

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

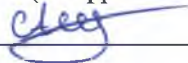
БАКАЛАВРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«РОЗРОБКА МОДУЛЯТОРА ПЕРЕДАВАЧА ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-216,
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка,
ОП - Радіотехніка

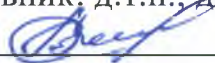
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Клименко А.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., доц., доцент каф. ІРТС



Воловик А.Ю.

(прізвище та ініціали)

«10» 06 2025 р.

Рецензент: к.т.н., доц., доцент каф. ІКСТ



Семенова О.О.

(прізвище та ініціали)

«11» 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«12» 06 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІРТС
Олександр ОСАДЧУК
22.03. 2025 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Клименко Ангеліні Олександрівні
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Розробка модулятора передавача цифрових сигналів»
керівник роботи Воловик Андрій Юрійович, д.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “20”03 2025 року № 97
2. Строк подання студентом роботи 10 06 2025 року
3. Вихідні дані до роботи: Цифровий модулятор сигналів. Тип модуляції FSK; діапазон робочих частот 1,5 ГГц .. 10,0 ГГц; Інформаційний сигнал – цифрова послідовність 100Мбіт/с; Тривалість символу 10 нс; Індекс модуляції m=1; Вхідний опір 50 Ом.; Вихідна потужність модулятора не менш 10мВт; Напруга живлення +5; Елементна баз– дискретні цифрові компоненти.
4. Зміст текстової частини: Вступ. Огляд сучасних різновидів цифрової модуляції та порівняльний аналіз. Сучасні цифрові модулятори. Квадратурні модулятори. Методика вибору необхідного типу модуляції. Розробка структурної схеми цифрового модулятора. Аналіз компонентної бази. Розробка принципової схеми. Результати програмного моделювання. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Епюри сигналів щодо методів цифрової модуляції. Структурні схеми цифрових модуляторів. Структура квадратичного модулятора FSK. Структурна схема розробленого модулятора. Обґрунтування вибору необхідного типу модуляції. Результати дослідження ефективності різних видів модуляції. Принципова схема блока модуляції. Принципові схеми складових частин модулятора. Основні характеристики структурних складових. Сигнальні графіки отримані в результаті програмного моделювання.

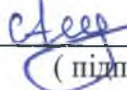
6. Консультанти розділів роботи

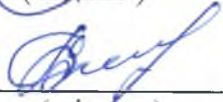
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., доц, доцент каф. ІРТС Воловик А.Ю.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 25.03.2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БКР	14.02.2025-28.02.2025	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2025-19.03.2025	
3.	Розробка завдання на БКР. Затвердження теми.	20.03.2025-25.03.2025	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	26.03.2025-06.05.2025	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	07.05.2025-18.05.2025	
6.	Розробка ілюстративної частини БКР	19.05.2025-22.05.2025	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2025-25.05.2025	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	26.05.2025-05.06.2025	
9.	Нормоконтроль	07.06.2025-07.06.2025	
10.	Попередній захист БКР, доопрацювання, рецензування БКР	11.06.2025-12.06.2025	
11.	Захист БКР ЕК	13.06.2025-17.06.2025	

Студент  Клименко А.О.
(підпис)

Керівник роботи  Воловик А.Ю.
(підпис)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.383.9

Клименко А. О. Розробка модулятора передавача цифрових сигналів. Бакалаврська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 - Телекомунікації та радіотехніка, освітня програма – Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 114 с.

Українською мовою. Рисунків 54, таблиць 12, бібліографія 29.

Метою бакалаврської кваліфікаційної роботи була розробка електричної схеми модулятора цифрового передавача сигналу.

В ході роботи виконано аналіз існуючих сучасних видів та методів модуляції цифрових сигналів. Проведено їх порівняльний аналіз. Розглянуті питання вибору оптимального методу модуляції для систем передачі з заданими параметрами. Розроблена структурна схема модулятора для цифрових систем передачі. За основу був обраний метод частотної маніпуляція з безперервною фазою.

Розроблена електрична принципова схема блоку модуляції передавача цифрового сигналу. Підібрана відповідна елементна баз. Проведено комп'ютерне моделювання розробленої схеми пристрою із застосуванням САПР Proteus. Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання підтвердили правильність здійснених електричних розрахунків. Виконано порівняльний аналіз отриманих характеристик модульованого сигналу з вимогами ТЗ.

Окремо проведено розрахунки розділу охорони праці та безпеки життєдіяльності.

Ключові слова: цифрова модуляція, квадратурний модулятор, частотна маніпуляція з безперервною фазою.

ABSTRACT

Klymenko A.O. Development of a modulator for a digital signal transmitter. Bachelor's qualification work in specialty 172 - Telecommunications and Radio Engineering, educational program - Radio Engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 114p.

In Ukrainian. Figures 54, tables 12, bibliography 29.

In the purpose of the bachelor's qualification of the work, was to develop an electrical circuit of a digital signal transmitter modulator.

In the course of the work, an analysis of existing modern types and methods of modulation of digital signals was performed. Their comparative analysis was carried out. The issues of choosing the optimal modulation method for transmission systems with specified parameters are considered. A block diagram of a modulator for digital transmission systems is developed. The method of frequency manipulation with a continuous phase was chosen as the basis.

The electrical circuit diagram of the modulation unit of the digital signal transmitter was developed. An appropriate element base was selected. The computer modeling of the developed device circuit was carried out using Proteus CAD software. The results of computer circuit modeling confirmed the correctness of the electrical calculations. A comparative analysis of the obtained characteristics of the modulated signal with the requirements of the technical specifications was performed.

Separate calculations were made for the section of labor protection and life safety.

Keywords: digital modulation, quadrature modulator, frequency manipulation with a continuous phase.

ЗМІСТ

ВСТУП	9
1 РІЗНОВИДИ СУЧАСНОЇ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ	13
1.1 Становлення та розвиток цифрових систем передачі... ..	10
1.2 Види цифрової модуляції.....	16
1.2.1 Амплітудна модуляція зсувом	18
1.2.2 Частотна модуляція зсувом.....	21
1.2.3 Маніпуляція зсувом фаз	23
1.2.4 Амплітудно-фазові види модуляції	28
1.3 Порівняльний аналіз різних видів модуляції.....	29
1.4 Вибір оптимального метода модуляції	34
2 МЕТОДИ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ	37
2.1 Системи передачі цифрової інформації	37
2.2 Цифрові модулятори	40
2.2.1 Модулятори ASK	40
2.2.2 Модулятори FSK	41
2.2.3 Модулятори PSK	42
2.2.4 Квадратурні цифрові модулятори	42
2.3 Застосування методів цифрової модуляції	46
3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА	49
3.1 Обґрунтування вибору FSK модуляції.....	49
3.2 Структурна схема частотного маніпулятора	52
3.3 Формування компонентної бази	53
3.3.1 Тригер	54
3.3.2 Операційний підсилювач	54
3.3.3 Аналоговий перемножувач	56
3.3.4 Аналоговий суматор.....	57
3.3.5 Фазообертач.....	59
3.3.6 Генератор	59
3.4 Вибір САПР	61

	7
3.5 Структурну схема блоку цифрової модуляції	63
3.6 Розробка принципів схем структурних елементів	64
3.6.1 Формування комплексної компоненти	64
3.6.1.1 Блок відносного кодування	66
3.6.1.2 Демультіплексор, імпульсний розширювач, елемент затримки	67
3.6.1.3 Перетворювач рівнів	68
3.6.1.4 Аналоговий помножувач 100 МГц	69
3.6.1.5 Генератор гармонічних коливань	71
3.6.2 Блок квадратурної модуляції	73
3.6.2.1 Змішувач сигналів	73
3.6.2.2 Суматор аналогових сигналів	75
3.6.2.3 Фазообертач	75
3.6.2.4 Генератор гармонічних коливань	77
3.6.3 Схеми додаткового електроживлення	79
3.7 Електрична принципова схема блока модуляції	79
3.8 Дослідження властивостей цифрового модулятора шляхом програмного моделювання	80
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	85
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи	86
4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця	86
4.1.2 Електробезпека приміщення	88
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	89
4.2.1 Мікроклімат	89
4.2.2 Склад повітря робочої зони	90
4.2.3 Виробниче освітлення	91
4.2.4 Виробничий шум	92
4.2.5 Виробничі випромінювання	93
4.3 Пожежна безпека	94
4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі	95
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту	95

	8
ВИСНОВКИ	97
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	99
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративний матеріал	102
Додаток Б (обов'язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської дипломної) роботи	113

ВСТУП

Актуальність теми. Цифрові методи обробки дедалі активніше використовуються у вузлах, які раніше можна було реалізувати лише аналоговим способом. Наприклад, модулятори в сучасних трансиверах. Сучасні АЦП працюють на таких високих частотах, а підсилювачі вхідного тракту мають настільки широку смугу, що з'являється можливість оцифровувати широкосмуговий радіосигнал безпосередньо на несучій частоті. Якщо раніше сигнали формувалися в цифровому вигляді на проміжній частоті, то останнім часом зростає зацікавленість до ідеї прямої (безпосередньої) цифрової модуляції (Direct Digital Modulation). Сучасні методи цифрової модуляції все більше заповнюють цифровий простір, а пристрої цифрової модуляції стають все більш досконалими та розповсюдженими. Цифрові модулятори можуть використовуватися в широкому спектрі застосувань: від телекомунікацій до радіомовлення, цифрового оброблення сигналів та інших технічних галузей. Пристрій відповідає за кодування цифрових сигналів у форму, придатну для передавання аналоговими каналами зв'язку. Ці сигнали кодуються з використанням різних схем модуляції, таких як амплітудна маніпуляція (ASK), частотна маніпуляція (FSK) або фазова маніпуляція (PSK). Залежно від застосування модулятори можуть передавати дані на високих швидкостях з мінімальними спотвореннями, що робить їх ідеальними для передачі на великі відстані [1]. Крім того, цифрові модулятори широко використовуються в радіомовленні. Ця технологія зробила повну революцію в мовленні, оскільки забезпечує чітку, високоякісну передачу без перешкод. Сучасні системи мовлення використовують різні методи цифрової модуляції, такі як цифрове відеомовлення (DVB), цифрове аудіомовлення (DAB) і телебачення високої чіткості (HDTV). Цифрові модулятори є незамінними в додатках цифрового оброблення сигналів. Вони використовуються для кодування цифрових сигналів перед обробкою іншими цифровими пристроями, такими як підсилювачі, фільтри та еквалайзери. Методи модуляції, що використовуються під час

цифрової обробки сигналів, призначені для мінімізації шуму і спотворень, які можуть виникнути під час обробки сигналу, забезпечуючи тим самим високу якість вихідного сигналу.

Інше застосування цифрових модуляторів - у системах бездротового зв'язку. Методи цифрової модуляції, як розширення спектра зі стрибкоподібною перебудовою частоти (FHSS) і розширення спектра з прямою послідовністю (DSSSS), зазвичай використовують для кодування і передавання даних у мережах Wi-Fi, пристроях Bluetooth та інших системах бездротового зв'язку [2].

Таким чином, цифрові модулятори відіграють вирішальну роль у багатьох аспектах сучасних систем зв'язку. Від телекомунікацій до радіомовлення, цифрового опрацювання сигналів і додатків бездротового зв'язку - ці пристрої необхідні для передавання цифрових сигналів аналоговими каналами зв'язку. Зростаючий попит на надійну і високошвидкісну передачу даних зробив цифрові модулятори незамінною технологією в сучасному світі. На цьому фоні розробка нових типів модуляторів та вдосконалення існуючих являє собою актуальну задачу сьогодення.

Аналіз останніх досліджень. В даний час випромінювання в надвисокочастотному діапазоні широко використовується в сучасній техніці цивільного та військового призначення, науці та повсякденному побуті. Цифрові види модуляції залишаються невід'ємною частиною сучасного цифрового радіозв'язку завдяки своїй універсальності, ефективності та сумісності з сучасними модуляційними методами. Їх актуальність зберігатиметься найближчими роками, особливо з розвитком 6G, IoT, SDR і нових радарних технологій [1, 2].

Сигнали квадратурної модуляції широко використовують для використання в стандартах цифрового телебачення DVB-T (T2), (C) [1-3], а також застосовуються в стандартах мереж бездротового широкосмугового доступу IEEE 802.11, дротового широкосмугового доступу IEEE 802.11, які поширюють під комерційним брендом під комерційним брендом Wi-Fi [3, 4].

Сигнали квадратурної модуляції заведено прийнято відносити до так званих сигнально-кодових конструкцій, в яких здійснюється спільне використання надлишкового кодування і методів модуляції [4]. Теоретичні основи побудови методів квадратурних модуляторів і демодуляторів досить глибоко опрацьовано. Що забезпечило їхнє широке застосування в практичних додатках різних галузей радіотехніки [5, 6]. Разом з тим аналіз доступних джерел [19-22] дає змогу судити про подальший розвиток цієї галузі знань у напрямку підвищення завадостійкості приймання сигналів. Методи трансформації сигнальних сузір'їв отримали успішну апробацію під час розроблення телевізійного стандарту DVB-T2, що в остаточному підсумку підвищило завадостійкість приймання [4]. Інший напрямок удосконалення сигналів цифрової модуляції пов'язаний із використанням для їхнього синтезу структур, що забезпечують мінімізацію пік-фактора сформованого символу [7].

Сучасні дослідження в галузі квадратурної модуляції охоплюють низку кілька важливих напрямів таких як: цифрова компенсація спотворень та викривлень IQ-сигналів (розбіжності амплітуд I і Q каналів, фазових помилок, зміщення нуля), використання машинного навчання для самокалібрування IQ-трактів, алгоритми калібрування в реальному часі в SDR і 5G-обладнанні, розвиток фотонної квадратурної модуляції в оптоволоконних системах зв'язку, адаптація IQ-модуляторів для IoT, edge computing і бездротових сенсорних мереж [8].

Метою роботи є розробка модулятора передавача цифрових сигналів.

Задачі досліджень. Для досягнення поставленої мети потрібно вирішити наступні задачі, що визначаються основними цілями бакалаврської кваліфікаційної роботи:

- розширити теоретичні знання в області сучасних цифрових видів модуляції та цифрових сигналів, радіочастотних пристроїв модуляції;
- розробити структурну схему пристрою;
- на основі проведеного аналізу вибрати необхідні складові пристрою та підібрати компонентну базу;

- розробити електричну принципову схему пристрою;
- провести комп'ютерне моделювання модулятора;
- виконання розрахунків розділу безпеки життєдіяльності.

Об'єктом дослідження є процес перетворення спектрального складу сигналів у модуляторі передавача цифрових сигналів.

Предметом дослідження є квадратурні алгоритми цифрової модуляції.

Новизна отриманих результатів.

1. Встановлено, що в залежності від висунутих вимог, обраний метод цифрової модуляції може значно покращити спектральні та енергетичні характеристики прийомо-передаючого тракту системи передачі інформації.

2. Розроблено структурну та електричну принципову схему цифрового модулятора FSK .

3. В ході проведення моделювання розробленого пристрою отримано нові результати досліджень , які підтверджують відповідність отриманих результатів вимогам ТЗ.

Методи дослідження. Для розв'язання сформульованих завдань використано методи дискретної математики, теорії радіосигналів, цифрової обробки сигналів, математичного імітаційного моделювання.

1 РІЗНОВИДИ СУЧАСНОЇ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Минуло трохи більше століття з моменту появи перших систем радіозв'язку, винайдених Г. Марконі, Н. Теслою, Е. Бранлі, О. Д. Лоджем, А. С. Поповим. Відтоді було розроблено понад 90 різних типів модуляції сигналів, велику кількість завадостійких кодів, запропоновано методи оптимального приймання та обробки радіосигналів.

1.1 Становлення та розвиток цифрових систем передачі

Початок розвитку систем передачі інформації у сучасному розумінні цього терміну має довгу історію, що починається з епохи вогняних і димових сигналів у найпримітивнішому, але функціональному форматі, що дозволяв передавати прості повідомлення між двома різними фізичними локаціями. Клод Шаппе був одним із піонерів, які вивели оптичні сигналізаційні технології на новий рівень, запровадивши метод, заснований на різних положеннях дерев'яних сигнальних стовпів у 1792 році [5].

Відкриття способів використання електрики нарешті відкрило нову еру телекомунікацій, оскільки забезпечило необхідні засоби для передачі повідомлень на великі відстані без обмежень прямої видимості, які вимагали попередні оптичні методи. Найбільш конкретним застосуванням в цю епоху був морський код у 1800-х роках, який досі активно використовується по всьому світу, хоча його значення в комерційних комунікаціях практично зникло.

Незабаром після цього з'явилися перші голосові послуги, а Олександр Грем Белл запатентував стаціонарний телефон у 1876 році. Незважаючи на офіційне визнання, були й інші винахідники, такі як Еліша Грей, що було означенням того, що люди усвідомили важливість телекомунікацій.

Минув час мовлення на основі електричних сигналів перейшло на державний рівень, оскільки важливість комунікацій стала очевидною. Першими з'явилися аналогові системи. Вони базувалися на ручному з'єднанні голосових

дзвінків. Ці комутатори включали матрицю з'єднання, якою керував персонал. Перемикач кросбар був розроблений для автоматичної доставки голосових дзвінків. Ця концепція була найпопулярнішою з 1950 по 1980 роки.

Початок ери цифрового зв'язку, за правило, пов'язують з появою у 1924 році робіт Г. Найквіста. Напрямком його досліджень була проблема оптимізації швидкості передавання інформації у телеграфному каналі за умов відсутності міжсимвольної інтерференції [5]. Він сформулював концепцію моделі каналу передачі інформаційних даних, у якій електричний інформаційний сигнал, названий дискретним, описується рівнянням

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT).$$

де $g(t)$ – базисний дискретний сигнал; a_n – послідовність інформаційних даних у двійковому дискретному форматі.

Г. Найквіст досліджував задачу визначення такої форми імпульсу $g(t)$ з обмеженою смугою частот f (Гц), яка б дозволяла досягти максимальної швидкості передавання інформації за відсутності міжсимвольної інтерференції в дискретних моментах часу kT , де k належить цілому числу. Результатом його досліджень стало ствердження, що для передачі дискретних сигналів без спотворень максимальна швидкість передачі не повинна перевищувати значення у $2f$ від./с. Цю швидкість тепер називають швидкістю Найквіста.

Висновки Г. Найквіста фактично збігаються з формою теореми відліків для сигналів із обмеженою смугою, яку пізніше у 1948 році чітко сформулював американський інженер і математик К. Шенон.

Згідно з теоремою відліків, якщо сигнал має обмежену смугу частот W , то його можна точно відновити за значеннями, виміряними з частотою $2f$, використовуючи спеціальну інтерполяційну формулу [5]

$$s(t) = \sum_n s\left(\frac{n}{2f}\right) \frac{\sin\left(2\pi f\left(t - \frac{n}{2f}\right)\right)}{2\pi f\left(t - \frac{n}{2f}\right)}.$$

З іншого боку цю саму задачу вирішував В. А. Котельников. Але насправді його теорема є дуальною до теореми Г. Найквіста. У першій ідеться про передачу безперервного сигналу за допомогою його відліків каналом із дискретним часом, а в другій - про передачу дискретного сигналу по безперервним каналом.

У 1942 році з'явилася наукова праця Н. Вінера, що становить важливий етап у розвитку теорії зв'язку. Вона була присвячена вирішенню проблеми виділення корисного сигналу $s(t)$ на тлі адитивного шуму $n(t)$, виходячи з спостереження прийнятого сигналу $r(t) = s(t) + n(t)$. Н. Вінером був розроблений лінійний фільтр який використовував найкращу апроксимацію корисного сигналу $s(t)$. Отриманий фільтр названо оптимальним лінійним фільтром [7].

За ранніми роботами К. Шеннона, В. А. Котельникова і Р. Хеммінга з'явилося багато нових досягнень у галузі цифрового зв'язку.

Так, на початку 1970-х, на ринку з'явилися бездротові телефонні системи.. Однією з перших систем у комерційній та загальнодоступній сфері була ARP (Auto Radio Phone) у Фінляндії, яка була відкрита для громадськості в 1971 році [5]. Потім з'явилися автоматичні аналогові мобільні системи. На початку 1980-х років це системи Nordic Mobile Telephone (NMT), яка була одним із прикладів цієї епохи, разом з різними подібними системами в США та Європі, що з'явилися в діапазонах VHF/UHF.

