцієнт	Погодин- на тари- фна став- ка, грн.	Величина оплати, грн.
1. Встановлення допомі- жного обладнання	24,0	2	1,1	24,03	576,71
2. Інсталяція програмного забезпечення	6,0	4	1,35	29,49	176,95
3. Встановлення модулів зв'язку	15,0	3	1,2	26,21	393,21
4. Монтаж імітаторів сис- тем багатоканального зв'я- зку	18,0	4	1,35	29,49	530,84
5. Формування бази даних результатів вимірювань	24,0	3	1,2	26,21	629,14
6. Підготовка приміщення	12,0	2	1,1	24,03	288,36
Разом					2595,21

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДДКР розраховується як 11% від основної заробітної плати розробників та працівників

$$З_д = З_о \cdot 11 / 100\% , \quad (6.8)$$

$$З_д = (34014,77 + 2595,21) \cdot 11 / 100 \% = 4027,10 \text{ (грн.)}.$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

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

$$Н_з = (З_о + З_д) \cdot 22\% / 100\% , \quad (6.9)$$

$$H_3 = (34014,77 + 2595,21 + 4027,10) \cdot 22\% / 100\% = 8940,16 \text{ (грн.)}$$

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 [29]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (6.10)$$

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

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

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

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 для нотаток	уп.	65,00	4	260,00
Диск оптичний	шт.	11,80	4	47,20
Канцелярські товари	компл.	184,00	5	920,00
Папір креслярський	шт	43,00	15	645,00
Картридж змінний HP15	шт	985,00	2	1970,00
FLASH-пам'ять 16 Gb	шт	320,00	1	320,00
<i>Матеріали виготовлення макету</i>	шт			
Флюс ФКСН	кг	380,00	0,05	19,00

Продовження таблиці 6.15 – Витрати на основні матеріали

Припій ПОС-61	кг	690,00	0,18	124,20
Спирт	кг	136,00	0,06	8,16
Дріт монтажний	кг	164,00	0,11	18,04
Бензосуміш	кг	42,00	0,08	3,36
Лак	кг	130,00	0,065	8,45
Всього				4343,41

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 4343,41 \cdot 1,1 = 4777,75 \text{ грн.}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, розраховуються за формулою

$$H = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (6.11)$$

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

C_i - покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,10$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 6.16

Таблиця 6.16 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Резистори			
С2-29 0,125 ± 10%	48	2,10	100,80
СПЗ-16 0,125 ± 10%	2	15,00	30,00
Конденсатори			
К50-36 ± 20%	4	11,30	45,20
К73-9 ± 10%	18	7,50	135,00
К77-1 ± 4%	5	9,00	45,00

Продовження таблиці 6.16 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

К21-8 ± 10%	8	15,00	120,00
Котушки			
Д45	2	3,00	6,00
Діоди			
КД 206В	2	10,80	21,60
КД 133А	4	3,50	14,00
КД 204В	5	6,00	30,00
Комутаційні пристрої			
ТВ1-4	3	3,00	9,00
Транзистори			
КП303Г	2	17,20	34,40
КТ368Б	1	24,80	24,80
Трансформатори			
ТВТ3	1	75,50	75,50
Мікросхеми			
К1401 УД1	6	37,70	226,20
К561 ЛА7	2	60,00	120,00
К531 ЛП5	1	60,00	60,00
К531 ЛП1	1	75,00	75,00
К561 ІЕ8	2	60,00	120,00
К597 СА1	2	30,00	60,00
К555 ІЕ8	4	24,00	96,00
Роз'єми			
РП 13-35	1	35,00	35,00
Всього			1483,50

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 1483,50 \cdot 1,10 = 1631,85 \text{ (грн.)}$$

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_{об}}{T_{с}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (6.12)$$

де C_6 – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

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

$T_г$ – 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
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	28640,00	5	1	477,33
Метрологічний комплекс МСХ13-А54	23800,00	5	1	396,67
Програмне забезпечення	12430,00	3	1	345,28
Місце оператора спеціалізоване	6200,00	5	1	103,33
Офісна оргтехніка	15350,00	4	1	319,79
Дослідницька лабораторія	245000,00	25	1	816,67
Всього				2459,07

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [29]

$$V_e = V \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}, \quad (6.13)$$

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

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – 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
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	172	0,72	0,85	306,32
Метрологічний комплекс МСХ13-А54	82	0,236	0,85	47,87
Місце оператора спеціалізоване	172	0,32	0,85	136,14
Офісна оргтехніка	120	0,5	0,85	148,41
Всього				638,74

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

$$I = (34014,77 + 2595,21) * 250\% / 100\% = 91524,95 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

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

$$B = 34014,77 + 2595,21 + 4027,10 + 8940,16 + 4343,41 + 1631,85 + 2459,07 + 638,74 + 91524,95 = 150175,25 \text{ (грн.)}$$

6.2 1 Визначення коефіцієнта наукової значимості отриманих результатів науково-дослідної роботи

Коефіцієнт наукової значимості результатів проведеної НДР K_{3H} можна підрахувати за формулою

$$K_{3H} = \frac{\sum_1^3 b_i \cdot d_i}{\sum_1^3 b_{\max} \cdot d_i}, \quad (6.14)$$

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;

3 – 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
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 $d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,333$, $d_3 = 0,167$, $b_1 = 4$, $b_2 = 7$, $b_3 = 8$, $b_{\max} = 10$ у вираз оцінимо наукову значимість отриманих результатів

$$K_{ZH} = \frac{b_1 \cdot 0,5 + b_2 \cdot 0,333 + b_3 \cdot 0,167}{10 \cdot 0,5 + 10 \cdot 0,333 + 10 \cdot 0,167} = 0,5667.$$

6.2.2 Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР

Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР можна розрахувати за формулою

$$V = \frac{k_{TBI} \cdot 3_i}{\sum_1^n k_{TBI} \cdot 3_i}, \quad (6.15)$$

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;

Z_i - заробітна плата кожного виконавця НДР;

n - кількість всіх виконавців НДР

Таблиця 6.20 – Заробітна плата

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Коефіцієнт творчої участі
1. Керівник проекту	11324,00	3
2. Ст. науковий співробітник	9385,00	1,5
3. Інженер-метролог систем телефонії	8730,00	1,5
4. Дослідник (проектувальник)	8250,00	3
5. Технік 1-ї категор.	6450,00	1

Розраховуємо внесок дослідника:

$$V = (3 \cdot 8250,00) / (3 \cdot 11324,00 + 1,5 \cdot 9385,00 + 1,5 \cdot 8730,00 + 1 \cdot 6450,00) = 0,37.$$

Висновки до розділу

Загалом запланована науково-дослідна робота з проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 150175,25 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,57), що свідчить про доцільність проведення розробок та значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Забезпечення захисту працівників під час трудового процесу від небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що справляють негативний вплив на здоров'я, життя, а також працездатність людини, гарантування належних умов праці є важливими завданнями безпеки життєдіяльності у виробничому середовищі.