Зростання послуг передачі даних за останні 60 років було феноменальним. Такі досягнення, як винахід транзистора в 1947 році Вальтером Браттейном, Джоном Бардіном і Вільямом Шоклі; інтегрованої схеми в 1958 році Джеком Кілбі та Робертом Нойсом; а також винахід лазера в 1958 році Таунсом і Шоулоу, зробили можливим розвиток невеликих, енергоефективних, легких і швидкісних електронних схем, які використовуються в побудові супутникових комунікаційних систем, широкосмугових мікрохвильових радіосистем, систем стільникового зв'язку та систем зв'язку за допомогою світлових хвиль з використанням волоконно-оптичних кабелів.

Початку 2000 років знаменувався появою більш досконалих і спектрально ефективних варіантів наступного покоління. Спільним фактором для 2G

технологій є цифрова функціональність. GSM (Global System for Mobile communications), визначений ETSI/3GPP, є однією з найпоширеніших і найпопулярніших систем в історії бездротового зв'язку на сьогоднішній день. Можна очікувати, що GSM залишиться на ринку і буде продовжувати розвиватися. Більш спектрально ефективний, з більш досконалыми мультимедійними можливостями, широкосмуговий UMTS (Універсальна система мобільного зв'язку) на основі CDMA проклав шлях для HSPA (High Speed Packet Access), що забезпечує значно вищі швидкості передачі даних у порівнянні з першими мережами 3G, які були запуснені на початку 2000-х років.

Сьогодні ми спостерігаємо значне зростання впровадження та використання персональних комунікаційних послуг, включаючи передачу голосу, даних та відео. Супутникові та волоконно-оптичні мережі забезпечують високошвидкісні комунікаційні послуги по всьому світу. Дійсно, це початок сучасної ери цифрових систем передачі інформації.

1.2 Види цифрової модуляції

Модуляція – це процес, у якому один або кілька параметрів високочастотного несучого сигналу змінюються відповідно до форми низькочастотного інформаційного сигналу [5, 6]. Передана інформація міститься в керуючому (модуючому) сигналі, а носієм інформації є високочастотні коливання, які називаються несучими (модульованими). В якості носія найчастіше використовуються гармонійні коливання. Модуляція – важливий процес, який використовується для збільшення дальності передачі інформації, покращення співвідношення сигнал/шум і зменшення розмірів прийомо-передаючих антен.

Модуляція змінює один з трьох параметрів несучої хвилі, тобто амплітуду, частоту або фазу, в залежності від амплітуди сигналу повідомлення в даний момент часу. Тип модуляції залежить від того, що саме змінюється в несучому коливанні — наприклад, амплітуда, частота чи фаза.

Існує два базових типи методів модуляції: аналогова модуляція та цифрова модуляція. У аналоговій модуляції як несучий сигнал, так і сигнал повідомлення є аналоговими хвилями. У цифровій модуляції аналоговим є лише несучий сигнал, а сигнал повідомлення — цифровим. При цьому потрібно чітко розуміти, що аналогові хвилі - це сигнали, які можуть приймати нескінченну кількість значень між двома точками, а цифрові сигнали – це двійкові значення, які можуть приймати або логічне значення 0, що представляє нульову напругу, або логічне значення 1, що представляє будь-яку іншу напругу. У цифровому сигналі відсутні проміжні рівні напруги.

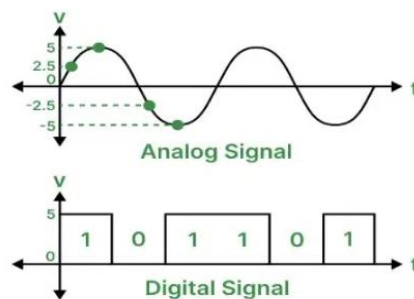


Рисунок 1.1 – Типи електричних сигналів

Модуляція дискретним сигналом називається цифровою модуляцією або кодовою маніпуляцією. За правило, маніпуляція відбувається за рахунок зсуву якогось параметру несучого коливання. Модуляція зсувом означає, що амплітуда, частота або фаза несучої хвилі змінюється між двома або більше дискретними значеннями, а не безперервно, як в аналоговій модуляції. Цифрові, двійкові дані вимагають двох дискретних рівнів амплітуди, частоти або фази для модуляції, що називається модуляцією двійкового зсуву. Група бітів може бути об'єднана в модуляцію зсувом М-бітів. В основному існує три типи методів цифрової модуляції: маніпуляції зі зсувом амплітуди, управління частотним зсувом, маніпуляції зі зсувом фаз.

Згідно з [5] у загальному випадку, модульований електричний сигнал на несучій частоті ω із будь-яким видом модуляції допускає подання у наступному вигляді:

$$s(t) = I(t) \cdot \cos(\omega t) - Q(t) \cdot \sin(\omega t). \quad (1.1)$$

Стосовно (1.1) потрібно зауважити, що у контексті модуляції сигналу, $I(t)$ визначається як синфазна складова, а $Q(t)$ – як квадратурна складова модульовального сигналу. Отже, для реалізації довільного типу модуляції слід сформувати синфазну та квадратурну компоненти модульовального сигналу (їхній вигляд визначає тип модуляції) та здійснити відповідне перетворення. (1.1).

1.2.1 Амплітудна модуляція зсувом

При амплітудній модуляції зсувом (ASK) кожен символ у сигналі повідомлення надає несучій хвилі унікальну амплітуду. При цьому модульований сигнал має вигляд [5]

$$s(t) = A(c(t) + B) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0). \quad (1.2)$$

де $c(t)$ – інформаційний сигнал; A , B та φ_0 – постійні; $B > 0$, ω – несуча частота.

Нехай множина можливих значень $c(t) \{0,1\}$, $B=0$. У цьому випадку модульований сигнал має вигляд

$$s(t) = Ac(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0)$$

його амплітуда набуває значення 0 за нульового значенні інформаційного сигналу та A за одиничного (рис.1.2). Такий тип маніпуляції називається ООК (On-Off Keying, «увімкнено-вимкнено») і часто використовується в системах сигналізації та охоронних системах.

Припустимо тепер $B=1$. У цьому випадку амплітуда модульованого сигналу набуває значення A за нульового значення інформаційного сигналу і $2A$ за одиничного. Вид модуляції, для якого $B \geq 0$, носить назву ASK (Amplitude Shift Keying - амплітудна маніпуляція). Таким чином ООК є окремим випадком ASK за умови $B=0$.

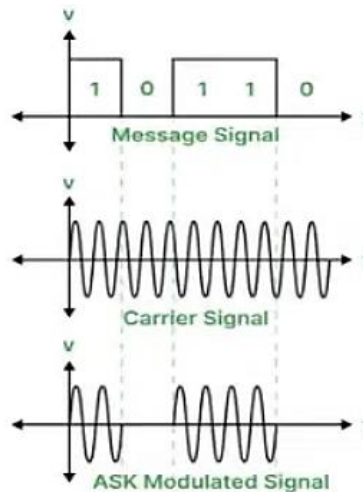


Рисунок 1.2 – Амплітудна модуляція зсувом

Існує два типи ASK: двійковий і М-специфічний. У двійковому ASK логічна одиниця відповідає певній амплітуді несучої хвилі. У ASK М-типу група журналів $2M$ бітів розглядаються разом, а не по одному біту за раз, і рівень амплітуди пов'язаний з цією групою бітів. Якщо всі ці амплітуди створюються за допомогою однієї несучої хвилі, то це називається когерентною імпульсною амплітудною модуляцією. Якщо для модуляції використовується кілька несучих хвиль з різною амплітудою, то це називається некогерентною імпульсною амплітудною модуляцією.

З (1.2) очевидний спосіб формування квадратурних складових, тобто спосіб безпосереднього здійснення модуляції. Нагадаємо, вигляд модульованого радіосигналу сигналу з довільним видом модуляції визначається виразом (1.1). Зіставляючи (1.2) з (1.1), зауважимо: $I(t) = A(c(t) + B)$, $Q(t) = 0$. У найпростішому випадку ООК модуляції процесор не виконує жодних операцій над кодованим інформаційним сигналом, за винятком масштабування.

Безліч можливих значень квадратурних компонент $I(t)$ і $Q(t)$ називається сигнальним сузір'ям [5]. Як правило, цю множину відображають на декартовій площині, де по осі абсцис відкладено значення синфазної складової $I(t)$, а по осі ординат - квадратурної $Q(t)$. Таким чином, сигнальне сузір'я - це діаграма можливих станів сигналу. Використовуючи загальний вигляд модульованого

радіосигналу (1.2), можна показати [9], що амплітуда модульованого радіосигналу в поточному стані дорівнює $A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, а фаза дорівнює куту вектора, що вказує в точку (I, Q), відлічуваного від осі абсцис. Для модуляцій OOK і ASK сигнальне сузір'я зображено на рис.14.

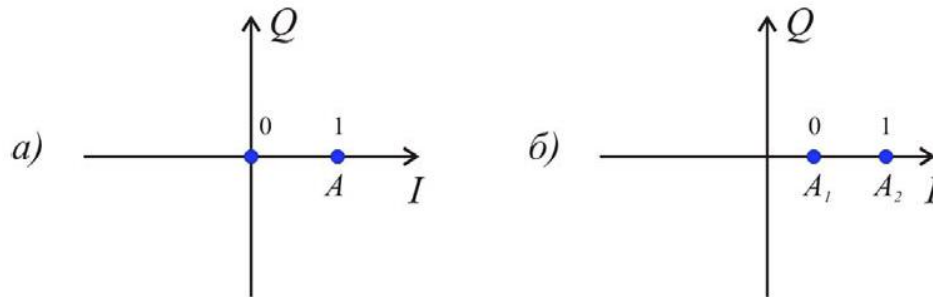


Рисунок 1.3 – Сигнальне сузір'я модуляції OOK (а); сузір'я модуляції ASK (б)

Для ASK-модуляції характерна двозначність амплітудного рівня, тобто сигнал змінюється між двома фіксованими амплітудами. Спектральна ефективність може бути істотно підвищена, якщо використовувати більшу амплітудну різноманітність радіосигналу. Вихідну бітову послідовність поділимо на двобітові групи, кожену з яких розглядатимемо як окремий символ. У такому разі кожному символу відповідає одне з чотирьох можливих значень, що належать певній множині $\{00,01,10,11\}$. Для кожного значення символу виберемо відповідну амплітуду сигналу з доступного набору $\{0, A, 2A, 3A\}$. Аналогічно можна групувати біти у трійки, четвірки або більші групи, формуючи символи з більшою кількістю біт. У результаті утворюється багаторівневий (або багатопозиційний) сигнал M-ASK, де $M = \log_2 k$ – кількість можливих значень амплітуди сигналу.

Для порівняння сигнал 256-ASK має 256 рівнів амплітуди і передає 8 біт у кожному символі. Сигнал M-ASK виглядає так само, як у формулі (1.2), але $c(t)$ тут – це багаторівневий сигнал, який складається з символів $\{0, 1, 2, \dots, M-1\}$.

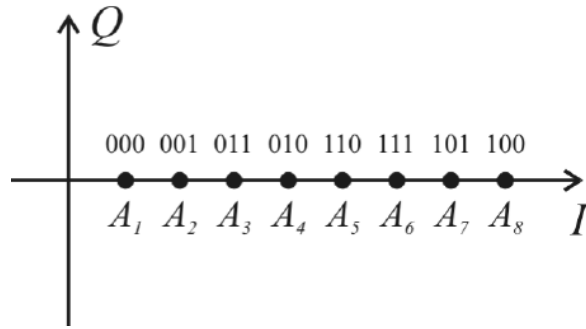


Рисунок 1.4 – Сигнальне сузір'я модуляції 8-ASK

Реалізація амплітудної модуляції є досить простою з технічної точки зору, тому на етапі створення перших систем передачі електричних сигналів на відстань використовувалась саме амплітудна модуляція. Все ж потрібно зауважити, що амплітудні види модуляції не дуже енергоефективні, бо середня потужність набагато менша за максимальну. Для них потрібні потужні підсилювачі з високою лінійністю і великим динамічним діапазоном. Нелінійність підсилювача, що спричиняє спотворення амплітуди сигналу, безпосередньо призводить до помилок у розпізнаванні символів, адже символи кодуються амплітудою, а оскільки адитивний шум і перешкоди безпосередньо спотворюють сигнальну амплітуду, амплітудна модуляція має обмежену здатність протистояти завадам.

1.2.2 Частотна модуляція зсувом

У разі здійснення частотної модуляції параметром несучого коливання - носієм інформації - є несуча частота $\omega(t)$. Модульований радіосигнал має вигляд [10, 12]:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos(\omega(t)t + \varphi_0) = A \cos(\omega_c t + \omega_d c(t)t + \varphi_0) = \\ &= A \cos(\omega_c t + \varphi_0) \cos(\omega_d c(t)t) - A \sin(\omega_c t + \varphi_0) \sin(\omega_d c(t)t), \end{aligned} \quad (1.3)$$

де ω - постійна центральна частота сигналу, ω_d - девіація (зміна) частоти, $c(t)$ - інформаційний сигнал, φ_0 - початкова фаза.

У разі, якщо інформаційний сигнал має 2 можливі значення, має місце двійкова частотна модуляція (FSK - Frequency Shift Keying). Інформаційний сигнал у (1.3) є полярним, тобто набуває значень $\{-1, 1\}$, де -1 відповідає значенню вихідного (неполярного) інформаційного сигналу 0 , а 1 - одиниці. Таким чином, під час двійкової частотної модуляції множині значень вихідного інформаційного сигналу $\{0, 1\}$ ставиться у відповідність множина значень частоти модульованого радіосигналу $\{\omega_c - \omega_d, \omega_c + \omega_d\}$. Вигляд сигналу FSK зображено на рис.1.5.

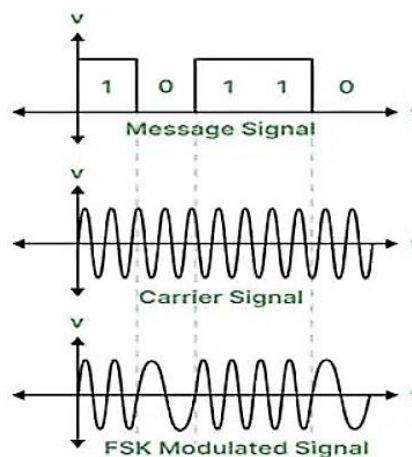


Рисунок 1.5 – Вигляд сигналу FSK

З (1.3) випливає безпосередня реалізація FSK-модулятора: сигнали $I(t)$ і $Q(t)$ мають вигляд: $I(t) = A \cos(\omega_d c(t) t)$, $Q(t) = A \sin(\omega_d c(t) t)$. Оскільки функції $\sin$ і $\cos$ приймають значення в інтервалі $[-1..1]$, то сигнальне сузір'я сигналу FSK - коло з радіусом A .

Багатопозиційна (багаторівнева) модуляція M-FSK формується, як і інші багатопозиційні види модуляції, шляхом угруповання $k = \log_2 M$ біт у символи і встановленням чіткої зв'язку між символами та набором частот модуляції. При цьому значення можливих частот відрізняються на однакову величину $2\omega_d$. Вид сигналу M-FSK також визначається (1.3), інформаційний сигнал M-FSK є полярним, як і для FSK. Як видно з (1.3), для того, щоб значення частоти

відрізнялися на однакову величину, різниця між значеннями символів інформаційного сигналу має бути однаковою. Наприклад, для сигналу 4-FSK множині значень символів вихідного інформаційного сигналу $\{00, 01, 10, 11\}$ ставиться у взаємнооднозначну відповідність множина значень модулюючого сигналу $s(t) \{-3, -1, 1, 3\}$.

Величина $m = 2f_d T_s$, де $f_d = \omega_d / 2\pi$ - девіація частоти, T_s - тривалість символу, називається індексом модуляції. Чим більший індекс модуляції, тим більша різниця частот модульованого сигналу, тим простіше розрізнити значення символів у приймачі (менша ймовірність помилки), але тим більша ширина спектра сигналу. На практиці для FSK використовуються значення $0.1 \leq m \leq 1$. Як показано в [2], за $m \geq 0.5$ значення ймовірності бітової помилки перестає зменшуватися монотонно зі збільшенням m , а осцилює із загасанням в околиці постійного значення. FSK з індексом модуляції $m = 0.5$ називається частотною модуляцією з мінімальним зсувом (MSK - Minimum Shift Keying) і має найбільшу спектральну ефективність.

1.2.3 Маніпуляція зсувом фаз

Фазомодульований сигнал має вигляд [10]:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi(t) + \varphi_0). \quad (1.4)$$

де A – амплітуда несучого коливання; φ_0 – початкова фаза, ω – частота несучого коливання; $\varphi(t)$ – поточна фаза сигналу несучої.

Інформаційним параметром є фаза сигналу, тобто в несучому коливанні, відповідно до інформаційного низькочастотного сигналу змінюється фаза $\varphi(t)$. Під час когерентної демодуляції на приймальній стороні відновлена і повністю відома несуча $s_c(t) = A \cos(\omega(t) + \varphi_0)$. Якщо порівняти сигнал (1.4) з відновленою несучою стає можливою процедура обчислення поточного, відносного зсуву фази. Оскільки фаза $\varphi(t)$ прямо відповідає інформаційному сигналу $s(t)$ маємо

процес демодуляції, або відновлення початкового інформаційного повідомлення.

Двійкова фазова модуляція (BPSK - Binary Phase Shift Keying) реалізується шляхом переключення фази несучого коливання між двома протилежними значеннями для кодування бітів 0 та 1, яким у відповідність ставлять фази 0 або π , тобто, коли інформаційний сигнал змінює полярність, фаза несучої стрибкоподібно змінюється на протилежну. Тож сигнал BPSK можна записати так:

$$s(t) = \begin{cases} A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0), & c(t) = 1 \\ A \cdot \cos(\omega t + \pi + \varphi_0) = -A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0), & c(t) = 0 \end{cases}$$

У підсумку отримаємо

$$s(t) = A \cdot 2 \left(c(t) - \frac{1}{2} \right) \cos(\omega t + \varphi_0).$$

Тож, щоб відтворити BPSK сигнал, треба помножити несучу на сигнал, який може приймати значення або +1, або -1. Відповідні сигнали з модулятора матимуть дві складові одна з яких дорівнює нулю.

$$I(t) = A \cdot 2 \left(c(t) - \frac{1}{2} \right), \quad Q(t) = 0.$$

Часова форма сигналу і його сузір'я показані на рис.1.6

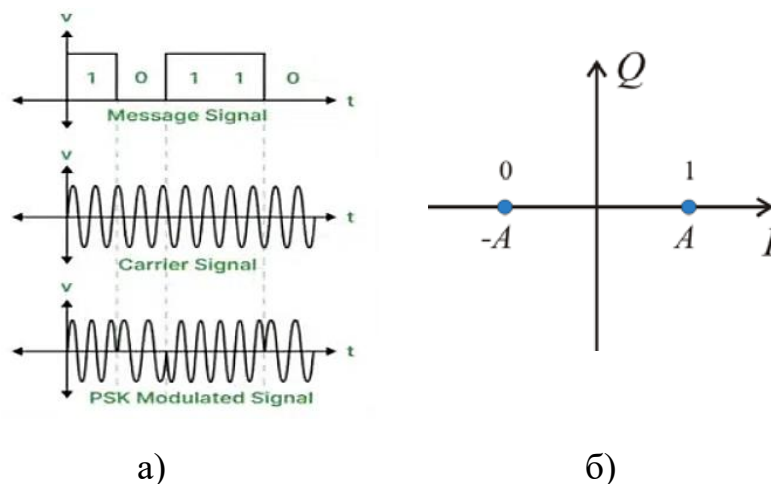


Рисунок 1.6 – BPSK сигнал у часі (а) та його сигнальне сузір'я (б)

Диференціальна фазова модуляція DBPSK є різновидом класичної BPSK і застосовується для усунення проблем, пов'язаних із фазовою неоднозначністю під час відновлення несучої частоти на приймальній стороні. У більшості схем синхронізації несучої частоти відновлення відбувається з точністю лише до фазового зсуву, а тут присутня кратність 180 градусів (π радіан). Це означає, що відновлена несуча може мати постійний фазовий зсув. Це стає причиною інвертування всіх бітів — біти, що мали значення 0, перетворюються на 1 і навпаки при демодуляції прийнятого сигналу звичайним способом

Щоб уникнути таких помилок, у DBPSK замість кодування абсолютного значення фази сигналу використовується кодування відносної зміни фази між послідовними символами. Тобто інформація передається у конкретній різниці фаз між поточним і попереднім бітовим інтервалом. Такий підхід дозволяє приймачу коректно відновлювати дані навіть у разі наявності невизначеності у фазі несучої, оскільки інвертування фази призведе лише до інверсії відліку, яка не впливає на правильне розпізнавання відносних змін фази. Таким чином, DBPSK підвищує надійність прийому сигналу в умовах фазової неоднозначності і зменшує вплив помилок синхронізації несучої.

Квадратурна фазова модуляція (QPSK — Quadrature Phase Shift Keying) — це вид фазової модуляції, при якій фаза несучого сигналу приймає одне з чотирьох рівнів ($M = 4$). Значення фаз відрізняються на кут, кратний $\pi/2$, тобто $\{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$. Кодування інформації за допомогою чотирьох різних фазових станів має сигнальне сузір'я аналогічне зображеному на рис. 1.7.

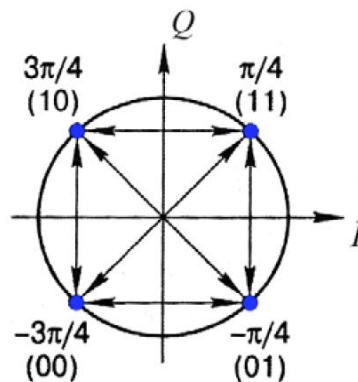


Рисунок 1.7 – Сигнальне сузір'я модуляції QPSK

Стрілками показано можливі переходи з одного стану фази в інший стан фази. З рисунку зрозуміло, що відображення символів у сигнальному сузір'ї організовано так, що сусідні точки відрізняються значенням лише одного біта. У каналі зв'язку з шумом найбільш імовірною є помилка визначення фази сигналу як фази сусідньої точки сузір'я. У випадку такої помилки змінюється лише один біт інформації, що суттєво знижує ймовірність помилки на біт у порівнянні з випадком, коли для сусідніх символів могла б змінюватися більша кількість бітів. Такий принцип кодування відомий як код Грея.

У QPSK-модуляції фазі сигналу відповідають два біти даних. Це дозволяє удвічі рідше змінювати фазу сигналу порівняно з BPSK-модуляцією при тій самій швидкості передавання інформації. Згідно з [2], спектральна густина потужності багаторівневого сигналу є ідентичною спектральній щільності потужності бінарного сигналу, якщо при розрахунках бітовий інтервал T_b замінити на символний інтервал $T_s = T_b \log 2$. Для випадку чотирирівневої модуляції $M = 4$ символний інтервал становить $T_s = 2T_b$. Це означає, що спектральна ефективність квадратурної фазової модуляції QPSK удвічі вища, ніж у бінарної фазової модуляції.

Розглядаючи сигнальне сузір'я QPSK, можна легко визначити значення сигналів $I(t)$ і $Q(t)$ на виході модулятора для кожного інформаційного символу на вході, а отже, спроектувати схему модулятора.

Згідно з вищезазначеним, фаза модульованого коливання (з точністю до початкового зсуву φ_0) визначається як кут вектора $\{I, Q\}$, що відлічується від осі абсцис у сигнальному сузір'ї. Отже:

$$\{I(t) = \cos(\varphi(t)), Q(t) = \sin(\varphi(t))\}$$

Сімейство QPSK включає кілька підвидів модуляції, серед яких диференціальна квадратурна модуляція (DQPSK) та квадратурна модуляція зі

зсувом (OQPSK — Offset QPSK) [10]. DQPSK застосовується аналогічно до DBPSK для уникнення фазової неоднозначності відновленої несучої, що у випадку QPSK має кратність $\pi/2$. Як і в DBPSK, у DQPSK відносна зміна фази визначається щодо попереднього символного інтервалу. У системах з нелінійним підсиленням OQPSK вважається ефективнішою за QPSK. Згідно з сигнальним сузір'ям QPSK (рис. 1.7), при переході між символами фаза може змінюватися на $\pi/2$ або π , що визначає максимальну зміну фази $-\pi$.

Для QPSK із прямокутною формою імпульсів огинаюча сигналу є сталою. Однак після обмеження спектра (фільтрації) форма імпульсів стає непрямокутною, що призводить до коливань огинаючої сигналу та появи паразитної амплітудної модуляції. Чим більший стрибок фази, тим сильніше зростає амплітудна модуляція, що підвищує вимоги до лінійності підсилювача потужності та знижує енергетичну ефективність. Обмеження максимальної зміни фази дозволяє знизити паразитну АМ. Для OQPSK максимальна зміна фази становить лише 90° , що знижує амплітудні коливання на третину проти повної амплітуди для звичайної QPSK. OQPSK легко реалізується шляхом зсуву сигналів $I(t)$ і $Q(t)$ один відносно одного на інтервал одного біта.

Багатопозиційна фазова модуляція (M-PSK). M-PSK формується, як і інші багатопозиційні види модуляції, шляхом групування $k = \log_2 M$ біт та встановленням взаємно-однозначної відповідності між набором значень символів і набором можливих фазових зсувів модульованого сигналу. Окреме значення фази з множини відрізняються на однакову величину. Для прикладу на рис. 1.8 наведено сигнальне сузір'я для 8-PSK з кодуванням Грея.

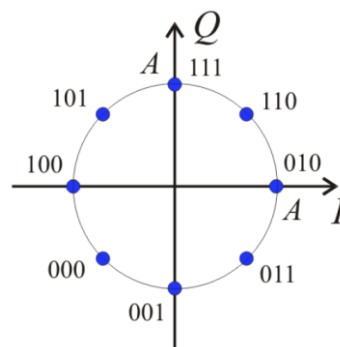


Рисунок 1.8 – Сигнальне сузір'я модуляції 8-PSK

1.2.4 Амплітудно-фазові види модуляції (QAM)

Очевидно, для кодування переданої інформації можна використовувати не один параметр несучого коливання, а два одночасно.

Модуляція класифікується на лінійну та нелінійну. Для лінійної модуляції справедливе лінійне співвідношення між спектром модулюючого сигналу і спектром модульованого коливання. Також існують лінійні залежності між амплітудою модульованого сигналу та інформаційним сигналом і між повною фазою модульованого сигналу та інформаційним сигналом. Амплітудна та фазова модуляції є яскравим прикладом лінійних типів модуляції [5, 13].

Частотна модуляція є прикладом нелінійної модуляції. Для лінійних процесів справджується принцип суперпозиції, що дозволяє змінювати два параметри несучого сигналу одночасно. Коли під час модуляції відбувається зміна амплітуди та фази сигналу, це називається амплітудно-фазовою модуляцією.

Найнижчий рівень символічних помилок досягається тоді, коли відстані між сусідніми точками сигнального сузір'я однакові, тобто коли розподіл точок у сузір'ї є рівномірним на площині. Таким чином, сигнальне сузір'я набуває ґратчастої структури. Така модуляція називається квадратурною амплітудною модуляцією (QAM — Quadrature Amplitude Modulation) [8].

Квадратурна амплітудна модуляція (QAM) належить до багатопозиційних видів модуляції. При $M = 4$ вона є еквівалентною QPSK, тому на практиці для QAM приймають $M \geq 8$. Оскільки кількість біт на символ визначається як $k = \log_2 M, k \in \mathbb{N}$, то M може набувати лише значень, що є ступенями двійки: 2, 4, 8, 16 тощо. Як приклад, на рис. 1.9 наведено сигнальне сузір'я 16-QAM з кодуванням Грея. У практичних застосуваннях використовуються великі значення $M \approx 1024$, що дозволяє досягти дуже високої спектральної ефективності.

Проте, як видно із сигнального сузір'я, оскільки інформація передається, зокрема, амплітудою, і коливання амплітуди можуть бути значними, QAM

пред'являє високі вимоги до лінійності та динамічного діапазону підсилювача потужності, особливо при великих значеннях МММ.

Однак, як видно з рис. 1.9, оскільки інформація кодується, зокрема, амплітудою, а зміна амплітуди відбувається у широкому діапазоні, то QAM, для великих M , висуває високі вимоги до лінійності підсилювача потужності та його динамічного діапазону, що досягнути в реальних умовах буває не так легко.

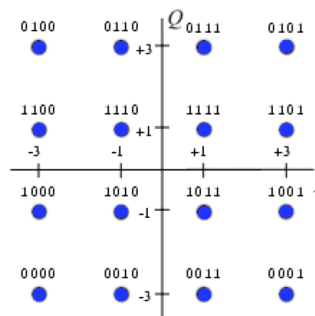


Рисунок 1.9 – Сигнальне сузір'я, що відповідає квадратурній амплітудній модуляції з кількістю станів $M = 16$

Практичне здійснення QAM-модуляції передбачає збереження у пам'яті процесора таблиці значень квадратурних компонент $I(t)$ і $Q(t)$, які відповідають точкам сигнального сузір'я та впорядковані відповідно до значень символів. Процесор аналізує вхідну послідовність бітів, групує її у символи та для кожного символу вибирає відповідні значення $I(t)$ і $Q(t)$ із таблиці. Далі ці сигнали піддаються фільтрації.

1.3 Порівняльний аналіз різних видів модуляції

Основними показниками ефективності модуляційних схем є критерії спектральної та енергетичної ефективності. Спектральна ефективність характеризує, наскільки раціонально використовується смуга частот каналу зв'язку для передавання інформації. Вона визначається як кількість інформаційних бітів, які можна передати за одиницю часу через одиницю

ширини спектра (наприклад, біт/с/Гц). Чим вища спектральна ефективність, тим більше даних можна передати у вузькому частотному діапазоні.

Енергетична ефективність (або енергетична доцільність) показує, скільки енергії потрібно для надійної передачі одного інформаційного біта з урахуванням заданого рівня помилок (наприклад, BER). Зазвичай порівнюється як відношення енергії біт/шум (E_b/N_0). Чим вища енергетична ефективність, тим менше енергії витрачається на передачу одного біта при збереженні заданої якості зв'язку.

Таким чином, під час вибору модуляційної схеми необхідно враховувати обидва критерії: спектральну ефективність – для економії смуги частот, та енергетичну ефективність – для зниження потужності передавача та підвищення завадостійкості. Баланс між цими критеріями залежить від конкретних вимог системи зв'язку.

У більшості систем зв'язку для обмеження спектра сигналу застосовуються фільтри. Для амплітудних, фазових та амплітудно-фазових модуляцій зазвичай використовують фільтр із піднятою косинусною характеристикою, а для частотних – гаусівський фільтр. Відтак, спектральна ефективність амплітудної, фазової та амплітудно-фазової модуляцій є однаковою, а її кількісні показники визначається смугою пропускання фільтра.

Дослідження показали, що при збільшенні кількості позицій (рівнів) модуляції, таких як у M-ASK, M-PSK і M-QAM, спектральна ефективність зростає у $k = \log_2 M$ разів [10]. Крім того, було відзначено, що серед частотних видів модуляції найвищу спектральну ефективність демонструє MSK.

Порівняння MSK із гаусівською фільтрацією (GMSK) при відносній смузі $BT_b = 0.3$ та модуляції QPSK з фільтром піднятого косинуса (коефіцієнт заокруглення $\alpha = 0.35$, оптимальне значення для багатьох систем зв'язку) показує, що MSK є спектрально у 2.6 раза менш ефективною за QPSK і у 1.3 раза менш ефективною за BPSK.

ля порівняння видів модуляції за критерієм енергетичної ефективності виконаємо оцінювання необхідної енергії для передавання інформації з однаковою ймовірністю помилки на біт у кожній схемі модуляції. Співвідношення, що встановлюють зв'язок між ймовірністю бітової помилки та величиною E_b / N_0 відношення сигнал/шум для різних видів модуляції має вигляд [5]:

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right). \quad (1.5)$$

де BER - імовірність помилки; E_b - бітова енергія передачі, N_0 - спектральна густина потужності білого шуму, присутнього в каналі зв'язку. Припустимо, що потужність передавача має величину W . Тоді величина бітової енергії енергії дорівнює $E_b = WT_b$, де T_b - тривалість біта. Як відомо, зі зростанням позиційності модуляції збільшується імовірність бітової помилки. Це означає, що при збільшенні спектральної ефективності зазвичай знижується енергетична ефективність.

В нашому випадку BER , для розглянутих видів модуляції має однакову залежність, а QPSK у 2 рази спектрально ефективніший, ніж BPSK. Отже звичайно має сенс застосовувати QPSK. З фізичної точки зору це пов'язано з тим, що в QPSK додатковий ступінь свободи забезпечує квадратурна складова $Q(t)$, тоді як у BPSK задіяна лише синфазна складова $I(t)$.

Квадратурна структура когерентного фазового демодулятора дозволяє двом каналам детектора незалежно приймати два бінарні фазомодульовані сигнали.

Схожа ситуація спостерігається при порівнянні модуляцій DBPSK та DQPSK. Незважаючи на деякі відмінності у виразах для ймовірності бітової помилки, їх результати збігаються з високим ступенем наближення.

Відомо, що модуляції з відносним кодуванням демонструють невеликий енергетичний програв (0.3–0.9 дБ) у порівнянні зі звичайними BPSK та QPSK [10]. DBPSK при некогерентному детектуванні демонструє невеликий енергетичний програв (≈ 0.5 дБ) порівняно з когерентним детектуванням DBPSK.

Під енергетичним вигравом мається на увазі різниця у значенні E_b / N_0 при фіксованому значенні ймовірності бітової помилки. Таким чином, коректне порівняння можливе лише між модуляційними схемами з однаковим числом позицій. Розглянемо порівняння дворівневих схем модуляції: OOK, BPSK та MSK. У порівнянні енергетичної ефективності модуляцій OOK і MSK різниця практично відсутня: обидві забезпечують схожий рівень BER за однакової енергетичної потужності і поступаються BPSK (і, відповідно, QPSK) за енергетичними показниками приблизно $1/\sqrt{2}$ разів.

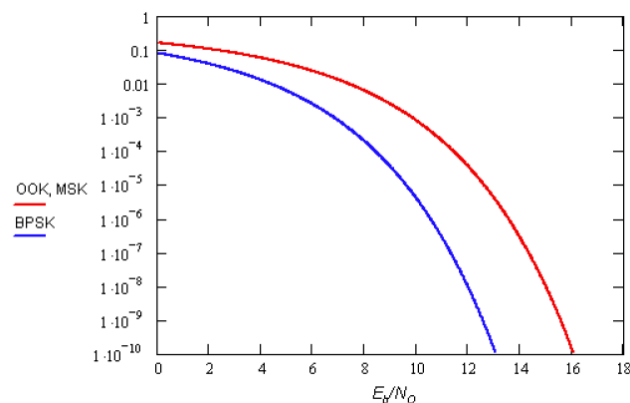


Рисунок 1.10 – Зіставлення енергетичних витрат для модулаций OOK, MSK і BPSK

Підсумовуючи результати порівняння, можна констатувати, що за числа рівнів не більш 4 QPSK демонструє найвищу ефективність як у спектральному, так і в енергетичному аспектах. Водночас варто зробити одне важливе зауваження щодо GMSK. Хоча її спектральна ефективність поступається QPSK у лінійних підсилювачах, завдяки частотній природі GMSK можна застосовувати більш ефективні нелінійні підсилювачі та обмежувачі, що дає перевагу в енергетиці. При проходженні QPSK через такі нелінійні пристрої спектр сигналу

розширюється (через появу бічних пелюсток). Тому в деяких випадках GMSK енергетично виграватиме у QPSK. Водночас удосконалені версії QPSK, такі як FQPSK, все одно перевершують GMSK."Наступним кроком буде порівняння модуляцій із більш ніж чотирма рівнями.

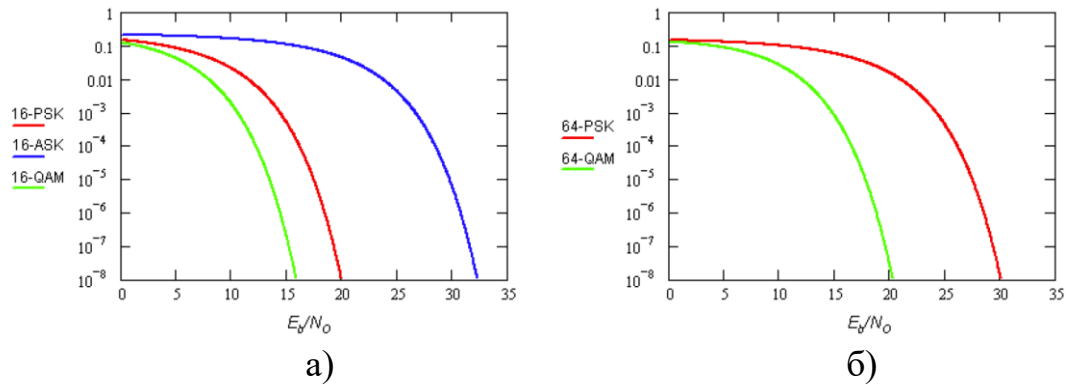


Рисунок 1.11 – Оцінювання енергетичної продуктивності модуляційних схем M-ASK, M-PSK і M-QAM: (а) $M=16$; (б) $M=64$

З рисунка 1.11 випливає, що амплітудна модуляція має значно нижчу енергетичну ефективність порівняно з фазовою та амплітудно-фазовою (різниця перевищує 10 дБ при $M=16$), тому для $M=64$ її доцільність не розглядається. Порівняння M-PSK з M-QAM показує, що M-QAM демонструє вищу ефективність, причому цей виграш зростає зі збільшенням M : для $M=16$ він становить близько 4 дБ, а для $M=64$ — близько 10 дБ.

Це явище пояснюється тим, що в сигнальному сузір'ї M-PSK відстань між сусідніми точками менша, ніж у M-QAM. У випадку M-PSK сигнальні точки розташовані на колі рівномірно, а в M-QAM — на квадраті, рівномірно заповнюючи його площу. Чим більшою є ця відстань, тим менш імовірно, що при детектуванні виникне помилка в розпізнаванні сусіднього символу. Багатопозиційна частотна модуляція застосовується рідше, оскільки зі збільшенням числа рівнів (при фіксованому індексі модуляції) її спектр не стискається, а навпаки розширюється через введення нових частот — ширина спектра при цьому зростає пропорційно $M / \log_2 M$. Для M-MSK, на відміну від інших видів модуляції, збільшення числа рівнів призводить до зменшення

ймовірності помилки на біт. Це дає виграш в енергетичній ефективності, хоча й супроводжується зменшенням спектральної ефективності.

Таким чином, при обмеженій смузі, при $M \leq 4$ найбільш ефективною є модуляція QPSK, а за $M > 4$ - QAM. QPSK є окремим випадком QAM за $M=4$. Можна вважати QAM найефективнішим видом модуляції за будь-якого числа рівнів. Ще більший виграш порівняно зі звичайними QPSK і QAM дають їхні вдосконалені модифікації, такі, як модифікації Феєра (FQPSK, FQAM), модуляція із застосуванням ґратчастого кодування (TCM), удосконалення геометрії сигнальних сузір'їв і використання багатовимірних сузір'їв сигналів.

1.4 Вибір оптимального метода модуляції

Як правило, під час проектування системи передачі даних вирішується наступне завдання. Є заданий рівень імовірності помилки на біт, який не повинен бути перевищено. Наприклад, для мерж міжкомп'ютерного обміну прийнятний рівень BER істотно нижчий (порядку $10^{-9}..10^{-12}$). У цих системах додатковий енергетичний виграш у BER виконується на рівні протоколів вищого шару (наприклад, TCP/IP), що призводить до результируючих значень BER, наприклад 10^{-20} [5, 6, 11].