В цьому розділі проводиться розгляд шкідливих, небезпечних [31] та уражаючих для людини та оточуючого довкілля факторів, що утворюються при проведенні дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку. В ньому висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимого часу перебування в зоні дії ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

7.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

7.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Відповідно до [32] допустимі параметри мікроклімату у робочій зоні для теплового та холодного періодів року наведені у таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 – Допустимі показники мікроклімату в приміщенні

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

При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м^2 .

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони і підлягає систематичному контролю для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [34]

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 забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів мають відповідати [34] і приведені у таблиці 7.3.

Таблиця 7.3 – Кількість іонів у 1 см^3 повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

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

З метою встановлення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

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

Для забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються до кількісних та якісних параметрів освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, відповідно до [33] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – великий та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *г*.

Нормовані 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 при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, 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 вікна орієнтовані за азимутом 315°, то для таких обставин КЕО розраховується за формулою [33, 34]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (7.1)$$

де e_H – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N.6} = 1,5 \cdot 0,9 = 1,4 (\%);$$

$$e_{N.c} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8 (\%).$$

Для встановлення нормативних значень показників освітлення запропоновано:

1) за недостатнього природного освітлення у світлий час доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання штучного освітлення у темний час доби.

7.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого обладнання застосовується устаткування, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Визначено, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється вентиляторами блоку живлення ЕОМ і кулерами мікропроцесора, відеокарти.

З метою попередження травмування працівників від дії шуму він підлягає нормуванню. Основним нормативом стосовно виробничого шуму, діючим на території нашої країни, є [35], згідно з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у промислових приміщеннях не повинні бути більшими ніж значення, які приведені в таблиці 7.5.

Таблиця 7.5 – Допустимі рівні шуму і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з 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 – Нормовані рівні вібрації [36]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з 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 забезпечення нормованих параметрів шуму та вібрації в приміщенні передбачено:

- 1) періодичне змащування підшипників вентиляторів блоку живлення комп'ютера і 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 [44]

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	
$EH_{ГД}$, $(В/м)^2 \cdot год$	120000	40000	20000	7000	800	
$H_{ГД}$, А/м	75	57	50	–	3,0	–
$EH_{ГД}$, $(А/м)^2 \cdot год$	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту і досягнення нормативних рівнів випромінювань потрібно застосовувати екранні фільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

Визначимо допустимий час перебування в зоні дії електромагнітного випромінювання, якщо фактична напруженість електричного поля $E_{\phi} = 55$ В/м, а фактична напруженість магнітного поля $H_{\phi} = 14$ А/м.

Допустимий час перебування будемо визначати як найменший із допустимих часів перебування для джерел електричної та магнітної складових ЕМВ, відповідно

$$T = \min\{T_E, T_H\} \text{ [год]}, \quad (7.2)$$

де T_E – допустимий час в зоні дії джерела електричного поля, год;

T_H – допустимий час в зоні дії джерела магнітного поля, год.

Допустимий час перебування в зоні дії електричної та магнітної складових електромагнітного випромінювання визначається за формулою

$$T_E = \frac{EH_{E2\theta}}{E_{\phi}^2} \text{ [год]}, \quad (7.3)$$

$$T_H = \frac{EH_{Ez\delta}}{H_\phi^2} \text{ [год]}, \quad (7.4)$$

де $EH_{Ez\delta}$ – гранично допустиме енергетичне навантаження на організм протягом робочого дня, $(\text{В/м})^2 \cdot \text{год}$;

E_ϕ – фактична напруженість електричного поля, В/м;

$EH_{H\delta}$ – гранично допустиме енергетичне навантаження на організм протягом робочого дня, $(\text{А/м})^2 \cdot \text{год}$;

H_ϕ – фактична напруженість магнітного поля, А/м.

Для діапазону частот 0,06-3 МГц вибираємо $EH_{Ez\delta} = 20000 (\text{В/м})^2 \cdot \text{год}$;
 $EH_{H\delta} = 200 (\text{А/м})^2 \cdot \text{год}$.

Після підстановки відомих значень у формули (7.3, 7.4, 7.2), отримаємо

$$T_E = \frac{20000}{55^2} = 6,61 \text{ (год)};$$

$$T_H = \frac{200}{14^2} = 1,02041 \text{ (год)};$$

$$T = \min\{6,61; 1,02041\} = 1,02041 \text{ (год)}.$$

Таким чином, допустимий час перебування працівника в зоні дії електромагнітного випромінювання не повинен перевищувати 1,02041 год.

7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження

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

7.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розташування робочих місць, оснащених ЕОМ виконується у приміщеннях з однобічним розташуванням світлових отворів, які обов'язково повинні бути оснащені сонцезахисним засобами: шторами та жалюзями [37].

При розміщенні робочих місць у приміщеннях з джерелами шкідливих та небезпечних виробничих факторів, вони повинні розташовуватися в абсолютно відокремлених кабінетах з природним освітленням та організованою вентиляцією. Площа одного робочого місця повинна складати не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм – не менше як 20 м^3 , а висота – не менше $3,2 \text{ м}$ [38].

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

7.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, де проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, значну увагу слід надати запобіганню загрози ураження електричним струмом. У відповідності до [39] це приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність значної (більше 75 %) відносної вологості. Тому безпека експлуатації електрообладнання має гарантуватись комплексом заходів, які передбачають застосування ізоляції струмовідних частин, захисних блокувань, захисного заземлення тощо [43].