Додатково також, звісно, у певний момент виникає потреба обмежити смугу частот, зайняту сигналом.. Це доведеться зробити хоча б для виключення інтерференції з іншими системами зв'язку. Є нормативні акти, що регулюють розподіл частотного ресурсу, під час частотного поділу користувачів необхідно забезпечити відсутність інтерференції між ними, обмежені можливості смуги апаратури тощо. Виняток становлять надширокосмугові системи зв'язку (UWB). Хоча і для них смуга обмежена значенням кілька ГГц. На даному етапі розвитку систем UWB передача в них здійснюється короткими (менш як 1нс) імпульсами гаусової форми, а модуляція - зміною положення імпульсу в часі.

Технічно, приймачі завжди закладається деяке значення відношення E_b / N_0 , яке визначається характеристиками потужності передавача, чутливості приймача і втратами сигналу на трасі. Визначимо цю залежність.

$$\frac{E_b}{N_0} = WP - 10 \log R \quad (1.6)$$

де R – швидкість передачі, а WP – відношення енергетичної потужності сигналу до спектральної густини шуму на детекторі приймача, що визначається:

$$WP = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - Loss + 174 \quad (1.7)$$

де, в свою чергу: P_0 – потужність передавача на виході; G_{TX} – коефіцієнт підсилення антени передавача; G_{RX} – антенний коефіцієнт підсилення передавача; NF – коефіцієнт шуму приймача; $Loss$ – коефіцієнт втрат на трасі.

Таким чином, для заданої ширини смуги сигналу W , заданого максимального значення імовірності помилки на біт BER_{max} визначити оптимальний (що забезпечує максимальну швидкість) вид модуляції (і число позицій модуляції) і максимальний темп передачі даних залежно від WP . Величина WP комплексно враховує характеристики передавальних і приймальних засобів і загасання сигналу на трасі.

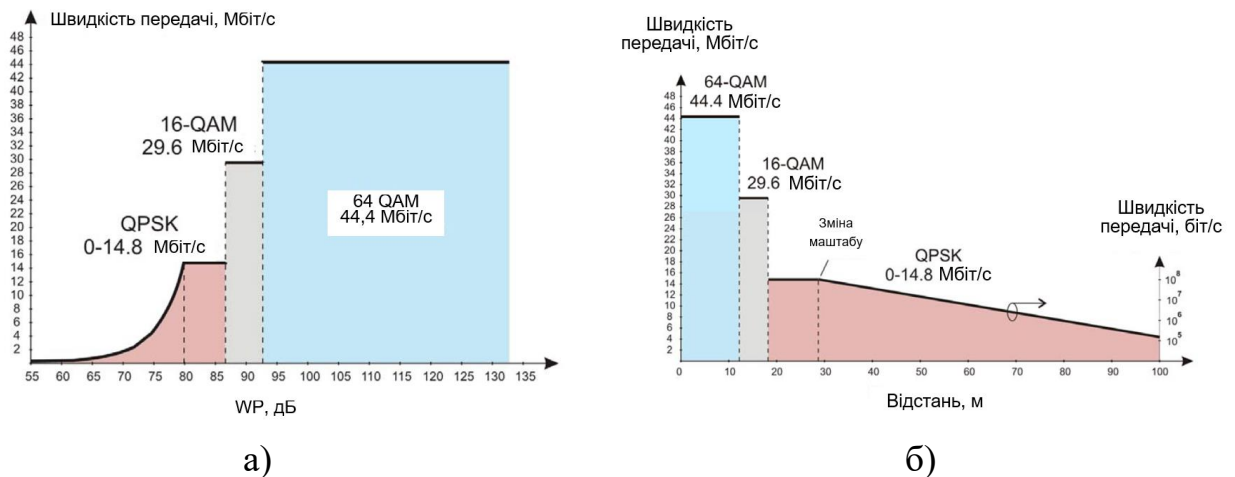


Рисунок 1.12 – Приклад вибір оптимального методу модуляції та швидкості передавання даних [11]: а) залежно від WP ; б) від оціночної відстані між передавачем і приймачем в будівлі

Підбиваючи підсумок, зазначимо, що для вирішення завдання досягнення максимальної швидкості передавання даних при обмеженій смузі та заданій максимальній імовірності помилки на біт, система зв'язку повинна вибирати оптимальний вид модуляції (найчастіше, число позицій QAM) і швидкість передачі. Вибір оптимальної модуляції обумовлений величиною WP – відношенням сигналу до спектральної щільності шуму на вході детектора, яке формується характеристиками приймально-передавальної апаратури (наприклад, потужністю передавача, коефіцієнтом шуму приймача) та загасанням сигналу на трасі. Для конкретної модуляції швидкість передачі даних визначається доступною смугою частот.

2 МЕТОДИ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Передавання даних радіоканалом здійснюється модуляцією параметрів несучого колювання інформаційним сигналом. Як вже зазначалося, під час передавання цифрової інформації значення амплітуди і фази колювання несучої частоти повинні приймати дискретні значення в однозначній відповідності з інформаційною послідовністю. Пристрої, які перетворюють цифровий сигнал на форму, придатну для передавання кабелем, радіохвилями або іншими засобами зв'язку, називають модуляторами. Модулятори відіграють вирішальну роль у процесі передачі інформаційного сигналу.

2.1 Системи передачі цифрової інформації

Чи є система зв'язку аналоговою або цифровою, визначається насамперед типом модулюючого сигналу - аналоговим або цифровим. Несуче високочастотне колювання в обох випадках аналогове. Цифровий модулюючий сигнал може мати паралельний або послідовний формат, наприклад восьми розрядний паралельний формат за 256-позиційної квадратурної амплітудної модуляції КАМ256 (QAM256) та послідовний формат за двопозиційної маніпуляції типу GMSK [11]. Поняття «аналоговий» і «цифровий» відносяться і до схемотехнічних пристроїв, у тому числі до модуляторів. Але модульований сигнал на виході цифрового модулятора має цифрову несучу, яку представляють дискретні (у часі) відліки, що виражаються цифровим кодом.

На рис. 2.1 наведено варіант схеми передавача з цифровим обробленням НЧ-сигналів [10]. Квадратурний модулятор і перетворювач ПЧ у ВЧ є аналоговими. На вході модулятора, окремо в кожному квадратурному каналі I і Q , використовуються ЦАП. У передавальному каналі сигнали з DSP (сигнальний процесор, аудіодекодер, аудіокодек) надходять на ЦАП. У низці випадків у

передавальному каналі перетворення в ПЧ відсутнє, і несуча на виході модулятора є ВЧ несучою.

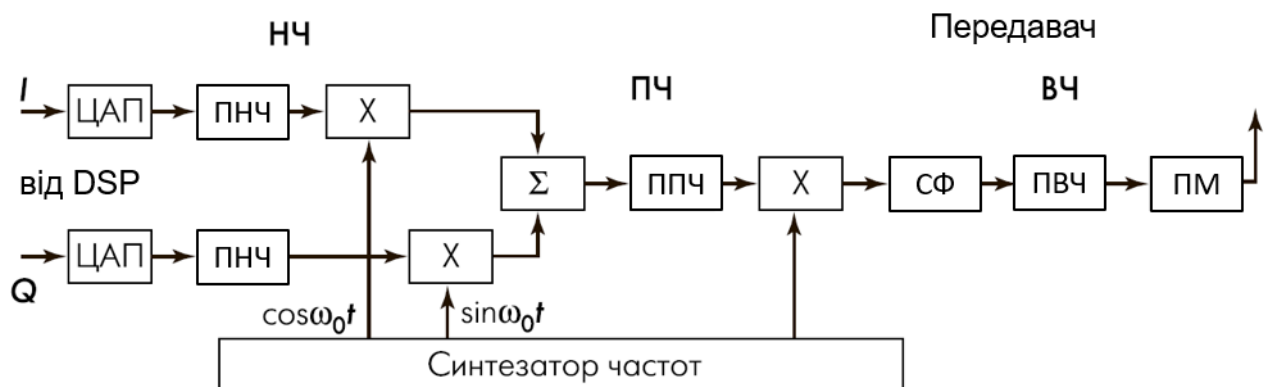


Рисунок 2.1 – Структура передавача аналогового типу

У схемах сучасних цифрових приймачів-передавачів використовуються цифрові модулятор і демодулятор. При цьому на вході демодулятора має стояти АЦП (зазвичай із дециматором), а на виході модулятора - ЦАП (з інтерполятором). За такого ввімкнення АЦП і ЦАП перетворюють не НЧ, а істотно більш високочастотний ПЧ-сигнал. Модулятор ніби вбудований в системи перетворення: модулятор включається між інтерполятором і ЦАП. У результаті, модулятор працює при більш високих частотах дискретизації і, відповідно, за менших шумів, що вносяться цифровим перетворенням. Прикладом сучасних аналогових квадратурних модуляторів/демодуляторів є мікросхеми серії AD834x фірми Analog Devices (модулятори AD8345/6/9 і демодулятори AD8347/8, див. таблицю) [4]. Модулятори також можуть бути використані також як підвищувальних безфільтрових перетворювачів частоти.

Цифрові модулятори з інтерполятором і ЦАП. На рис. 2.2 показано частину структурної схеми передавача з цифровими модулятором. На вході каналу модуляції використовується цифровий двоканальний інтерполюючий НЧ інтерполятор, що підвищує частоту дискретизації в модуляторі, а на виході каналу, після цифрового квадратурного модулятора знаходиться ЦАП [15].

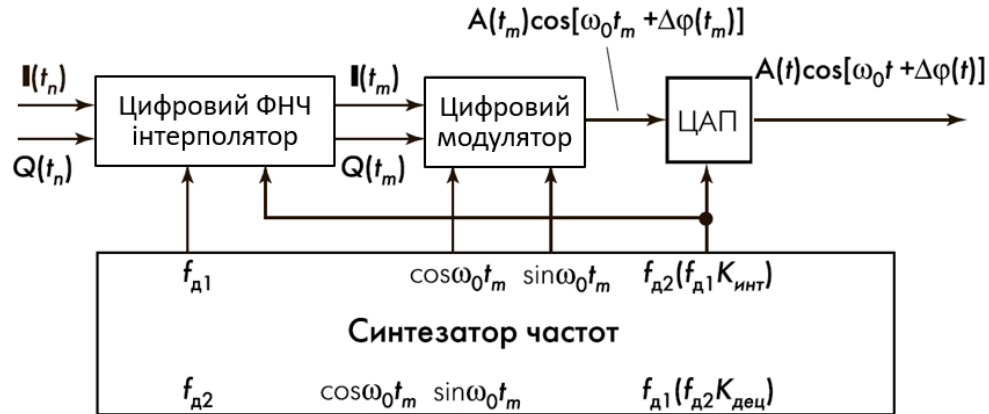


Рисунок 2.2 – Структура каналу цифрової модуляції

На вхід каналу надходять складові $I(t_n)$ і $Q(t_n)$ модулюючого цифрового сигналу в паралельному форматі. На інтерполятор від синтезатора частот надходять, як мінімум, дві послідовності тактових імпульсів, що визначають частоту відліків, - вхідних із частотою f_{d1} і вихідних із більшою частотою $f_{d2} = f_{d1} K_{\text{инт}}$, де $K_{\text{инт}}$ - коефіцієнт інтерполяції. Послідовність імпульсів із частотою f_{d2} подається також і на ЦАП. Цифрове опорне коливання, що визначає частоту несучої на виході модулятора, може бути синусоїдальним, що формується, наприклад, методом прямого цифрового синтезу (DDS), або прямокутним, що формується системою ФАПЧ. Відліки складових синусоїдального опорного коливання характеризуються значеннями багаторозрядного цифрового коду, що їх описує. Частота їх проходження дорівнює f_{d2} . У модуляторі цифрові коди вхідного сигналу й опорного коливання перемножуються, і, залежно від знака підсумовування, вибирається сума або різниця їхніх добутків. Прямокутне опорне коливання (послідовність «0» і «1», що чергуються), яке можна розглядати як одноразове рядне, додатково містить непарні гармоніки. У результаті в вихідному сигналі модулятора виникають додаткові спектральні складові, які можуть або фільтруватися на виході ЦАП, або одна з гармонік може бути використана для утворення більш високочастотної несучої.

2.2 Цифрові модулятори

Розглянуті в попередньому розділі принципи організації систем передачі цифрової інформації акцентують увагу на тому факті, що центральним ядром сучасних методів цифрової модуляції є модулятор. Сучасні, дійсно цифрові модулятори здебільш представляють собою певний цифровий алгоритм реалізований або програмними методами, або у вигляді спеціалізованих цифрових процесарів (DSP). Оскільки існує досить багато різновидів цифрової модуляції, то відповідно існує і багато видів цифрових модуляторів. Розглянемо основні з них.

2.2.1 Модулятори ASK

Одним з найпростіших схем формування цифрових сигналів є амплітудного схема модулятора з зсувом, або амплітудної маніпуляції зображеного на рис.2.2.

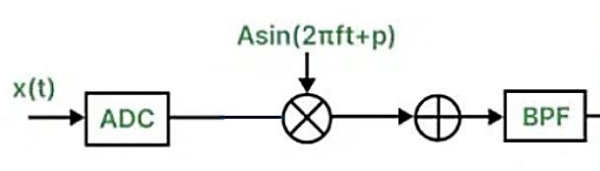


Рисунок 2.3 – Структура схема модулятора ASK

Сигнал аналогового повідомлення перетворюється в цифровий сигнал за допомогою аналого-цифрового перетворювача (ADC). Потім цей цифровий сигнал передається множнику, який приймає два входи. Синусоїда з високою частотою розглядається як несучий сигнал і множиться на цифровий сигнал. Коли символ присутній у цифровому сигналі $x(t)$ множиться на несучу $Asin(2\pi ft+p)$, це призводить до $x(t)Asin(2\pi ft+p)$. Коли рівень вхідного сигналу високий, несуча частота пропускається як вона є. Але коли $x(t)$ є логічним 0, то результат множення дорівнює 0. Отже, генерується хвиля ASK. Однак ця хвиля

ASK містить різкі зміни амплітуди, що спричиняє непотрібне високе використання смуги пропускання. Отже, цей сигнал пропускається через НЧ фільтр, що обмежує використання смуги пропускання.

2.2.2 Модулятори FSK

У комутації з зсувом частоти кожен символ у сигналі повідомлення надає унікальну частоту несучій хвилі. Якщо всі такі частоти створюються за допомогою однієї несучої хвилі, то вона називається когерентною FSK. Якщо для модуляції використовується кілька несучих хвиль, кожна з різною частотою, то вона називається некогерентною FSK. Особливе місце займають сигнали з гаусівською частотною маніпуляцією з мінімальним зсувом [11,14] GMSK.

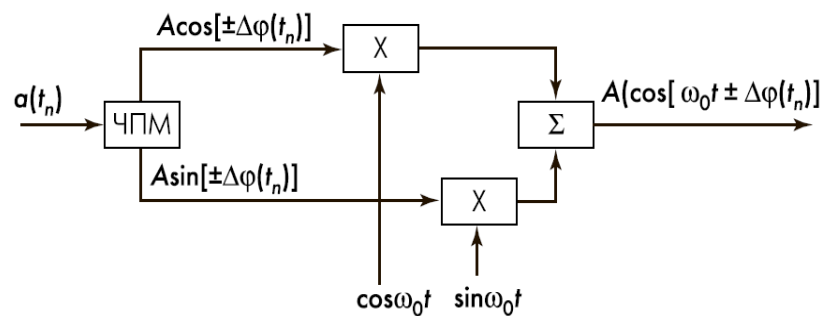


Рисунок 2.3 – Структура схема модулятора FSK

У сигналі з GMSK крім гаусівської фільтрації забезпечується і неперервність фази маніпульованого коливання, що зумовлено мінімальним зсувом (змінюю) частоти під час маніпуляції. Використовуваний у цьому випадку частотний квадратурний модулятор містить частотний передмодулятор (ЧПМ) і «стандартний» квадратурний модулятор (рис. 2,3). На вхід ЧПМ подається послідовність модулюючих посилок. ЧПМ здійснює гаусівську фільтрацію (з апроксимацією за Гаусом), інтегрування (для формування функції фази) і утворення функцій косинуса і синуса: $A \cos[\pm \Delta \phi(t_n)]$ і $A \sin[\pm \Delta \phi(t_n)]$, де «+» або «-» - знаки маніпульюючих посилок, що відповідають «0» і «1».

Однак такий сигнал містить різкі зміни частоти, що спричиняє непотрібне високе використання пропускну здатності. Отже, цей сигнал необхідно додатково пропустити через НЧ фільтр, що обмежує використання смуги пропускання.

2.2.3 Модулятори PSK

При маніпуляція зі зсувом фаз (PSK) кожен символ у сигналі повідомлення дає унікальний фазовий зсув несучій хвилі.

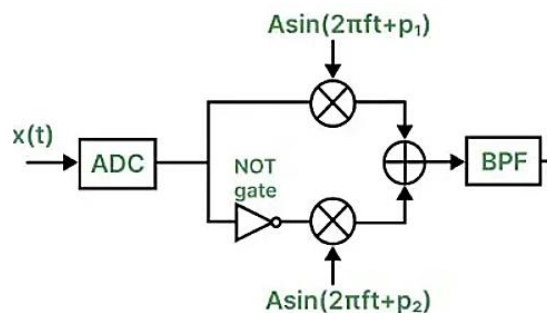


Рисунок 2.3 – Структура схема модулятора PSK

Сигнал аналогового повідомлення перетворюється в цифровий сигнал за допомогою аналого-цифрового перетворювача. Потім цей цифровий сигнал передається двом множникам, які приймають по два входи кожен. Синусоїда зі зсувом фази p_1 розглядається як несучий сигнал для логіки 1 і синусоїда зі зсувом фази p_2 розглядається як несучий сигнал для логічного 0. Ці несучі хвилі множаться на сигнал цифрового повідомлення. Обидва ці сигнали додаються з утворенням сигналу PSK $A[\sin(2\pi ft+p_1) + \sin(2\pi ft+p_2)]$. Також потрібен фільтр НЧ для усунення високочастотних складових.

2.2.4 Квадратурні цифрові модулятори

У сучасних системах радіозв'язку цифрові методи обробки сигналів займають дедалі важливіше місце й активно впроваджуються не лише в колах

низької частоти (НЧ), а й на проміжній частоті (ПЧ) [1]. Серед ключових пристроїв обробки сигналів у системах зв'язку особливу роль відіграють квадратурні модулятори та демодулятори – як аналогові, так і цифрові. Їх зазвичай використовують у ВЧ і ПЧ колах відповідно [4, 2]. Ці пристрої універсальні й можуть використовуватися незалежно від типу модуляції, хоча потребують додаткової обробки сигналів для модулювання та демодуляції. Квадратурні модулятори відносяться до балансних пристроїв, яким не потрібна фільтрація для виділення сумарної або різницевої компонент модуляційного сигналу. Також вони можуть застосовуватися як перетворювачі частоти підвищувального типу. У цифрових системах зв'язку модулятори зазвичай будують за квадратурною схемою. Квадратурний модулятор є універсальним вузлом для отримання сигналу лінійно-модульованої несучої з двома бічними смугами, включаючи такі види, як фазова та амплітудно-фазова модуляції. Його структурна схема наведена на рис. 2.4.

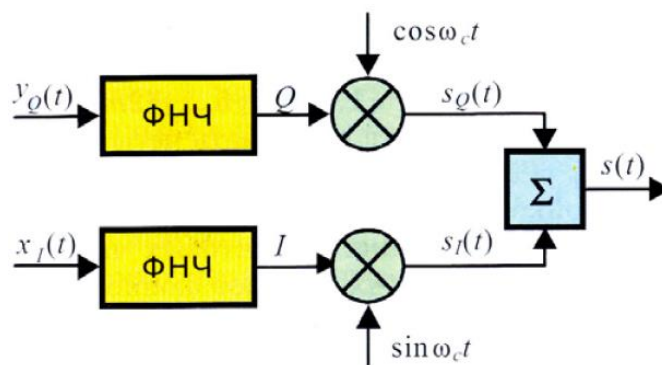


Рисунок 2.4 – Структура схема модулятора PSK

Ключовими вузлами модулятора є два балансні модулятори та суматор ВЧ сигналів, на виході якого отримують квадратурно-модульований сигнал $s(t)$. Сигнали несучих, які подаються на опорні входи балансних модуляторів, мають фазовий зсув 90° між собою, тобто вони перебувають у квадратурі.