7.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [41] приміщення, де проводиться робота з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Це приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 7.8.

Таблиця 7.8 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [41]

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

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см.

В таблиці 7.9 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 7.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [43]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м ² , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	В	2	100	60	40	110	9	9	12	8	н.о.	н.о.	н.о.

Примітки: н.о. – не обмежується

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [42].

7.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

На засоби для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку можуть діяти загрозливі чинники НС техногенного характеру, таких як аварії на системах зв'язку та телекомунікації. На безпеку засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку можуть діяти фактори як на фізично-му рівні, так і на програмному рівні.

Виникнення надзвичайної ситуації (НС) може нести загрозу для життя і здоров'я людей та призводить до порушення нормальних умов життєдіяльності та значних матеріальних втрат. В умовах надзвичайних ситуацій, особливо періоду оператори телекомунікаційних мереж, організації в управлінні яких є засоби та мережі телекомунікацій, надають можливість використовувати ресурси своїх мереж зв'язку для попередження, локалізації та

ліквідації наслідків надзвичайних ситуацій, оповіщення населення, проведення мобілізації, забезпечення потреб національної безпеки, розвідки, охорони правопорядку та організації евакуацій. Також надзвичайні ситуації можуть призвести до загибелі людей або значних матеріальних втрат. Тому необхідно дослідити безпеку роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС.

7.3.1 Дослідження безпеки роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС (Код НС 10900)

Аварія на комп'ютерних мережах зв'язку та системах зв'язку може виникнути внаслідок події виведення з ладу (наприклад, електричного пробоя ізоляторів, короткого замикання проводів, збоєм визначальних програм функціонування, «зараження вірусами» та інших «пошкоджень» інформаційних сигналів і ін.) будь-якої з визначальних «інформаційно небезпечних» систем, які одночасно є складовими конкретної системи зв'язку та телекомунікації або функціонують вкупі з нею. Така подія може статися:

- або через «раптову відмову» будь-якої з деталей визначальних «інформаційно небезпечних» систем;
- або через помилки персоналу, який здійснює технічну експлуатацію кожної з його визначальних «інформаційно небезпечних» систем;
- або через помилки персоналу, що здійснює використання за призначенням пристрою.

Досить часто комп'ютерні мережі зв'язку перестають функціонувати через хакерські атаки. Хакерською атакою називають замах на систему безпеки. В хакерській атаці можуть брати участь один або декілька високоякісних спеціалістів. До хакерських атак відносять: переповнення буферу, сніффінг пакетів, мережева розвідка, IP-спуфінг, ін'єкція та DoS-атаки. Також при спробі вивести засоби для вимірювання групового часу

запізнення ліній зв'язку з ладу можуть використовувати спеціальне програмне забезпечення, так звані віруси, троянські програми, поштові черви, сніффери. Ці програми використовуються для отримання секретної інформації, або просто для нанесення шкоди системі безпеки комп'ютера жертви.

При неуважному користуванні комп'ютером, який знаходиться в мережі можливі випадки несанкціонованого доступу до інформації. Під несанкціонованим доступом до інформації розуміють доступ до інформації з порушенням посадових повноважень співробітника, доступ до закритої для публічного доступу інформації з боку осіб, котрі не мають дозволу на доступ до цієї інформації.

Причинами несанкціонованого доступу до інформації можуть бути:

- помилки конфігурації (прав доступу, брандмауерів, обмежень на масовість запитів до баз даних);
- слабка захищеність засобів авторизації (розкрадання паролів, смарт-карт; фізичний доступ до устаткування, що погано охороняється);
- помилки в програмному забезпеченні;
- зловживання службовими повноваженнями (викрадання резервних копій, копіювання інформації на зовнішні носії при праві доступу до інформації);
- використання клавіатурних шпигунів, вірусів і троянів на комп'ютерах співробітників.

7.3.2 Дослідження безпеки роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу

Критерієм оцінки приймається коефіцієнт безпеки

$$K_{\text{бс}(z)} = 20 \lg \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{с}(z)}}, \quad (7.5)$$

де $U_{\text{д}}$ – допустиме коливання напруги живлення;

$U_{B(\Gamma)}$ – напруги, наведені у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах елементної бази.

Система вважається стійкою коли $K_{B\text{Ві}}$ і $K_{B\Gamma i} \geq 40$ (дБ).

Оцінка здійснюється за дією електричного поля, яке є складовою електромагнітного.

Допустимі коливання напруги

$$U_{\partial} = U_{\text{ж}} + \frac{U_{\text{ж}} N}{100} = 220 + \frac{220 * 5}{100} = 231 \text{ (В)}, \quad (7.6)$$

де $U_{\text{ж}}$ – напруга живлення від електричної мережі;

N – допустиме відхилення напруги в системі.

Зазвичай все обладнання знаходиться у телекомунікаційній шафі, і всі кабелі живлення будуть у вертикальному положенні, тому на напругу наведення у горизонтальній струмопровідній частині можна не зважати. Знаходиться напруга наведення у вертикальній струмопровідній частині обладнання, використовуючи формулу для знаходження коефіцієнта безпеки.

$$K_{\partial\epsilon} = 20 \lg \frac{U_{\partial}}{U_{\epsilon}} \Rightarrow U_{\epsilon} = \frac{U_{\partial}}{10^{\frac{K_{\partial\epsilon}}{20}}}, \quad (7.7)$$

$$U_{\epsilon} = \frac{231}{10^{\frac{40}{20}}} = 2,31 \text{ (В)}. \quad (7.8)$$

З цього можна зробити наступний висновок – для безпечної роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку необхідно, щоб напруги наведення не перевищували 2,31 (В).

За значенням напруги наведення складові напруженості електричного поля становитимуть

$$E_{\epsilon} = \frac{U_{\epsilon}}{l_{\epsilon}}, \quad (7.9)$$

$$E_g = \frac{E_z}{10^{-3}}, \quad (7.10)$$

де l_g – загальна довжина струмопровідних частин обладнання, кабелів живлення.