Вхідні сигнали $x(t)$ і $y(t)$ є квантованими та дискретними у часі, з тактовим інтервалом, визначеним частотою тактування. Таким чином, на вході присутні АІМ сигнали в основній смузі. Різні типи модуляції в квадратурному

модуляторі досягаються шляхом подачі на його входи біполярних АІМ сигналів $x(t)$ і $y(t)$, квантованих на певну кількість рівнів та симетричних відносно нуля. У «виродженому» випадку, коли на один вхід подається нульовий сигнал, а на інший – двійкова послідовність ± 1 , працює лише один канал, і модулятор фактично перетворюється на балансний. На виході утворюється сигнал фазової модуляції зі зміною фази на 180° , що несе 1 біт на символ. Якщо на обидва входи подати двійкові АІМ сигнали, кожен канал передає 1 біт на символ, а разом — 2 біти на символ. Таким чином, формується сигнал, що належить до класу квадратурної амплітудно-фазової модуляції.

При ідеальному балансуванні квадратурного модулятора й точному відновленні несучих і тактових частот у демодуляторі інформаційні сигнали обох каналів не заважають один одному. Якщо ж баланс порушено або фазовий зсув між несучими відхиляється від 90° , виникають перехресні завади між квадратурними каналами, через що сигнальне сузір'я розмивається – кожна точка в такті стає випадковою в зоні навколо своєї номінальної позиції.

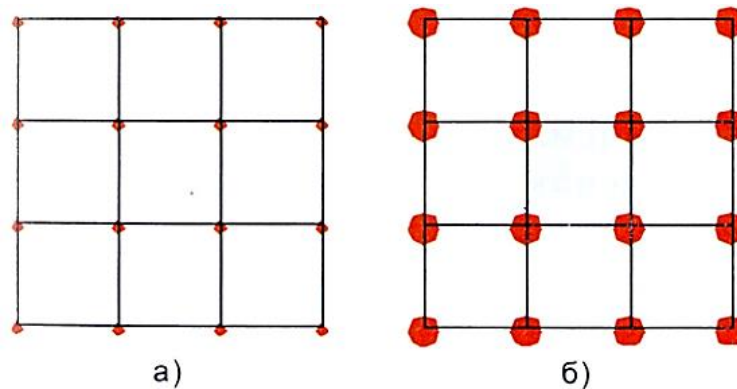


Рисунок 2.5 – Сигнальне сузір'я квадратурного сигналу:

а) точне настроювання модулятора; б) його розбалансування

Модуляція QPSK дає хороший баланс між швидкістю передачі даних і стійкістю до шумів, тому її часто застосовують як окремо, так і в комбінації з іншими методами. Під час реалізації диференціального кодування в поєднанні зі зсувом несучої на $\pi/4$ сигнальне сузір'я формується двома чотириточковими

сузір'ями QPSK, накладеними зі зсувом 45° . У результаті в сигналі присутні вісім фазових зсувів, причому фази символів вибираються по черзі то з одного сузір'я QPSK, то з іншого. Структурну схему модулятора QPSK показано на рис. 2.6.

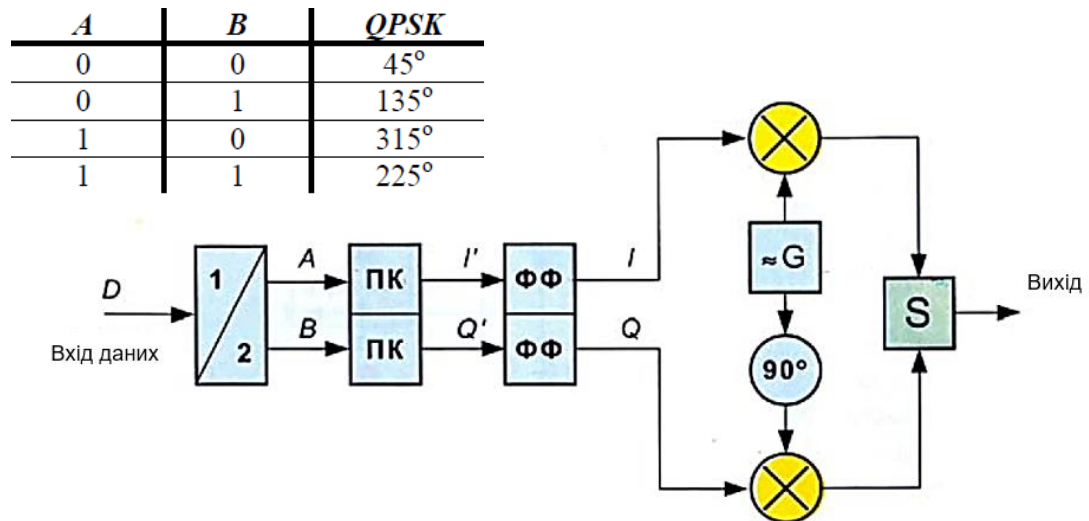


Рисунок 2.6 – Структура схема модулятора QPSK

Вхідний потік даних D спочатку розбивається на два паралельні потоки A та B , після чого у перетворювачі коду (ПК) вони кодуються у відносні коди для двох каналів – I' та Q' . Ці потоки далі згладжуються формувальними фільтрами (ФФ), а їхні вихідні сигнали I та Q безпосередньо управляють чотирифазовим модулятором, який складається з двох балансних модуляторів і суматора. Фазовий зсув несучих у каналах I' і Q' дорівнює 90° . Правило кодування фазових зсувів показано на рис 2.6 у вигляді таблиці.

Сигнали квадратурної амплітудної модуляції M-QAM широко використовують під час передавання сигналів по радіорелейних і кабельних лініях. Найбільш поширений формат модуляції 16QAM. Функціональна схема модулятора 16QAM представлена рис. 2.7

Перед модуляцією вхідний потік даних спершу обробляється в цифровому процесорі: виділяється тактова частота, виконується скрембування, диференціальне кодування та послідовно-паралельне перетворення. Оскільки

для модуляції 16QAM характерна питома швидкість 4 біт/(с·Гц), у ході цифрової обробки дані розбиваються на 4 паралельні підпотоки зі зниженою швидкістю кожного для подальшої модуляції.

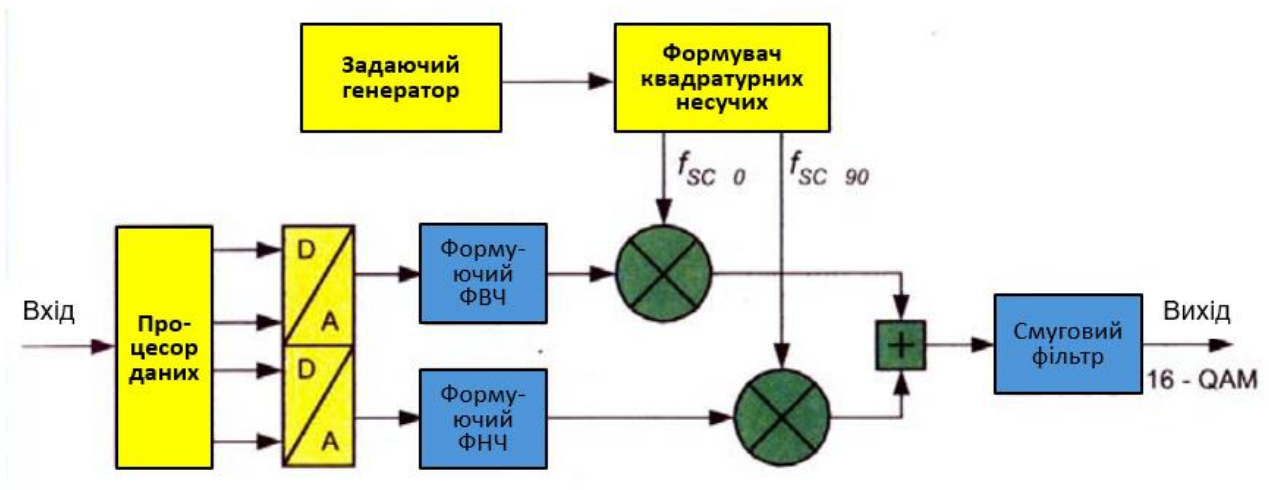


Рисунок 2.6 – Структура схема модулятора QAM

Потім проводять цифро-аналогове перетворення двох двійкових підпотоків у один чотирирівневий потік, одночасно формуючи спектр у ЦТФ, де імпульси згладжуються. Чотирирівневі сигнали в каналах I та Q подаються на балансні модулятори, сигнали яких сумуються та утворюють 16QAM із двома смугами та пригніченою несучою. На балансні модулятори надходить несуча з фазовим зсувом $\pi/2$ (у квадратурі). Далі сигнал проходить через смуговий фільтр для обмеження позасмугових випромінювань і може бути конвертований у смугу будь-якого інформаційного каналу.

2.3 Застосування методів цифрової модуляції

Нині переважна більшість електронних систем є цифровими. Ті системи, які в даний момент є в основному аналоговими (наприклад, телебачення і радіомовлення), найчастіше мають чітку, закріплену нормативними

документами тенденцію переходу на цифрову основу. Таке широке застосування цифрових технологій зумовлене переваги методів цифрової модуляції:

1. Висока стійкість до шуму. Оскільки модульований сигнал складається з кінцевого набору амплітудних/частотних або фазових зсувів, зміни, що відбулися в зазначених вище параметрах через шум, спотворення та дисперсію, є меншими порівняно з різницею в амплітуді/частоті або фазовим зсувом між двома різними символами.

2. Високий рівень безпеки. Оскільки сигнал повідомлення є цифровим то для покращення автентичності, конфіденційності та цілісності даних можна застосуати методи шифрування. Після шифрування цифрового повідомлення ми можемо приступити до процесу модуляції для передачі повідомлення. Такі можливості відсутні в аналоговій модуляції, оскільки сигнал повідомлення належить до аналогового типу.

3. Ефективне використання пропускної здатності. Використовуючи методи стиснення, ми можемо зменшити кількість бітів сигналу повідомлення, не впливаючи на вміст даних у ньому.

4. Висока точність даних. За допомогою методів виявлення помилок і корекції з'являється можливість корекції помилок у демодульованому сигналі на стороні приймача.

5. Висока ємність. У випадку цифрової модуляції з'являється можливість використання множинного доступу з часовим поділом (TDMA) замість множинного доступу з частотним поділом (FDMA). Таким чином, пропускну здатність можна збільшити, дозволяючи користувачам отримувати доступ до каналу протягом певного періоду часу один за одним.

Недоліки методів цифрової модуляції:

1. Додатковсхемне ускладнення: На стороні передавача перед модуляцією сигналу для перетворення сигналу аналогового повідомлення в цифровий сигнал потрібно додатково застосовувати аналого-цифровий перетворювач (ADC), та цифро-аналоговий перетворювач на стороні приймача.

2. Синхронізація. Для правильного виявлення та демодуляції прийнятого сигналу потрібна синхронізація. Для цього потрібна схема генератора, яка повинна бути присутня як на передавачі, так і на приймачі.

3. Високе енергоспоживання. Хоча пристрої цифрової модуляції і можуть споживати менше енергії, ніж аналогова модуляція, у середньому вона все ж натки споживає більше енергії врахунок великих швидкостей передачі даних.

Застосування методів цифрової модуляції:

- Військові системи зв'язку, де безпека і точність сигналу відіграють вирішальну роль. Цифрова модуляція може забезпечити конфіденційний і безпомилковий зв'язок.
- Системи мобільного зв'язку, де кількість користувачів щодня збільшується, а цифрова модуляція може забезпечити високу пропускну здатність і меншу кількість перешкод. Зв'язок на великих відстанях можна легко здійснювати за допомогою цифрової модуляції.
- Цифрове мовлення, методи цифрової модуляції використовуються в стандартах цифрового мовлення, таких як цифрове аудіомовлення (DAB), цифрове відеомовлення (DVB) і наземне цифрове мультимедійне мовлення (T-DMB) для ефективної передачі аудіо, відео та контенту даних.
- Радіолокаційні системи, У радіолокаційних системах методи цифрової модуляції, такі як фазова модуляція (PM) і частотна модуляція (FM), використовуються для передачі радіолокаційних імпульсів і модуляції радіолокаційних сигналів для точного виявлення та відстеження об'єктів у різних програмах, таких як управління повітряним рухом, моніторинг погоди та військове спостереження.

3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО МОДУЛЯТОРА

Модулятори відіграють вирішальну роль у процесі передачі цифрового сигналу. Вони є пристроями, які перетворюють аналоговий або цифровий відеосигнал на форму, придатну для передавання кабелем, радіохвилями або іншими засобами зв'язку. З розвитком цифрових систем стали широко застосовуватися цифрові модулятори. Вони кодують цифровий сигнал у різні формати, які ефективно передаються в цифрових мережах. Цифрові модулятори дають змогу більш ефективно використовувати доступну пропускну здатність і забезпечують кращу якість сигналу. Важливо зазначити, що правильний вибір модулятора може істотно впливати на якість і стабільність передавання цифрового сигналу. Різні типи модуляції підходять для різних ситуацій і умов передачі. Тому оператори інформаційних мереж та інженери зв'язку мають ретельно обирати модулятори, враховуючи особливості своїх систем.

3.1 Обґрунтування вибору FSK модуляції

Під час частотної маніпуляції кожному біту інформаційної послідовності («0» або «1») відповідає певна частота синусоїдального сигналу з незмінною амплітудою. Частотна маніпуляція відзначається високою стійкістю до завад, оскільки більшість перешкод впливають на амплітуду сигналу, а не на його частоту. Завдяки цій перевазі частотно-маніпульовані сигнали активно застосовуються у сучасних цифрових системах зв'язку.

Це пов'язано, перш за все, з простотою їх генерації і прийому, що обумовлено їх нечутливістю до початкової фази. Одним різновидом цієї маніпуляції є FSK приклад якого показаний на рисунку 1.5. Перевагами FSK сигналу є:

1. Компактний спектр, так як майже вся енергія сигналу зосереджена в смузі, що дорівнює $1,14V_m$, де V_m – інформаційна швидкість передачі;

2. Низький рівень позасмугового випромінювання (бічні пелюстки спектра послаблюються пропорційно $(f-f_0)^{-4}$, при фазовій маніпуляції, квадратурних фазово-маніпульованих сигналах в $(f-f_0)^{-2}$).

3. Висока потенційна завадозахищеність (оптимальний когерентний приймач має завадостійкість, що дорівнює потенційній завадостійкості приймачів протилежних знаків);

4. Низький рівень міжсимвольних перешкод при проходженні через системи фільтрації через наявність синусних і косинусних форм огинаючих компонентів сигналу FSK (маніпуляції в кожній зі складових сигналу FSK відбуваються в моменти нульових значень огинаючої).

Безперервна фазова частотна маніпуляція є звичайною двійковою частотною маніпуляцією з єдиною відмінністю у тому, що частоти «0» і «1» синхронізовані з частотою тактування вхідного бітового потоку. Термін «синхронний» у цьому випадку підкреслює наявність точної часової залежності між двома сигналами, але не означає їхньої ідентичності. У модуляції FSK частоти, що відповідають «0» та «1», обираються так, щоб вони відрізнялися від середньої частоти на величину, кратну половині швидкості бітів. Це дозволяє забезпечити безперервний фазовий перехід на виході при перемиканні сигналу несучої між частотами «0» та «1».

Розрядність подачі B_r визначає тривалість «1» або «0», а також визначає значення частот, на яких маніпулюється сигнал для символів «1» і «0». Відхилення частоти дивіації ω_d при цифровій модуляції задає частоту маніпуляції:

$$\omega_d = 2\pi \frac{B_r}{2} \cdot m = \pi B_r m \quad \text{рад / с},$$

де m - індекс модуляції, який відображає відношення між шириною частотної девіації та швидкістю передавання бітів. Відхилення частоти визначається як швидкістю розрядної послідовності, так і індексом модуляції. Чим менше

значення індексу модуляції, тим менший частотний інтервал між складовими сигналу (див. рисунок 3.1).

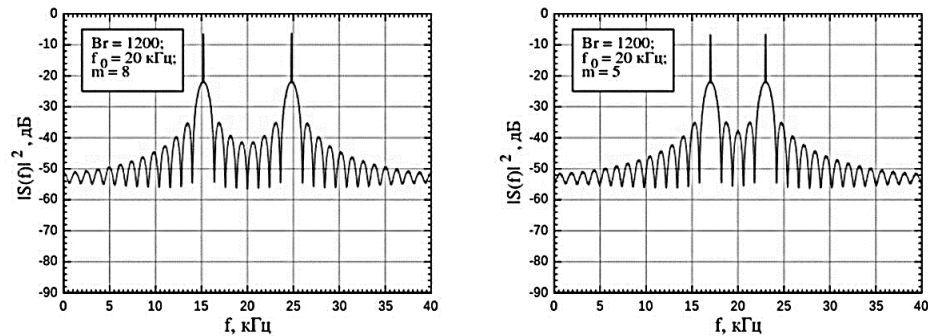


Рисунок 3.1 – Формування спектра FSK-сигналів
при різних значеннях індексу модуляції

Також FSK з безперервною фазою позитивно впливає на спектр сигналу (рисунок 2.2). Синій колір показує спектр FSK-сигналу без переривання фази, червоний колір показує спектр FSK з розривом фази. Відсутність фазових розривів призводить до значного зменшення максимальної бічної частки, а швидкість зменшення бокових складових збільшується.

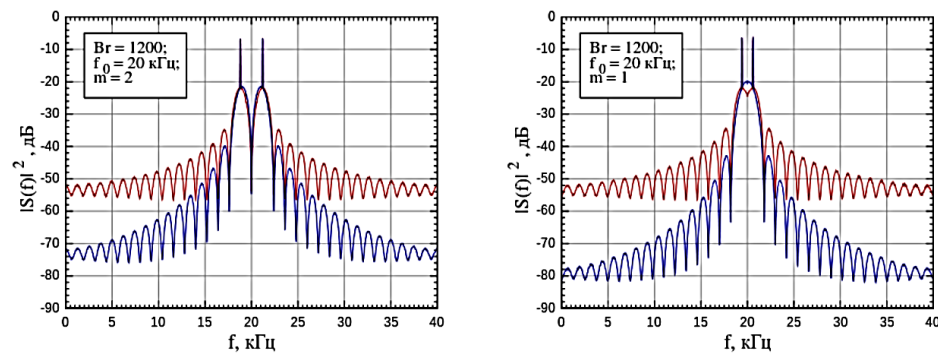


Рисунок 3.2 –Порівняння спектрів FM і FMn-NF сигналів при різних значеннях
індексу модуляції

Найчастіше як несучу використовують гармонічні коливання. Для цього потрібен генератор гармонічної частоти та змішувач. На ВЧ як змішувач

застосовується суматор на операційному підсилювачі, а для НВЧ – мікшер або квадратурний спрямований відгалужувач.

3.2 Структурна схема частотного маніпулятора

Структурна схема частотного маніпулятора з безперервною фазою наведена на рисунку 3.3.

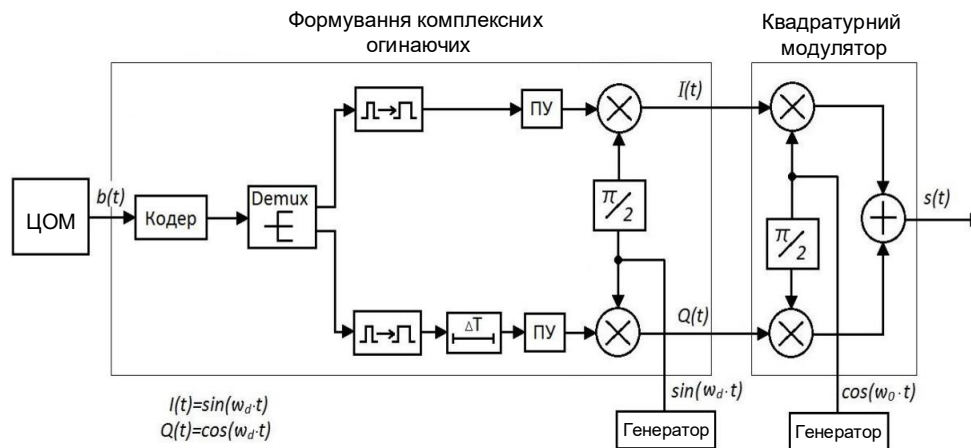


Рисунок 3.3 – Структурна побудова частотного маніпулятора

Центральний обчислювальний модуль (ЦОМ) генерує вхідний цифровий сигнал $b(t)$, який використовується як модулююче коливання. Крім того, з ЦОМ надходять тактові та керуючі сигнали, необхідні для модуляції.