Середній за величиною безпровідний канал зв'язку містить в собі багато комунікаційного обладнання, тому загальна довжина струмопровідних частин складає в середньому 50м.

$$E_z = \frac{U_g}{l_g} = \frac{2,31}{50} = 0,046 \text{ (В)}, \quad (7.11)$$

$$E_g = \frac{E_z}{10^{-3}} = \frac{0,046}{10^{-3}} = 46 \text{ (В)}. \quad (7.12)$$

Для безпечної роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу вертикальна складова частина напруженості електричного поля повинна бути меншою 46(В).

7.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС

Для покращення безпеки роботи комп'ютерної частини засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку то необхідно виконувати заходи, які допоможуть зберегти стійкість мережі до відмов та різних несанкціонованих проникнень. Серед таких заходів:

– постійне оновлення операційної системи – щоб підвищити безпеку комп'ютерів у мережі, ввімкніть на кожному з них автоматичне оновлення. Операційна система може автоматично інсталиювати важливі та рекомендовані оновлення або тільки важливі оновлення. Важливі оновлення забезпечують значне покращення захисту й надійності роботи комп'ютера.

Рекомендовані оновлення можуть стосуватися некритичних неполадок і покращувати роботу комп'ютера. Необов'язкові оновлення автоматично не завантажуються та не інсталиуються;

- використання брандмауера – брандмауер допомагає запобігти проникненню хакерів або зловмисних програм (таких як “черви”) у ваш комп'ютер через мережу або Інтернет. Брандмауер також запобігатиме надсиланню зловмисного програмного забезпечення з вашого комп'ютера на інші;

- використання антивірусного забезпечення на кожному комп'ютері – брандмауери допомагають захистити комп'ютер від “червів” і хакерів, але вони не призначені для захисту від вірусів; тому слід інсталиувати та використовувати антивірусне програмне забезпечення. Віруси можуть міститися у вкладеннях повідомлень електронної пошти, файлах на компакт-дисках і DVD-дисках або файлах, завантажених з Інтернету;

- використання маршрутизатора для спільного доступу до Інтернету – користуйтеся маршрутизатором (який також називається резидентним шлюзом) для спільного доступу до Інтернету. Ці пристрої зазвичай мають вбудовані брандмауери та інші засоби, які можуть покращити захист засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку від хакерів.

- не заходити до системи як адміністратор – якщо використовуються програми, які потребують доступу до Інтернету, наприклад браузер або поштова програма, рекомендовано входити до системи за допомогою стандартного облікового запису користувача, а не як адміністратор. Багато вірусів і “червів” не можуть зберігатися та запускатися на комп'ютері, якщо ви не ввійшли до системи як адміністратор.

Також в даному підрозділі було оцінено стійкість роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС. Розглянувши можливі проблеми нестійкої роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, що можуть вини-

кати як локально в мережі, так і при використанні глобальної мережі Інтернет необхідно застосовувати всі методи для підвищення безпеки.

Для безпечної роботи засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу вертикальна складова частина напруженості електричного поля повинна бути меншою 46(V). При виконанні таких заходів безпеки, як оновлення системи, використання антивірусного забезпечення та брандмауерів мережа буде працювати безвідмовно тривалий час, та не буде виникати непередбачуваних випадків НС інформаційного характеру.

Висновки до розділу

В результаті виконання даного розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимого часу перебування в зоні дії ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

У ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи було розроблено вимірювач групового часу запізнення ліній зв'язку. Принцип дії роботи вимірювача базується на передаванні за лінією зв'язку опорного групового сигналу та вимірювального групового сигналу, при цьому передавання цих сигналів відбувається в різних піддіапазонах для того, щоб вони не перекривалися. В приймальному пункті за допомогою частотного селектора відбувається розділення цих групових сигналів, а ГЧЗ лінії зв'язку визначається по відношенню до ГЧЗ опорного групового сигналу.

У порівнянні з іншими серійними вимірювачами ГЧЗ ліній зв'язку, які побудовані на аналоговій елементній базі, розроблений у магістерській кваліфікаційній роботі пристрій побудований на сучасній цифровій елементній базі, що дає змогу досягти високої точності при вимірюванні параметрів ліній зв'язку.

З врахуванням поставлених у технічному завданні вимог було обґрунтовано вибір та розробку структурної схеми, по якій і спроектовано електричну схему вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку. Проведено ряд електричних розрахунків каскадів пристрою, результати яких підтвердили можливість реалізації необхідних функцій на основі вибраних схемних рішень. А моделювання діапазонного генератора та 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 засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку вимагає грошового вкладення для виконання в межах 150175,25 грн.

Отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,57), що свідчить про доцільність проведення розробок та

значимість науково-дослідної роботи з дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

В розділу охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було опрацьовано такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимого часу перебування в зоні дії ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіохвильових методів та засобів для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Nyquist N. Method and apparatus for measuring transmission delay // Pat. USA, No. 1645618.
2. Nyquist N., Brand S. Measurement of phase distortion // Bell System Technical Journal, 1930, V.9, No. 3. – P. 522-549.
3. А. с. №269015 (СССР). Устройство для измерения группового времени запаздывания / В.И. Жуков, В.И. Михайлевский, В.А. Рымша // Бюл. изобр. – 1970. – № 14.
4. А. с. №143437 (СССР). Способ измерения группового времени распространения / А.В. Книппер // Бюл. изобр. – 1961. – №24.
5. Мешков А.А., Мельников В.П., Зубовский Л.И. Измерение телефонных каналов, предназначенных для передачи данных. – М.: Связь, 1967. – 52 с.
6. Райхтан М.С. Устройство для измерения группового времени замедления и затухания каналов связи // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПС, 1961. Вып. 4. – С. 115.
7. Соловьёв Н.Н. Измерительная техника в проводной связи, ч. III. – М.: «Связь», 1971. – 304 с.
8. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г., Верник С.М. Измерение в технике связи. – М.: Связь, 1970. – 544 с.
9. 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.
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. Жуков В.И., Михайлевский В.И., Рымша В.А. Измерения характеристик группового времени запаздывания в каналах связи // Электросвязь, 1973, №1. – С. 44–48.

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

14. А. с. №530312 (СССР). Измеритель неравномерностей группового времени запаздывания / К.И. Сметанин, А.А. Бражюнас, А.-А.А. Гилис // Бюл. изобр. – 1976. – №36.

15. 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.

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

17. 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.

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

19. Семенов А.О., Мельник М.І., Суржко В.В. Вимірювання частотних характеристик групового часу запізнення об’єктів контролю та каналів зв’язку за методом параметричного формування двочастотного сигналу. Збірник матеріалів III Всеукраїнській науково-практична інтернет-конференція "Інформаційно-комп’ютерні технології: стан, досягнення та перспективи розвитку", 26-27 листопада 2020 р., м. Житомир. – С. 1-2.

20. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

21. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1986. – 351 с.
22. Высокоточные угловые измерения//Д.А. Аникст, К.М. Константинович, И.В.Меськин и др.; Под ред. Ю.Г. Якушенкова, – М.: Машиностроение, 1987. – 480 с.
23. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. – Л.: Энергия, 1976. – 256 с.
24. Методы электрических измерений//Под ред. Э.И. Цветкова. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
25. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценки погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
26. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. – М.: Связь, 1983. – 376 с.
27. Транзисторы для аппаратуры широкого применения//Под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656 с.
28. Горлач А.А., Минц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – К.: Техника, 1985. – 151 с. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
29. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
30. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.
31. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
32. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
33. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

34. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
35. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
36. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
37. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
38. 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.
39. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.
40. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
41. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
42. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
43. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
44. 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 засоби для вимірювання групового часу за-
пізнення ліній зв'язку»**

08-36.МКР.009.00.000 ТЗ

Керівник роботи:
_____ д.т.н., професор Осадчук В.С.
“ ____ ” _____ 2020 р.

Розробив студент гр. РТ-19м
_____ Мельник М.І.
“ ____ ” _____ 2020 р.

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

Об’єкт дослідження – процес радіохвильового вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку.

Предметом дослідження є радіохвильові методи та математичні моделі пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку.

Метою роботи є розробка радіохвильового методу та пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасних радіохвильових методів вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку;
- здійснити вибір радіохвильового методу вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку;
- розробити пристрій для вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку;
- здійснити моделювання та експериментальне дослідження радіохвильового методу та пристрою вимірювання групового часу запізнення ліній зв’язку.

3. ДЖЕРЕЛА 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.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-19м Мельник М.І.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

5.1 Призначення вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку:

- робота в діапазоні частот 60...108 кГц;
- вимірювання групового часу запізнення в діапазоні ± 20 мс;
- забезпечення розділової здатності вимірювання ± 5 мкс;
- забезпечення точності вимірювання зі зведеною похибкою не більше 1%.

5.2 Технічні вимоги до вимірювача ГЧЗ ліній зв'язку:

- діапазон робочих частот, кГц 60 ... 108
- діапазон вимірювання ГЧЗ $\pm 2 \cdot 10^4$ мкс

– зведена похибка вимірювання, не більше	1%
– розділова здатність вимірювання ГЧЗ	± 5 мкс
– власна частотна нерівномірність ГЧЗ	± 15 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
– рівні вхідних та вихідних сигналів мають відповідати рівням ТТЛ	$U^0 < 0,5$ В; $U^1 > 2,5$ В
– вид обміну інформацією	паралельний
– інформаційна ємність даних	8 біт
– вид передачі даних	неперервний
– час готовності до роботи, не більше	1 хв.
5.3 Конструктивні вимоги:	
– маса пристрою, не більше	3 кг
– габаритні розміри, не більше	200×80×140 мм
– пристрій має вписуватися в сучасний дизайн вимірювальної техніки	
– конструкція пристрою має бути блочною для покращення ремонтпридатності	
5.4 Експлуатаційні вимоги:	
– час неперервної роботи в робочих умовах, не менше	8 год
– час наробки на відмову, не менше	4000 год
– термін роботи, не менше	10 років
– технічний ресурс, не менше	10000 год
5.5 Кліматичні умови експлуатації	
– температурний діапазон в робочій зоні	(10 ... 40)°С
– відносна вологість повітря в робочій зоні	(0 ... 75)%
– 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 групового часу запізнення ліній зв'язку.
- Розроблено структурну схему вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку.
- Розроблено електричну схему вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку.
- Розроблено конструкторську документацію на вимірювач групового часу запізнення ліній зв'язку.
- Результати комп'ютерного моделювання каскадів вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку.

Очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується підвищення точності та чутливості пристроїв для вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку.

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 групового часу запізнення ліній зв'язку;
- структурна схема вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку;
- електрична схема вимірювача групового часу запізнення ліній зв'язку;
- конструкторська документація на вимірювач групового часу запізнення ліній зв'язку;
- результати комп'ютерного моделювання каскадів вимірювача групового часу запізнення ліній 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 ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Схема електрична структурна

Додаток В
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Схема електрична принципова

Додаток Д
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Креслення друкованої плати