Цифровий сигнал подається на блок формування комплексної огибаючої, що складається з елементів відносного кодування, демультіплексора, розширювачів імпульсів, блоків затримки, перетворювачів рівня (PU) та аналогових перемножувачів. Формуються синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові сигналу. Далі ці компоненти подаються на універсальний квадратурний модулятор, який переносить спектр вхідного сигналу на несучу частоту та сумує два сигнали, утворюючи надвисокочастотний частотно-маніпульований сигнал із безперервною фазою $s(t)$.

Найчастіше синфазну та квадратурну складові сигналу формують, змішуючи вихідний сигнал із синусоїдальними коливаннями (синусом і косинусом), частота яких удвічі менша від частоти вхідного сигналу. У разі маніпуляції частотою з безперервною фазою частота компоненти $I(t)$, $Q(t)$ є відхиленням частоти: $\omega_0 = \pi \cdot Br \cdot m$.

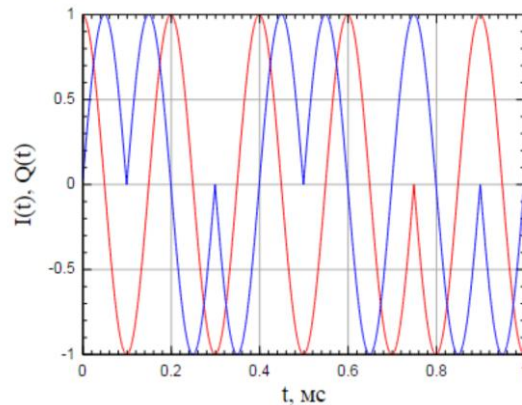


Рисунок 3.4 – Синфазні та квадратурні компоненти у складі комплексної огибаючої, ($I(t)$ – червоний, $Q(t)$ – синій)

Тип модуляції визначається методом формування квадратурної огибаючої залежно від модулюючого сигналу. Існує кілька способів її реалізації, наприклад: демультимплексування вхідного цифрового сигналу, повторення сигналу, а потім перемноження із синусом або косинусом для формування двох складових. Також для цього використовують готові інтегральні схеми (ЦАП), що реалізують ці операції та видають синфазну та квадратурну складові на виході.

3.3 Формування компонентної бази

Структурна схеми представлена на рис.3.3, в подальшому, стане основою для проектування принципової схеми модулятора. У ході розробки, крім визначення складу мікросхем і елементів, потрібно також додати додаткові вузли, наприклад, блок стабілізованої опорної напруги.

3.3.1 Тригер

Тригер — це електронний пристрій, як правило на напівпровідниковій основі, який може залишатися в одному з двох станів («0» або «1») і перемикається між ними під впливом зовнішніх сигналів. Стан тригера визначається значенням його вихідної напруги. Технічною особливістю тригера є спроможність запам'ятовувати двійкову інформацію. Після закінчення сигналу перемикання тригер утримується в одному з двох станів. Таким чином, приймаючи положення тригера як «0» і «1», можна говорити про те, що тригер «запам'ятовує» одну бітову комбінацію. Основна сфера використання тригерів — обчислювальна техніка, зокрема лічильники, регістри, ОЗП, процесори тощо. Види тригерів представлені на рис.3.5:

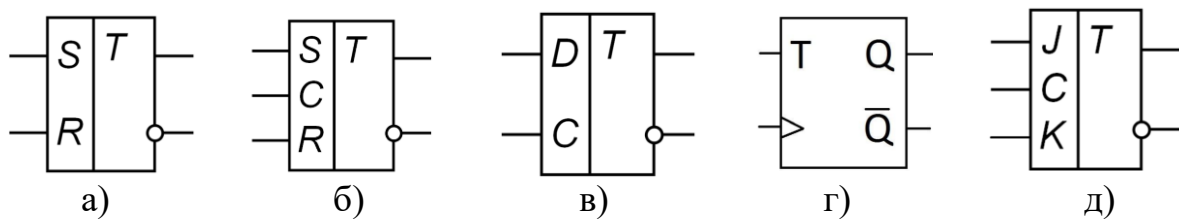


Рисунок 3.5 – Види тригерів та їх умовне позначення:

- а) RS -тригер; б) синхронний RS-тригер;
в) D-тригер; г) Т-тригер; д) JK-тригер

Об'єднуючи різні тригери, можна створювати пристрої з довільною кількістю стабільних станів.

3.3.2 Операційний підсилювач

Операційний підсилювач — це підсилювач постійного струму, побудований за схемою диференціального підсилення, з високим коефіцієнтом посилення і одноканальним виходом. Реальні операційні підсилювачі мають коефіцієнт посилення порядку 10^5 - 10^6 , а вихідний сигнал може змінюватися

практично у всьому діапазоні генеруючої напруги (зазвичай використовуються блоки живлення $\pm 15\text{ В}$).

Умовне позначення ОП представлено на рис 3.6. Входи операційного підсилювача позначаються (+) і (-); Вихідний сигнал змінюється в позитивну сторону, коли вхідний потенціал (+) стає більш позитивним, ніж вхідний (-), і навпаки. Входи також називають «інвертуючими» і «неінвертуючими».

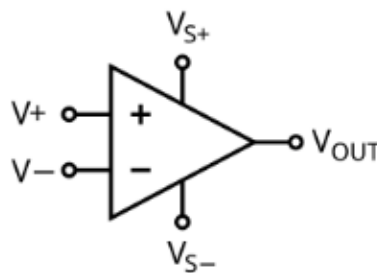


Рисунок 3.6 – Умовне позначення ОП

де: $V+$ – неінвертуючий вхід; $V-$ – інвертуючий вхід; V_{out} — вихід; V_{S+} – плюс джерела живлення; V_{S-} — мінус джерела живлення .

Операційні підсилювачі мають колосальний коефіцієнт посилення і майже завжди використовуються зі зворотним негативним зв'язком (НЗЗ). Існує кілька важливих правил, що визначають поведінку операційного підсилювача з контуром НЗЗ:

1. Вихід операційного підсилювача автоматично регулюється так, щоб різниця напруг між його входами була нульовою;
2. Вхідний струм операційного підсилювача практично дорівнює нулю.

Використовуючи в схемі операційні підсилювачі, можна створити велику кількість різних пристроїв: підсилювачів струму і напруги, інтеграторів, інверторів, диференціаторів, суматорів і т.д.

3.3.3 Аналоговий перемножувач

Аналоговий перемножувач сигналів (АПС) є універсальним функціональним вузлом, який використовується в системах обробки аналогових сигналів. Це один з найбільш часто використовуваних елементів, поряд з операційним підсилювачем. Аналоговий перемножувач (АПС) використовується для виконання різних нелінійних і параметричних операцій, пов'язаних з аналоговими сигналами, зокрема для модуляції та демодуляції сигналів, регулювання параметрів підсилювачів, генерації сигналів, виконання математичних операцій, виявлення сигналів та інших завдань. АПС зазвичай використовують у змішувачах радіопередавачів і радіоприймачів. Завдяки операції множення можна змінювати частоту сигналу, піднімаючи або опускаючи його у спектрі. Найбільш поширеним прикладом помножувача сигналу в НВЧ діапазоні є чотириквadrантна схема АПС на основі біполярних транзисторів [10] (рисунок 3.7).

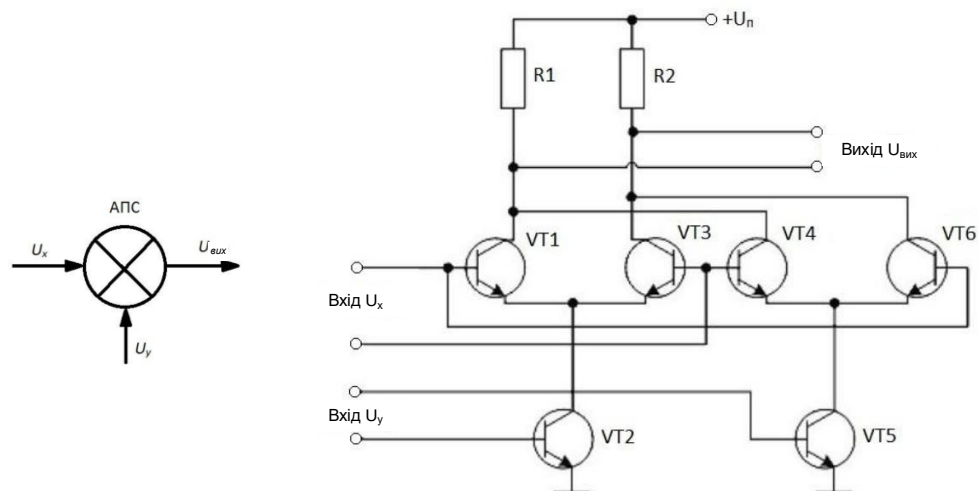


Рисунок 3.7 – Схема чотириквadrантного АПС

У передавачах сигналу аналогові перемножувачі (АПС) зазвичай входять до складу квадратурних модуляторів, які використовуються для реалізації сучасних видів модуляції, таких як CPFSK, MSK, BPSK або QAM. АПС, здатні

перемножувати сигнали будь-якої полярності, називають чотириквadrантними; якщо один із сигналів може бути лише однієї полярності, такі АПС називаються двоквadrантними. Якщо ж вони працюють лише з однополярними сигналами, їх називають одноквadrантними.

Вихідна напруга ідеального чотирьохквadrантного множника:

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{П}} \cdot U_X \cdot U_Y;$$

де $K_{\text{П}}$ – коефіцієнт передачі, U_X і U_Y – вхідні напруги, що множуться. Зазвичай коефіцієнт передачі становить 0,1, що забезпечує вихідну напругу $U_{\text{вих}} = 10\text{В}$ при $U_X = U_Y = 10\text{В}$. Завдяки цьому для мікросхем АПС не потрібні високовольтні блоки живлення, що дозволяє виготовляти напівпровідникові чіпи за стандартною технологією.

Кількість методів аналогового множення є досить великою. Більш розповсюдженим є АПС на основі ОП, що обумовлено відносною простотою їх виконання. На підставі ОП розрізняють такі види АПС: з керуючим опором; імпульсні; логарифмічні; зі змінною крутизною.

3.3.4 Аналоговий суматор

Суматор — це пристрій, який об'єднує інформаційні сигнали, формуючи на виході їхню суму. Аналоговий суматор виконує операцію:

$$Y = k_1 \cdot X_1 + k_2 \cdot X_2 + \dots + k_n \cdot X_n$$

де Y - аналогова величина будь якого природного походження, що представляє результат підсумовування; $X_1, X_2, \dots, X_n$ – аналогові сигнали на вході; $k_1, k_2, \dots, k_n$ – коефіцієнти пропорційності. Схема найпростішого аналогового суматора на резисторах показана на рисунку 3.8. Резистори R_1 і R_2 виконують функцію перетворення джерела напруги у джерело струму; при цьому, чим вищий їхній

опір, тим ефективніше відбувається перетворення. Загальний струм далі перетворюється у напругу на резисторі R_3 , що, своєю чергою, впливає на режим напруга-струм у резисторах R_1 та R_2 . Проте це призводить до зниження загальної вихідної напруги кола

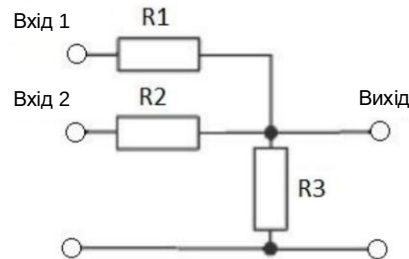


Рисунок 3.8 – Простий резистивний суматор

Серед аналогових суматорів, які використовують на високих частотах (десятки мегагерц), найчастіше застосовують схеми на основі операційних підсилювачів (рис. 3.9). У таких схемах використовується властивість паралельного зворотного зв'язку, що зводить вхідний опір підсилювача практично до нуля, тим самим забезпечуючи практично ідеальну розв'язку.

Суматори об'єктів ОП поділяються на два типи: послідовні та паралельні суматори

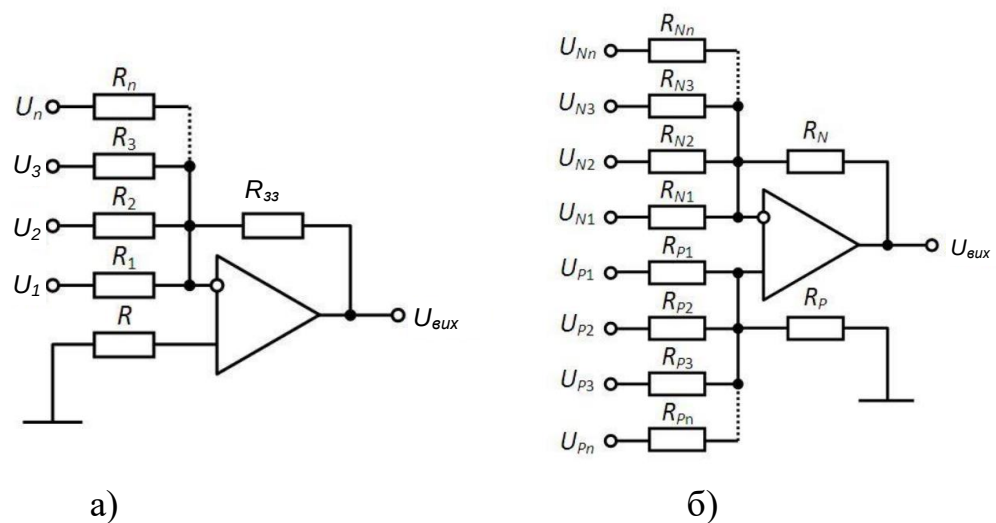


Рисунок 3.9 – Принципові схеми суматорів: а) послідовний інвертуючий суматор; б) суматор паралельного типу

3.3.5 Фазообертач

Фазообертач — це електронний пристрій, що дозволяє змінювати або управляти фазовим зсувом радіосигналу. Фазообертачі використовуються в вимірювальній і перетворювальній техніці, в автоматизації, в антенній техніці і в техніці зв'язку. Конструкція фазообертача варіюється в залежності від частотного діапазону, меж зміни фаз, точності установки пристрою. Він являє собою чотириполюсний, який складається з ємності і індуктивності.

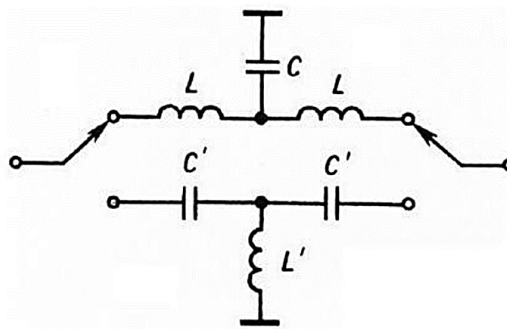


Рисунок 3.10 – Схема фазообертача на основі ВЧ та НЧ фільтрів

В цифрових схема фазообертачі можуть виконуватися на основі DSP алгоритму. Іноді за їх допомогою простіше перетворити сигнал синусоїдальної форми на сигнал косинусу, ніж використовувати додатковий генератор.

3.3.6 Генератор

Майже не один цифровий пристрій не обходиться без генератора сигналів. Генератор сигналів — це пристрій, призначений для генерування сигналів різної фізичної природи з попередньо визначеними характеристиками, які можуть використовуватися для тестування, вимірювань та інших цілей. Основна особливість коливань генератора полягає в тому, що вони визначаються не зовнішнім впливом, а внутрішніми властивостями пристрою, які забезпечуються внутрішньою структурою. Такі коливання, які виникають самостійно при

відсутності зовнішніх впливів, називаються автоколиваннями. Основою генератора є частотно-вибіркоче коло і підсилювач, охоплений через коло зворотного зв'язку. У якості вибіркового кола можуть використовуватися RC - кола, коливальні LC-контури, кварцові LC контури, кварцові та п'єзоелектричні резонатори тощо. Коливання в системі виникають за двох умов, що виконуються одночасно:

- балансу фаз - на частоті коливань загальний фазовий зсув має дорівнювати 0 або кратний 2π (це означає, що зворотний зв'язок у системі має бути позитивним на частоті генерації);

- балансу амплітуд - петлевий коефіцієнт передачі на частоті коливань має дорівнювати 1 або дещо перевищувати 1 (при рівності 1 настає генерація стаціонарних коливань);

В цифрових схема у якості тактових генераторів досить часто використовують RC-генератори. На рис. 3.11 показано одну з типових схем RC-генераторів із Г-подібною вибірковою ланкою, утвореною послідовною ($R1, R2$) і паралельним ($R2, C2$) колами [13].

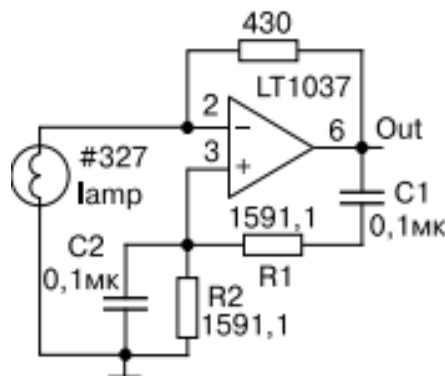


Рисунок 3.11 – Типова схема RC-генератори на ОП

На частоті генерації таке коло має кут зсуву фази, що дорівнює 0. Зазвичай у паралельному та послідовному RC-ланцюжках номінали резисторів і конденсаторів попарно рівні ($R1=R2=R$ і $C1=C2=C$), і частота генерації дорівнює:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

У цьому випадку ланцюг позитивного зворотного зв'язку на частоті f_0 вносить ослаблення що дорівнює 3 при $R_1=R_2$ і $C_1=C_2$. Для отримання синусоїдальних коливань вводиться коло НЗЗ, яке має забезпечувати посилення підсилювача на рівні трохи більше 3 (умови балансу амплітуд). Стабілізація амплітуди сигналу на виході досягається за рахунок нелінійності підсилювача. Зі зростанням амплітуди сигналу на виході підсилювача його коефіцієнт підсилення падає, і за деякої амплітуди встановлюється баланс амплітуд. Настає стаціонарний режим генерації майже синусоїдальних коливань. Найкращі результати дає застосування додаткового інерційного НЗЗ із застосуванням в його колі малопотужної мініатюрної лампи розжарювання розжарювання. Під час підвищення амплітуди сигналу на виході нитка розжарювання розігрівається, і омичний опір її зростає. У результаті глибина НЗЗ зростає, що призводить до зменшення амплітуди сигналу і зрештою, стабілізує її. Такий спосіб стабілізації не призводить до помітних змін форм синусоїди, оскільки для швидкозмінного сигналу НЗЗ залишається лінійним.

Використовуються також електронні способи обмеження амплітуди сигналу на виході генератора. Перестроювання за частотою плавно в подібному генераторі часто здійснюється спареним прецизійним резистором. Дорожчою є перебудова за допомогою повітряного або плівкового здвоєного конденсатора змінної ємності.

3.4 Вибір САПР

Проектування будь-якого радіоелектронного пристрою супроводжується або фізичним, або математичним моделюванням. Фізичне моделювання зазвичай потребує великих матеріальних ресурсів, оскільки передбачає виготовлення макетів і трудомісткі дослідження. У випадках, коли фізичне моделювання надто

складне або неможливе, вдаються до математичного моделювання з використанням методів обчислювальної техніки.

Математичні моделі, у тому числі і електронних схем повинні враховувати моделі різних типів компонентів, вимірювальних пристроїв та алгоритмів за якими виконуються ті чи інші задачі. Для програмної реалізації таких моделей та проведення їх досліджень методом статичного моделювання на ЕОМ можна використовувати універсальні мови програмування, такі як Pascal та C++. На цих мовах можливо описати моделі всіх складових електронної схеми. Наприклад, існують пакети програм, створені на базі цих інструментів для моделювання та порівняльного аналізу різних електронних схем. На сьогодні існує широкий спектр стандартних програмних пакетів для моделювання та дослідження електронних схем. Крім того, існують й інші програмні засоби, що дозволяють автоматизувати проектування окремих пристроїв та електронних схем загалом.