08-36 МКР 009 000 000 ТК

Rz40 \sqrt{M}

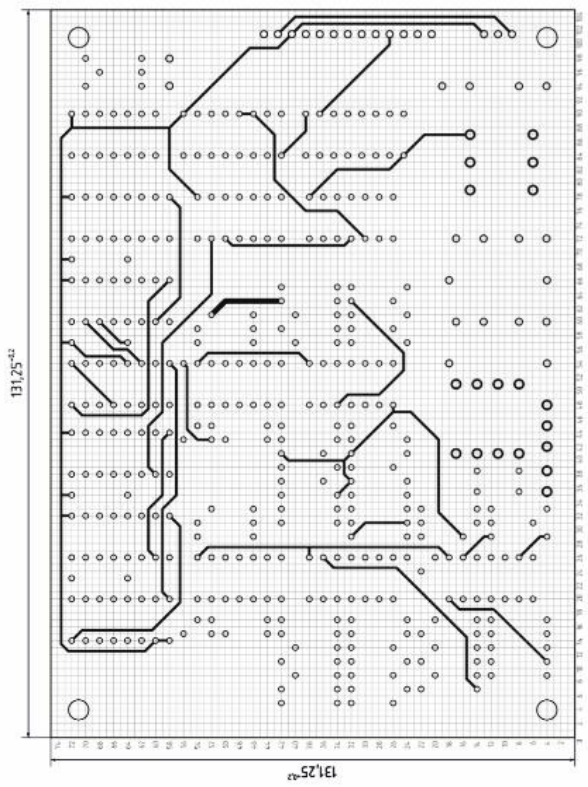
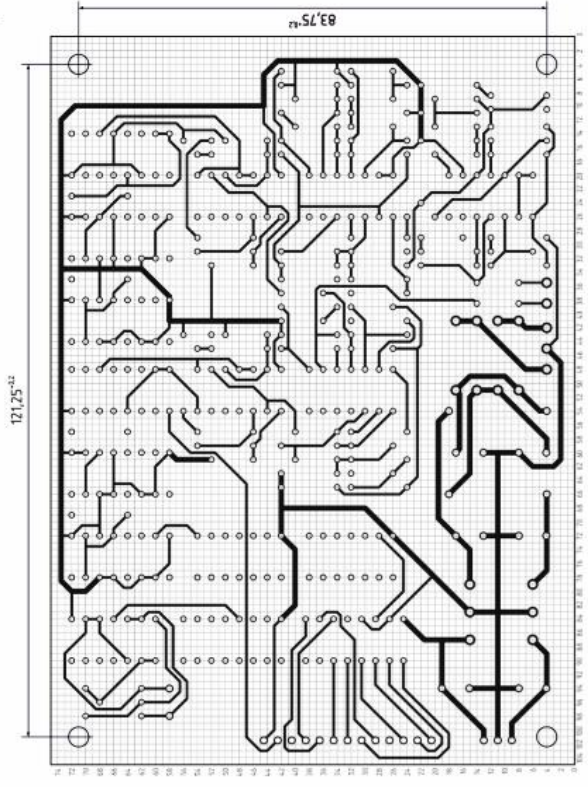


Таблица 1

Диаметр монтажного отверстия	Диаметр монтажного отверстия	Диаметр монтажного отверстия	Диаметр монтажного отверстия
0,8 мм	1,3 мм	1,5 мм	1,8 мм
2,0 мм	2,5 мм	3,0 мм	3,5 мм
4,0 мм	5,0 мм	6,0 мм	8,0 мм

Таблица 2

Параметры конструктивных решений	Размеры, мм	
	Ширина дорожки	0,8 мм
Ширина прохода	0,8 мм	0,5 мм

1. Размеры для сборки
2. Платы изготавливать комбинированным позитивным методом
3. Крив. координатной сетки 1,25 мм
4. Параметры рисунка дублировать платы изготавливать по таблицам 1, 2.
5. Допускаться форма контактных площадок, выводов, выводов ±0,15 мм
6. Небольшая трещина впаивания не является браком отбраковать ±0,1 мм
7. На плату с двух сторон нанести защитную маску, неся не доходя на 0,2 мм от краев
8. Маркировка элементов вышеназванного изделия в соответствии с требованиями ТНПА-51, в том числе, в соответствии с ГОСТ 24020-81.
9. Плата должна изготавливаться в соответствии с ГОСТ 23752-79.

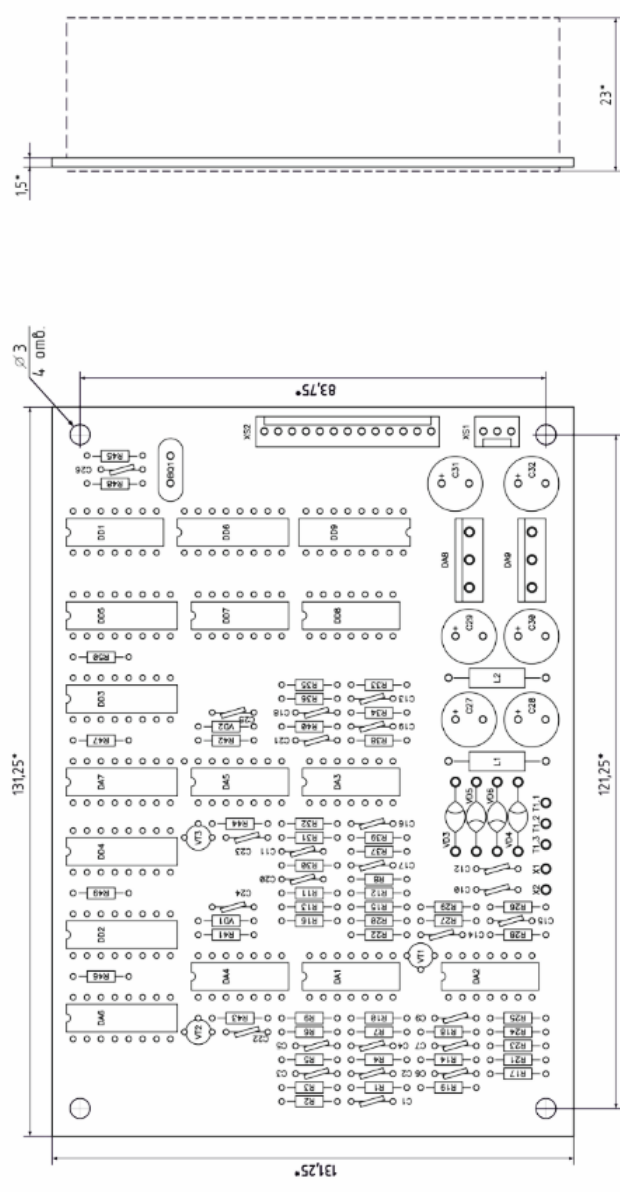
08-36 МКР 009 000 000 ТК	
Исполнитель	Инженер
Проверен	Инженер
Утвержден	Инженер
Дата	2.5.1
Масштаб	1:1
Материал	Фторопласт
Спецификация	ВНП, ФР П-1-ФК

Додаток Е
(обов'язковий)

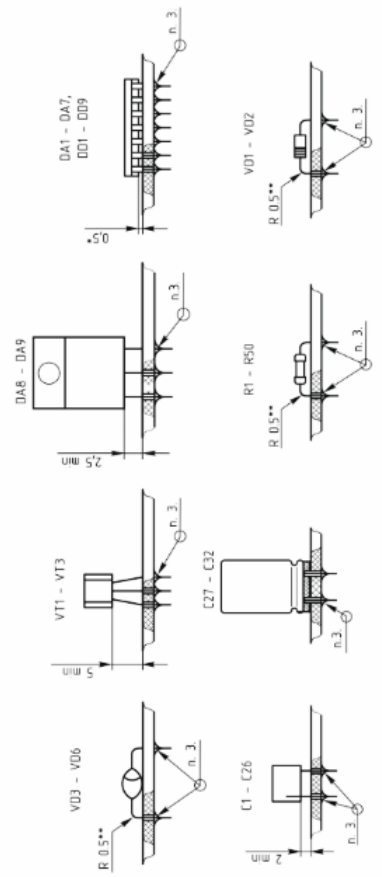
РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Складальне креслення

08-36 МКР 009 00 000 ОК



- * Размеры для сборки.
- Условные обозначения приведены по ГОСТ 4.001.030-81: микросхемы DA1-DA3, DD1-DD9 по Времену VIII, конденсаторы С1С20, С16, С17, С25 по Времену IIIB, резисторы VT1-VT3 по Времену IIB, резисторы R1-R5, R56, R58-R11, R21-R28, по Времену IIB, ножи - за исключением ножей - за исключением.
- Платы ПДС - 61 ГОСТ 21931-76
- Покрытие лаком ЗП - Т30 IV ЗК/Л.
- Маркировка медью по толщине фольги ВК, бл.п. Т5 29-02-859-78
- Табуретки эмк ОПК



08-36 МКР 009 00 000 ОК			
Выработка эскизов и чертежей			
Содержание эскизов			
№	ЭТ	ИЗМ.	ДТ
1	1	1	1
2.51			
ДНП/С, зп РТ-194			

Додаток Ж
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Результати моделювання каскадів пристрою

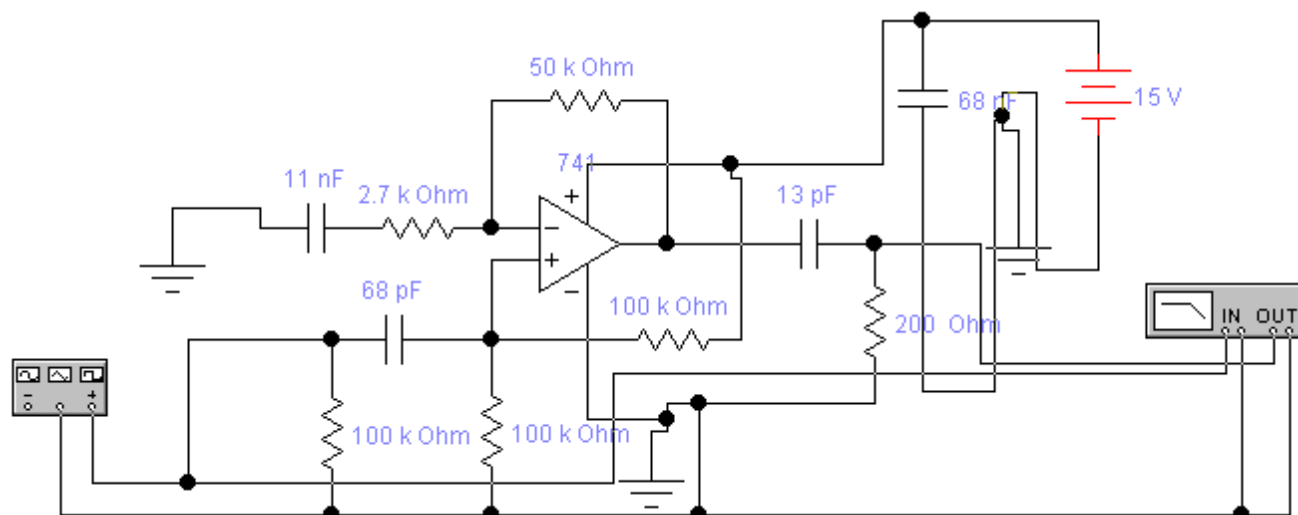


Рисунок Ж.1 – Модель узгоджувального підсилювача в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