В даній бакалаврській кваліфікаційній роботі проводитимемо моделювання за допомогою програмного пакету Proteus Design Suite [8].

Proteus Design Suite – це пакет програм автоматизованого проектування (САПР) електронних аналогових та цифрових схем. Він є системою схемотехнічного моделювання, яка використовує моделі електронних компонентів, описаних мовою SPICE.

Характерною рисою середовища Proteus є підтримка моделювання роботи програмованих пристроїв, включаючи мікроконтролери, мікропроцесори та цифрові сигнальні процесори (DSP). Це дозволяє не лише досліджувати електронні схеми на рівні аналогових та цифрових компонентів, а й вбудовувати програмний код мікроконтролера безпосередньо в процес моделювання. Таким чином, користувач у середовищі Proteus може одночасно моделювати апаратну частину схеми (компоненти, з'єднання, джерела живлення) та програмну логіку мікроконтролера (прошивки, обробка сигналів). Це особливо корисно для відлагодження вбудованих систем, де мікроконтролери взаємодіють з різноманітними периферійними пристроями (датчиками, дисплеями, портами введення/виведення тощо).

По великому рахунку програмний пакет включає дві підпрограми: ISIS – програма, призначена, головним чином, для створення та моделювання електронних схем, та ARES – програма для проведення етапів розробки друкованих плат.

Програмна оболонка SIS дозволяє створювати електричні схеми та проводити їхнє моделювання, тим самим перевіряти правильність їхньої роботи, отримувати значення струмів і напруги, а також осцилограми.

Програма ARES дає змогу провести трасування та відлагодження процесу трасування друкованих плат, з урахуванням помилок. Додатково є також є можливість переглянути 3D-модель друкованої плати, що дозволяє оцінити пристрій ще на стадії розробки.

Proteus має власну бібліотеку компонентів і корпусів мікросхем. Якщо потрібних компонентів немає в стандартній бібліотеці, існує можливість створювати нові елементи та корпуси та додавати їх до бібліотеки. Це можна зробити шляхом підключення SPICE-моделі, складання внутрішньої схеми з базових компонентів або написання алгоритму спеціалізованою мовою програмування.

3.5 Структурну схема блоку цифрової модуляції

На основі аналізу проведеного в розділах 1 і 2 складемо структурну схему блоку модуляції. Його схема зображена на рис. 2.10. Сформована схема умовно ділиться на декілька базових блоків:

- Блок формування комплексної огибаючої сигналу, на вхід якого із цифрової обчислювальної машини (ЦОМ) надходить цифровий код зі швидкістю 100 Мбіт/с та керуючі сигнали. На виході блоку формуються синфазна та квадратурна складові сигналу. Блок містить у своєму складі демультіплексор, розширювачі імпульсів, відносний кодер, аналогові перемножувачі, генератор гармонічних коливань, елемент затримки.

- Блок квадратурної модуляції, що приймає на вхід сигнали синфазної та квадратурної складової. Відповідно до призначення, його вихід формується за рахунок ЧМС з безперервною фазою з центральною несучою частотою 8 ГГц. Стандартно блок включає два перемножувача (для аналогових сигналів), суматор аналогових напруг, фазообертач і ГНЧ.

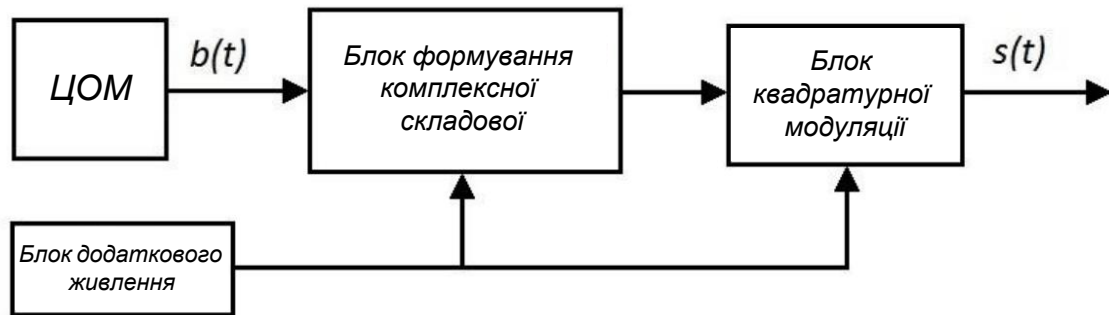


Рисунок 3.12 – Блочна структура генератора сигналу з частотною маніпуляцією.

Серед компонентів можна виокремити блок додаткового живлення, який здійснює перетворення напруги ± 12 В у потрібні значення напруги для живлення мікросхем. Кожен блок системи, таким чином, розглядається та розробляється окремо відповідно до вимог технічного завдання.

3.6 Розробка принципових схем структурних елементів

3.6.1 Формування комплексної компоненти

Із цифрової обчислювальної машини на кодер надходить послідовність одноплярних, позитивних імпульсів заданої тривалості T . Шляхом порівняння поточного символу вхідної послідовності з попереднім символом кодованої послідовності, блок кодера виконує відносне кодування (для двійкових даних, реалізується операція «виключне АБО»).

Відносне кодування застосовується для забезпечення коректної інтерпретації інформаційної послідовності після демодуляції та відновлення сигналу. Воно необхідне для того, щоб закон зміни фази або частоти (закон модуляції) сформованого сигналу залишався узгодженим із вихідною інформаційною послідовністю. Це особливо актуально в системах, де при передачі сигналу можуть виникати фазові неоднозначності, наприклад, кратні $\pi/2$, які ускладнюють когерентне детектування. Використовуючи відносне кодування, кожен символ визначається відносно попереднього стану, що дозволяє правильно декодувати інформацію навіть за умов фазових стрибків або невизначеності початкової фази. Таким чином, після підсумовування модульованих несучих сигналів зберігається відповідність між фазовими станами сигналу та вихідною інформаційною послідовністю. Це значно спрощує прийом і демодуляцію сигналу.

Демультіплексор, відповідно до свого призначення, розподіляє на два незалежні потоки даних вхідний сигнальний трафік. Отримаємо два канали – синфазний та квадратурний. Для забезпечення можливості подальшої обробки сигналів, потрібно привести їх тривалість до значення $2T$, тобто збільшити у двічі. Пристрій, який виконує цю функціональну задачу називається розширювач імпульсів.

Квадратурний сигнал, в подальшому, підлягає затримці на один період. Елементарним, простим пристроєм для виконання цієї функції є елемент затримки.

Як вже зауважувалося на вхід пристрою подається однополярна позитивно означена інформаційна послідовність. Це адекватної роботи модуляторів, з її складу, потрібно видалити постійну спектральну компоненту, або сформувати відповідний біполярний сигнал, що і відбувається у таких пристроях, як перетворювач рівня.

Модулятори виконують функцію помножувачів, перемножуючи отримані біполярні потоки даних із гармонічними сигналами генератора $\cos(\pi t / 2T)$; $\sin(\pi t / 2T)$. Утворюючи, таким чином, згладжену послідовність з сформованих синфазної $I(t)$ та квадратурної $Q(t)$ складових.

3.6.1.1 Блок відносного кодування

Самий простий спосіб створити відносний кодер – це використати цифровий логічний елемент з можливістю запам'ятовувати поточний стан. Використаємо для цього Т-тригер, який, в свою чергу, складається із D-тригера та логічного елемента «виключне АБО», а для того щоб вибрати потрібні мікросхеми, ми повинні врахувати, що вони повинні працювати на частоті більш ніж 00 МГц

Використаємо з цією метою мікросхему 74LV74 (подвійний D-тригер) і SN74LVC1G00 (поодинокі логіка «виключне АБО»). Зауважимо, що для живлення цих мікросхем потрібна напруга +3.3 В. На рисунку 3.13 зображено схемну реалізацію кодера на Т-тригері

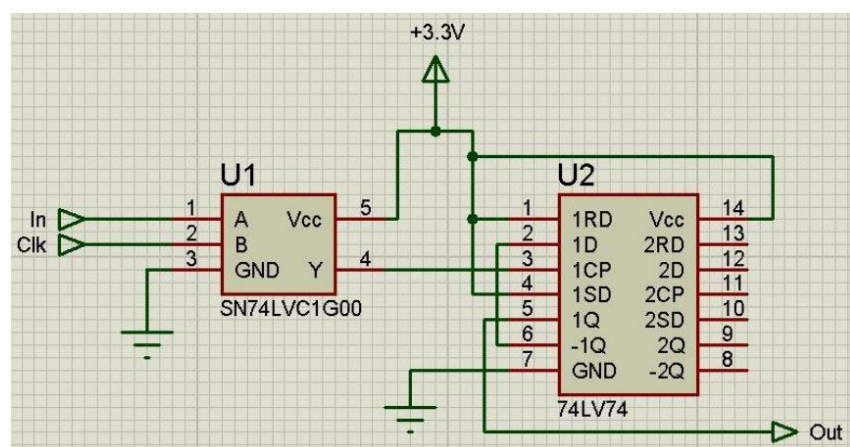


Рисунок 3.13 – Блок відносного кодування з двох послідовно з'єднаних цифрових елементів

3.6.1.2 Демультимплексор, імпульсний розширювач, елемент затримки

Розподіл потоку даних на парні та непарні біти виконує демультимплексор. Як варіант, з цією метою можна використати два D-тригери та один інвертор. В комплексі вони будуть виконувати операції демультимплексування, розширення імпульсів та їх затримки на потрібний інтервал (рис. 3.14).

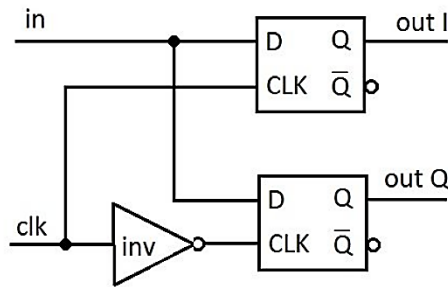
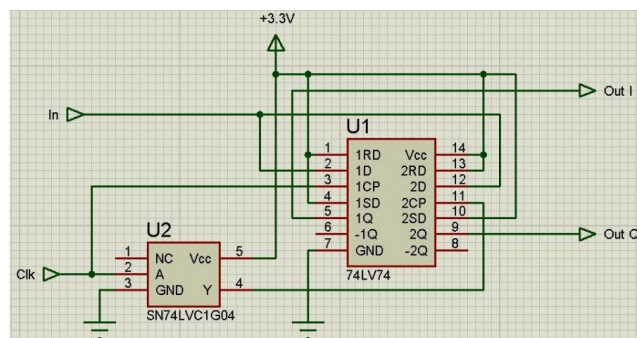


Рисунок 3.14 – Схема демультимплексора-розширювача

Частота тактових імпульсів відома і складає значення $1/T$. При надходженні переднього фронту тактового імпульсу відбувається перемикання стану тригера, і цей стан зберігається до приходу наступного імпульсу. У такий спосіб збільшується тривалість імпульсу у двічі (до $2/T$), оскільки тригер залишається у «замкнутому» стані. Результатом є запізнення квадратурної складової сигналу, відносно синфазної на інтервал T .

Схема демультимплексора-розширювача побудована на основі мікросхем 74LV74 (D-тригер) та SN74LVC1G04 (інвертор) подана на рис. 3.15.

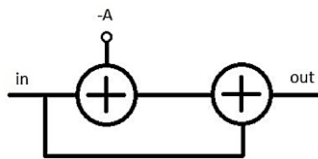


Рисунку 3.15 – Схема демультимплексора-розширювача

3.6.1.3 Перетворювач рівнів

Як вже зауважувалося, перетворювач рівнів потрібен для перетворення однополярного сигналу в біполярний із подвоєнням амплітуди при збереженні форми сигналу. Така обробка потрібна для коректної роботи функціональних перемножувачів.

Алгоритм роботи перетворювача рівнів зображено на рис. 3.16.



Рисунку 3.16 – Логіка алгоритму перетворення рівнів

Вхід ($-A$) – призначений для подачі імпульсу вхідної послідовності амплітудою A вольт. Аналоговий суматор збудовано на основі високошвидкісного операційного підсилювача (ОП). Як швидкодіючий ОП використано мікросхему MAX477EPA. Вибір номіналів резисторів і постійної напруги для підсумовування здійснювався на основі амплітуди вхідного сигналу та частоти вхідної послідовності. Принципова схема пристрою рівневого перетворення на базі MAX477EPA зображена на рис. 3.17.

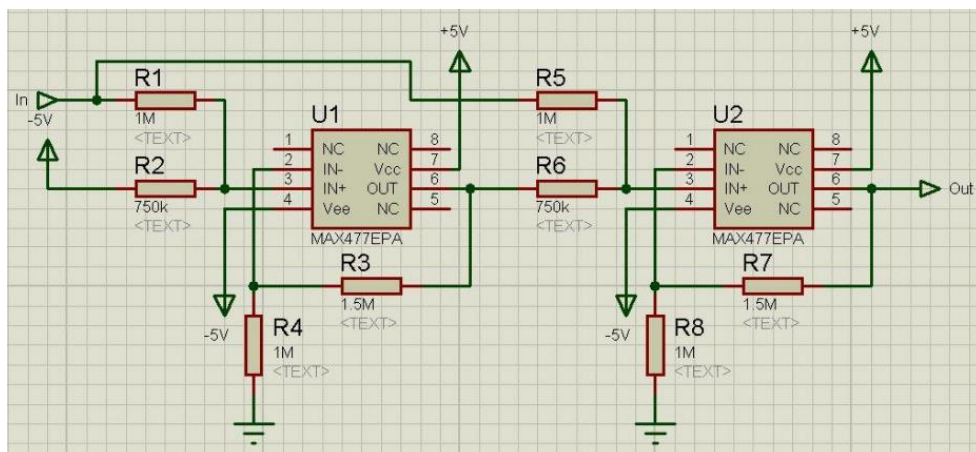


Рисунок 3.17 – Компенсатор рівнів на подвійному операційному підсилювачу

3.6.1.4 Аналоговий помножувач 100 МГц

Аналоговий помножувач виконує функцію модулятора, оскільки він перемножує вхідний біполярний сигнал (який зазвичай має прямокутну форму та представляє послідовність імпульсів або двійкових значень) із гармонічним сигналом (синусоїдою або косинусоїдою), який є опорною (несучою) частотою. На виході помножувача з'являється сигнал, який складається з двох компонент: одна відповідає різниці частот (низькочастотна складова), а друга — сумі частот (високочастотна складова). Низькочастотна складова відповідає огинаючій сигналу та зберігає інформацію про передані інформаційні дані. Саме ця складова і є бажаною. Оскільки прямокутний біполярний сигнал має високий спектральний вміст (гармоніки), перемноження його з гармонічним коливанням та подальше фільтрування високочастотних компонентів (які відповідають сумі частот) дає згладжений результат. Таким чином, на виході залишається лише та частина сигналу, яка відповідає основному сигнальному спектру. Це важливо для зменшення спектральних завад та полегшення подальшої обробки сигналу (наприклад, під час демодуляції).

Використаємо у якості модулятор мікросхему ADE-R1, розроблену компанією Mini-Circuits. За заявою виробника – це високонадійний RF-мікшер (модулятор), що використовується для змішування радіочастотних сигналів. Його принцип роботи пояснюється функціональною схемою представленою на рис. 3.18.

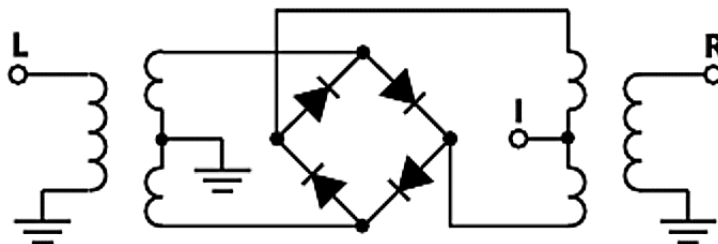


Рисунок 3.18 – Принцип функціонування RF-мікшера

Основні технічні характеристики ADE-R1+ фірми Mini-Circuits як помножувача відображені у таб.3.1, а призначення виходів представлено у таб.3.2.

Таблиця 3.1 – Основні технічні характеристики помножувача сигналу ADE-R1+ фірми Mini-Circuits

Характеристика	Мінімальна	Типова	Максимальна
Діапазон частот RF, МГц	1		500
Діапазон частот LO, МГц	1		500
Діапазон частот IF, МГц DC			500
Втрати перетворення, дБ	0.1	5	6,5
Точка перетину 3-го порядку (ІПЗ), дБм		15	
Компресія за рівнем 1 дБ (ІР1dB), дБм		1	
Розв'язка LO до RF, дБ	40	60	
Розв'язка LO до IF, дБ	26	45	

Таблиця 3.2 – Опис функцій та призначення виводів

Номер виводу	Позначення	Опис
1,4,5	GND	Земля
6	LO	Вхідний порт гетеродина
2	IF	Вхідний порт частоти
3	RF	Вихідний порт радіочастоти

Схема помножувача, що використовується у розробці, представлена на рис. 3.19.

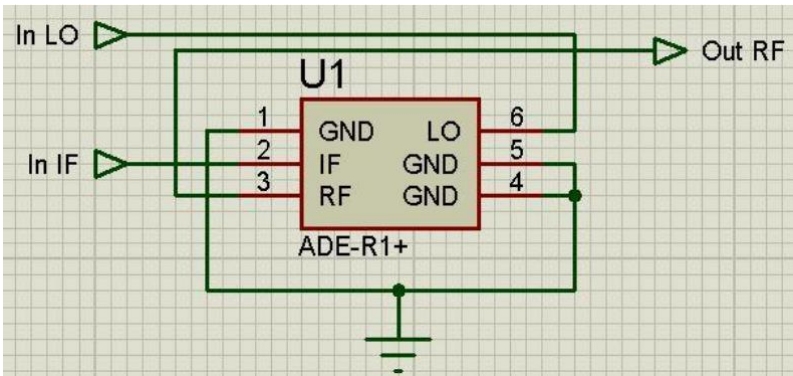


Рисунок 3.19 – Принципова схема перемножувача

У фінальній схемі використовуються дві мікросхеми перемножувача типу ADE R1+, які реалізують обробку I та Q сигналів у відповідних каналах. Оскільки

частоти вхідного інформаційного сигналу та гетеродину є відносно низькими, рівень спотворень, викликаних нелінійністю або внутрішніми шумами мікросхеми, залишається незначним і практично не впливає на якість сигналу на виході. Це дозволяє обійтися без додаткових узгоджувальних каскадів або схем компенсації між виходами генератора та входами мікросхем перемножувачів, оскільки згідно з даними технічної документації ADE R1+ забезпечує достатню стабільність рівнів сигналів на входах і низький рівень перехресних спотворень навіть за прямого підключення. Таким чином, у даній реалізації схема перемножувачів працює стабільно й ефективно без необхідності застосування спеціальних схем узгодження, що значно спрощує конструкцію та підвищує надійність пристрою в цілому.

3.6.1.5 Генератор гармонічних коливань

У представленій схемі (рис 3.21) реалізовано генератор гармонічних коливань на основі мікросхеми JTOS-50P+, що працює на частоті 25 МГц. Цей генератор використовується для формування опорного сигналу несучої частоти для подальшої обробки в модуляційних та демодуляційних блоках. Даний генератор являє собою малoshумний VCO, що працює в смузі частот 24–29 МГц і характеризується лінійною залежністю вихідної частоти від прикладеної керуючої напруги. Залежність його вихідної частоти та чутливості керування від прикладеної напруги зображено на рис. 3.20.