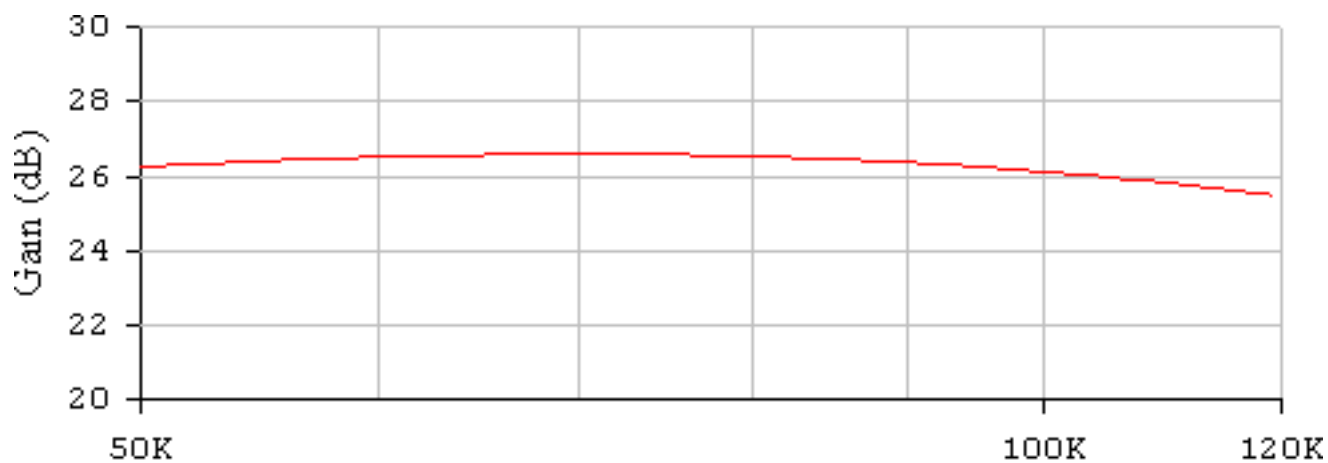


Рисунок Ж.2 – АЧХ підсилювача при $R_H = 200 \text{ Ом}$

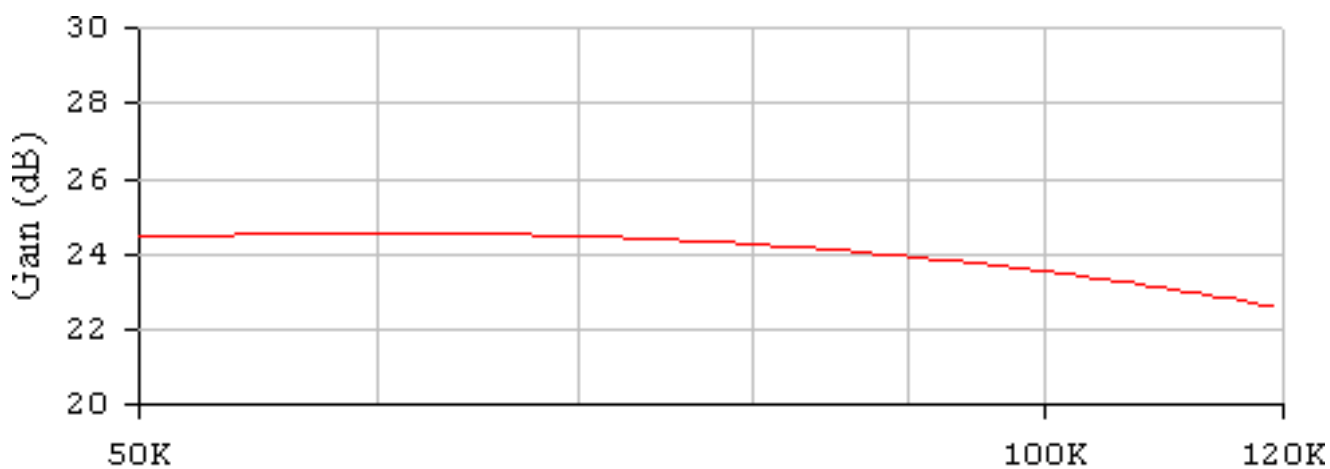


Рисунок Ж.3 – АЧХ підсилювача при $R_H = 100 \text{ Ом}$

Додаток К
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Метод вимірювання групового часу запізнення ліній зв'язку

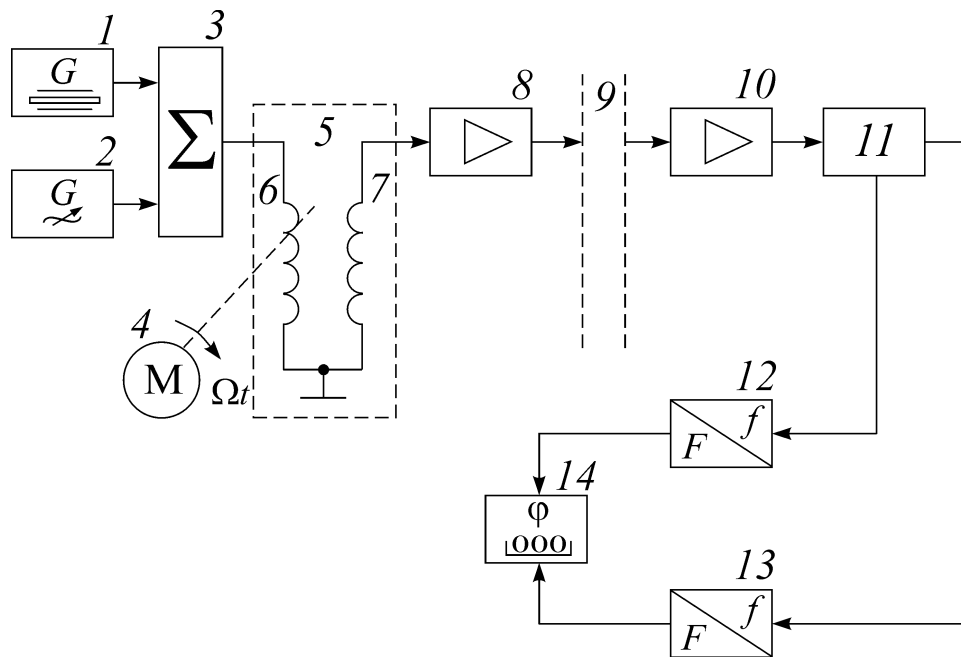


Рисунок К.1 – Структурна схема вимірювача ГЧЗ просторово рознесених об’єктів (ліній зв’язку)

Кут фазового зсуву визначається як

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{ВИМ}} &= \Delta\varphi_8(\omega) - \Delta\varphi_8(\omega_1) + \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{13}(\omega) - \Delta\varphi_{12}(\omega_1) = \\ &= \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{\text{К}}(\omega) - \Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1),\end{aligned}$$

де $\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega)$ та $\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1)$ – фазові зсуви, що вносяться вимірювальним каналом на частотах ω та ω_1 відповідно, а частотна характеристика ГЧЗ має вигляд

$$\begin{aligned}t_{\text{ГР}}(\omega) &= \frac{\varphi_{\text{ВИМ}}}{2\Omega} = \frac{\Delta\varphi_9(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_9(\omega_1)}{2\Omega} + \frac{\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega)}{2\Omega} - \frac{\Delta\varphi_{\text{К}}(\omega_1)}{2\Omega} = \\ &= t_{\text{ГР9}}(\omega) - t_{\text{ГР9}}(\omega_1) + t_{\text{ГР.К}}(\omega) - t_{\text{ГР.К}}(\omega_1),\end{aligned}$$

тобто складається з частотної характеристики ГЧЗ лінії зв’язку, зміщеної донизу на постійну величину (затримку $t_{\text{ГР9}}(\omega_1)$), та частотної характеристики ГЧЗ вимірювального каналу, також зміщеної донизу на постійну затримку $t_{\text{ГР.К}}(\omega_1)$ (ГЧЗ вимірювального каналу на фіксованій частоті ω_1).

Додаток Л
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Перелік елементів

Додаток М
(обов'язковий)

РАДІОХВИЛЬОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ГРУПОВОГО
ЧАСУ ЗАПІЗНЕННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Специфікація