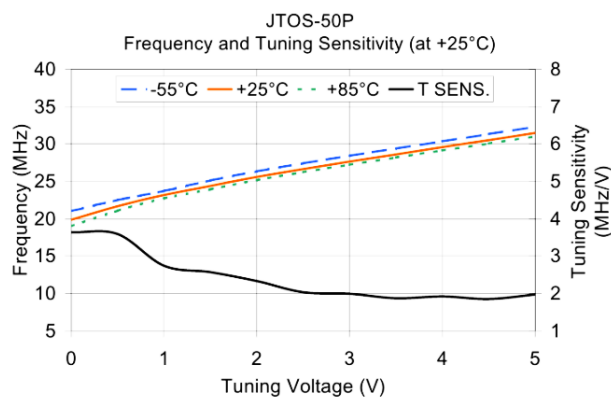


Рисунок 3.20 – Залежність вихідної частоти та чутливості керування

Згідно з рисунка 3.20, стає зрозумілим, що умовою для отримання вихідного коливання з необхідною частотою 25 МГц є керуюча напруга на рівні 1.7В. Необхідну напругу керування, буде отримано від схемного джерела енергії з підключенням стандартного резистивного подільника напруги. Для завдання опорної напруги використовуються високоточні резистори.

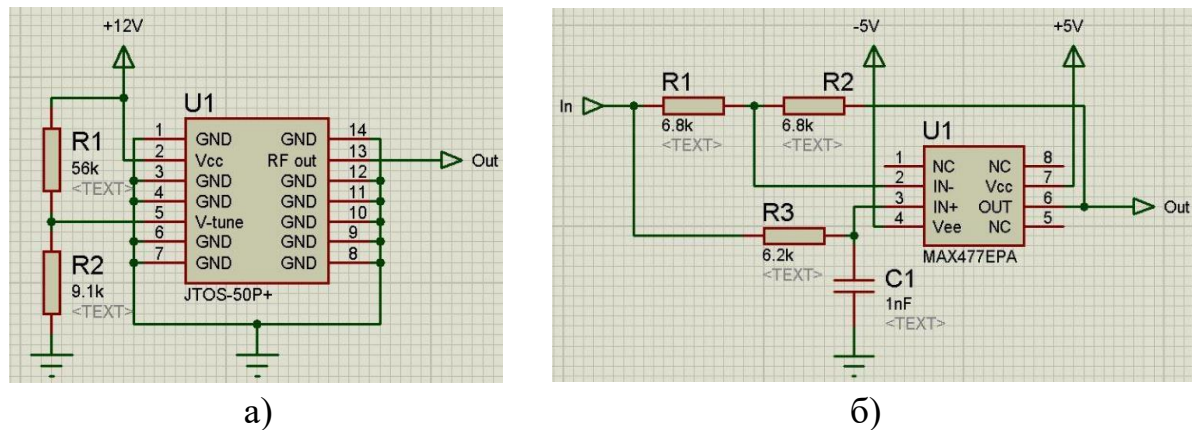


Рисунок 3.21 – Схема генератора на 25 МГц (а) та фазообертувача на 90° (б)

На виході генератора формується синусоїдальний сигнал частотою 25 МГц, що використовується для квадратурного каналу. Для створення синфазного каналу потрібен косинусоїдальний сигнал тієї ж частоти. Для цього застосовано коло фазового зсуву на $\pi/2$. Номінали резисторів і конденсатора були підібрані на основі таблиці типових значень.

В закінчення цього підрозділу – усі окремі елементи блоку формування комплексної огинаючої були визначені та підібрані. Для їх належної роботи необхідні напруги живлення: +3.3 В, ± 5 В та +12 В. Напруга +3.3 В забезпечує живлення сучасних логічних мікросхем (наприклад, D-тригерів та демультиплексорів), ± 5 В – живлення аналогових каскадів, таких як підсилювачі та порогові схеми, а +12 В потрібна для стабільної роботи генераторів та високовольтних каскадів, якщо такі застосовуються. Такий розподіл напруги дозволяє забезпечити оптимальний режим роботи всіх елементів блоку та гарантувати його ефективність.

3.6.2 Блок квадратурної модуляції

У блоці квадратурної модуляції для підключення мікросхем між собою використовуємо мікросмужкові лінії з хвильовим опором 50 Ом. Вони, за правило, використовуються для об'єднання мікросхем для забезпечення ефективної та надійної передачі високочастотних сигналів між компонентами схеми. Хвильовий опір 50 Ом є стандартом у радіотехніці та телекомунікаціях, оскільки він забезпечує мінімальні відбиття та втрати сигналу при узгодженні між різними елементами високочастотної тракту. Інакше кажучи, вибір саме 50 Ом як хвильового опору мікросмужкових ліній дозволяє забезпечити максимальну ефективність передавання сигналів, знизити вплив відбитих хвиль та уникнути спотворень, що є критичним для роботи таких чутливих схем, як квадратурні модулятори.

3.6.2.1 Змішувач сигналів

Аналоговий помножувач на 8 ГГц використовується для змішування сигналів у високочастотних радіотехнічних пристроях, наприклад у конверсійних модулях приймачів і передавачів. Він забезпечує перетворення частоти вхідного сигналу та гетеродинного сигналу, формуючи проміжну частоту. Проміжна частота може бути меншою або більшою за частоту гетеродину. Такі пристрої часто застосовуються в СВЧ-діапазоні для обробки сигналів у супутниковому та радіолокаційному зв'язку, а також у мікрохвильових трактах. Змішувач характеризується тим, що при змішуванні інформаційного сигналу з сигналом гетеродину він зберігає спектральну структуру сигналу, тобто підтримує незмінною його модуляцію.

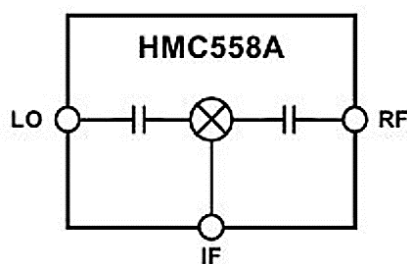
У якості частотного змішувача пропонується використати ІМС широко відомої компанії-виробника Analog Devices. HMC558A – це універсальний двобалансний змішувач, який може працювати як підвищуючий або знижуючий перетворювач у діапазоні частот від 5.5 до 14 ГГц. Завдяки своїй основі на

польових транзисторів вона має чудову розв'язку між своїми входами і працює при низьких рівнях вхідної потужності гетеродину. Основні характеристики змішувача наведено у таблиці 3.3.

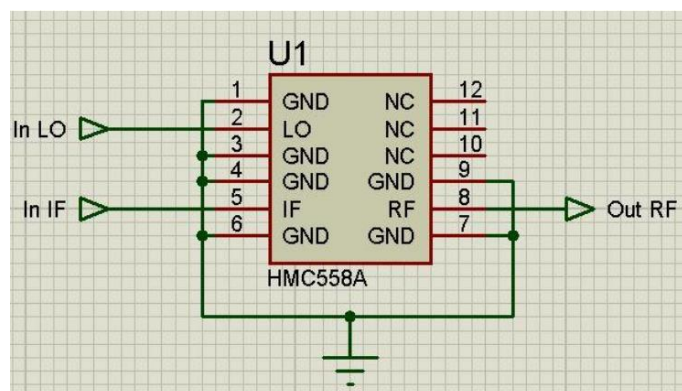
Таблиця 3.3 – Основні характеристики частотного перемножувача HMC558A

Характеристика	Мінімальна	Типова	Максимальна
Діапазон частот RF, ГГц	5.5		14
Діапазон частот LO, ГГц	5.5		14
Рівень керування LO, дБм		15	
Діапазон частот IF, ГГц	DC		6
Втрати перетворення, дБ		7.5	9.5
Односмуговий коефіцієнт шуму, дБ		7.5	
Крапка перетину 3-го порядку (ПРЗ), дБм	15	17.5	
Компресія за рівнем 1 дБ (IP1dB), дБм		10	
Точка перетину 2-го порядку (ПР2), дБ		50	
Розв'язка RF до IF, дБ	8	16	
Розв'язка LO до RF, дБ	35	45	
Розв'язка LO до IF, дБ	20	35	

Схема включення змішувача з необхідними периферійними елементами представлена на рисунку 3.22.



а)



б)

Рисунок 3.22 – Функціональна схема HMC558A (а) та принципова схема на його основі (б)

3.6.2.2 Суматор аналогових сигналів

Суматор аналогових сигналів у складі квадратурного модулятора служить для кінцевого об'єднання сигналів синфазного та квадратурного каналів, у результаті чого формується сигнал із частотною маніпуляцією та безперервною фазою.

Як суматор був обраний кристал EP2C широко відомої компанії Mini Circuits. Робоча смуга від 1.8 до 12.5 ГГц дільника/суматора п, забезпечує чудові потужні характеристики, при цьому, у невеликому корпусі (4x4x1 мм).

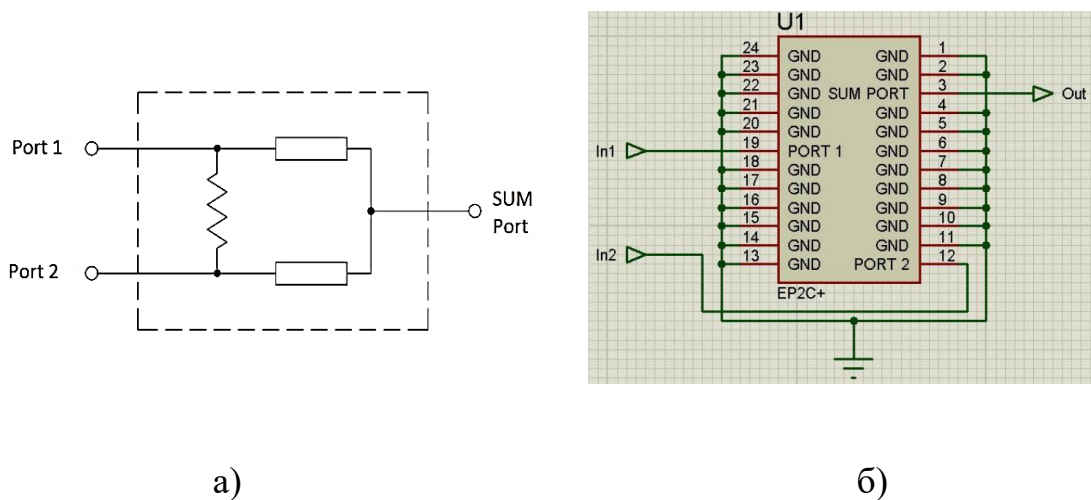


Рисунок 3.23 – Схема НВЧ-суматора EP2C (б) і його функціональна схема (а)

3.6.2.3 Фазообертач

Як фазообертач використовується інтегральна мікросхема аналогового фазообертача TGP2105 від TriQuint. Цей пристрій призначений для регулювання фази сигналу шляхом подачі на керуючий вхід напругу 5 В. Він забезпечує дискретне фазове регулювання у межах від 0° до 355° у робочій смузі частот 6 ГГц–18 ГГц. Основні параметри фазообертача TGP2105 наведені в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – Основні технічні характеристики фазообертача TGP2105

Характеристика	
Зсув фази, град	0-360
Внесені втрати, дБ	6-10
Втрати відбиття (від входу і виходу), дБ	>12
Температурна чутливість, град/оС	0.008

У таблиці 3.5 подано логіку роботи (таблиця істинності). Значення логічного нуля відповідає нульовій напрузі при еквіваленті логічної одиниці напрузі +5В.

Таблиця 3.5 – Логіка роботи фазообертача

Поворот фази	5	11	22	45	90	180	REF
0	0	0	0	0	0	0	1
5	1	0	0	0	0	0	1
11	0	1	0	0	0	0	1
22	0	0	1	0	0	0	1
45	0	0	0	1	0	0	1
90	0	0	0	0	1	0	1
180	0	0	0	0	0	1	1
355	1	1	1	1	1	1	1

Фазообертач TGP2105 працює на основі позитивної логіки, що виключає потребу в негативній напрузі. Поєднання низьких втрат та високої роздільної здатності робить його оптимальним для використання у широкосмугових системах, включаючи комерційні та військові радары, супутникові системи зв'язку та радіоелектронне озброєння.

На вхід змішувача надходить синусоїдальний сигнал від гетеродину із частотою 8 ГГц. Вихідний сигнал із частотною маніпуляцією та безперервною фазою набуває вигляду:

$$s(t) = A \cos(\omega_d t + \omega_0 t) = \\ = A(\cos(\omega_d t) \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_d t) \sin(\omega_0 t))$$

Вихідними сигналами блоку є синфазна $\cos(\omega_d t)$ і квадратурна $I(t)$ $\sin(\omega_d t)$ складові. Синфазну компоненту потрібно помножити на $\cos(\omega_0 t)$, а це

відповідно означає зсунути сигнальну фазу гетеродину на 90° . Компоненту квадратну потрібно помножити на $-\sin(\omega_0 t)$, отже зрушити фазу сигналу гетеродину на 180° . Це є підставою для використання в проектуємій схемі двох окремих фазообертачів. Схеми із зсувом 90° та 180° таких фазообертачів запропоновані на рис 3.24.

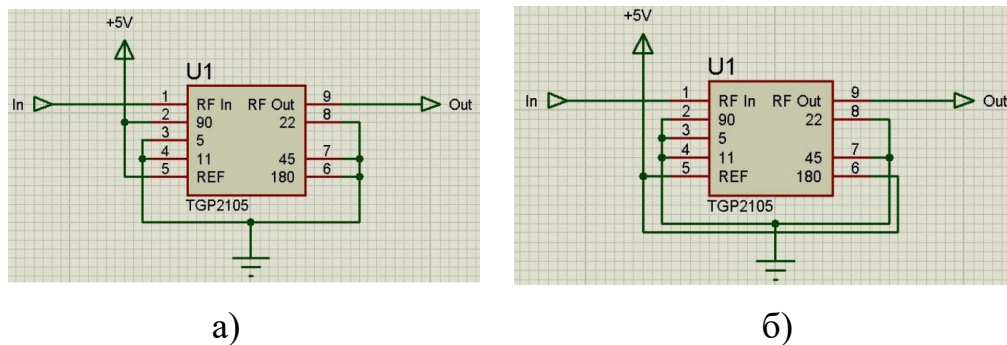


Рисунок 3.24 – Схема фазообертувачів TGP2105: а) зрушення фази на 90° ;
б) зсув фази на 180°

НВЧ сигнал із гетеродину спочатку подається на фазообертачі, де йому надається потрібний фазовий зсув. Потім сигнали зі зміщеною фазою спрямовуються на змішувачі для генерації коливань на частоті 8 ГГц із модуляцією.

3.6.2.4 Генератор гармонічних коливань

Як гетеродин, використаємо генератор синусоїдальних коливань на базі мікросхеми керованого напругою НВЧ генератора. Стосовно безпосереднього зразка, вибір на МІС MC506 від Analog Devices. У цій мікросхемі ГКН із біполярним транзистором передбачено все необхідне для самостійної генерації сигналів: і резонатори, і компоненти з негативним опором, і варакторні діоди, і навіть буферні підсилювачі, які додають стабільності всій конструкції. Цей генератор покриває частотний діапазон 7.8-8.7 ГГц, вирізняючись чудовою стійкістю до фазових шумів, перепадів температури, механічних ударів і

вібрацій завдяки своїй монолітній будові. Його вихідна потужність сягає +14 дБм при живленні 3В.

На рисунку 3.25 зображено функціональну схему ГУН НМС506 із зображенням висновків. На рисунку 3.26 відображено залежність вихідної частоти від керуючої напруги

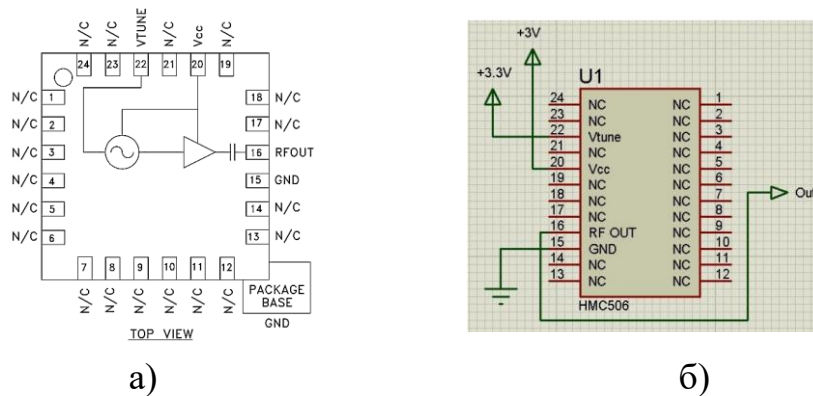


Рисунок 3.25 – Функціональна (а) та принципова схеми ГЧН НМС506 (б)

Маючи під руками офіційний технічний документ (datasheet), який містить ключові характеристики, властивості, параметри і технічні умови для НМС5063 можна визначити, що при напрузі живлення +3В і керуючій напрузі +3.3В, вихідна частота ГЧН становить 8 ГГц рис. 3.26. Це цілком нас влаштовує. Інакше кажучи, щоб забезпечити потрібну частоту, доведеться підживити схему одразу двома джерелами — +3В та +3.3В.

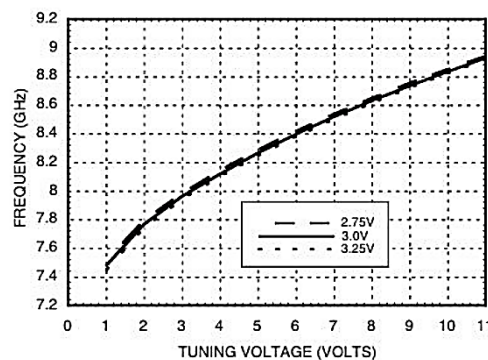


Рисунок 3.26 – Залежність вихідної частоти від керуючої напруги ГЧН НМС506

3.6.3. Схеми додаткового електроживлення

Блок, що містить в собі схеми додаткового електроживлення має опорну напругу ± 12 В. Використовуючи мікросхеми стабілізаторів та перетворювачів напруги, були отримані додаткові опорні напруги живлення: +3 В, +3.3 В та ± 5 В. Схемні реалізації мікросхем опорної напруги зображені на загальній принциповій схемі модулятора. Чотири типи вузлів живлення разом із головним джерелом електричної енергії формують необхідні напруги для всіх мікросхем, що входять до складу розробленого пристрою.

3.7 Електрична принципова схема блока модуляції

Відповідно до функціональних субблоків сформована електрична принципова схема модулятора цифрового сигналу. Вона представлена частками на рис. 3.27-3.29. Так на рис. 3.27 представлені елементи живлення та стабілізації. Інші рисунки стосуються безпосередньо цифрового модулятора.

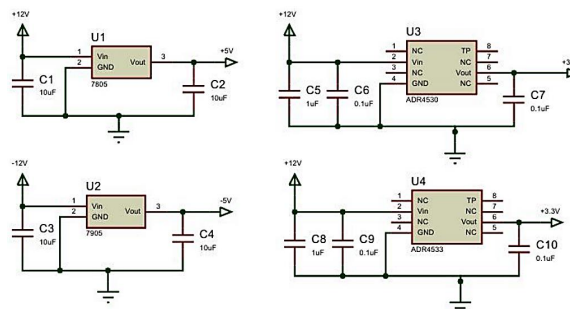


Рисунок 3.27 – Електрична принципова схема модулятора – електроживлення

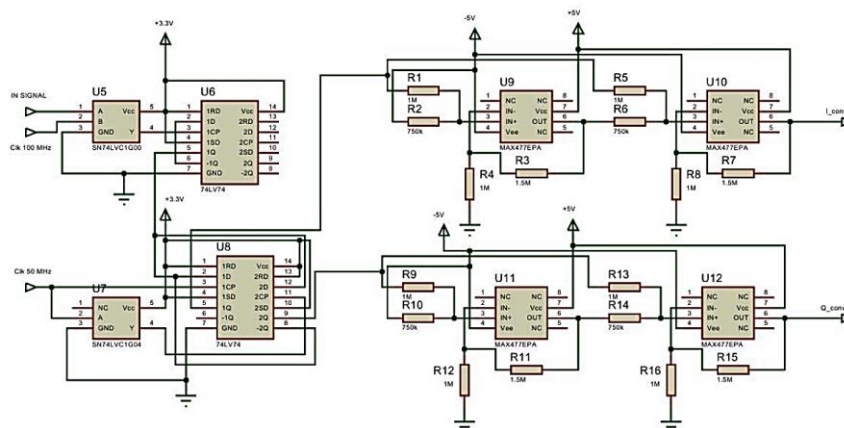


Рисунок 3.28 – Електрична принципова схема модулятора, частина 1

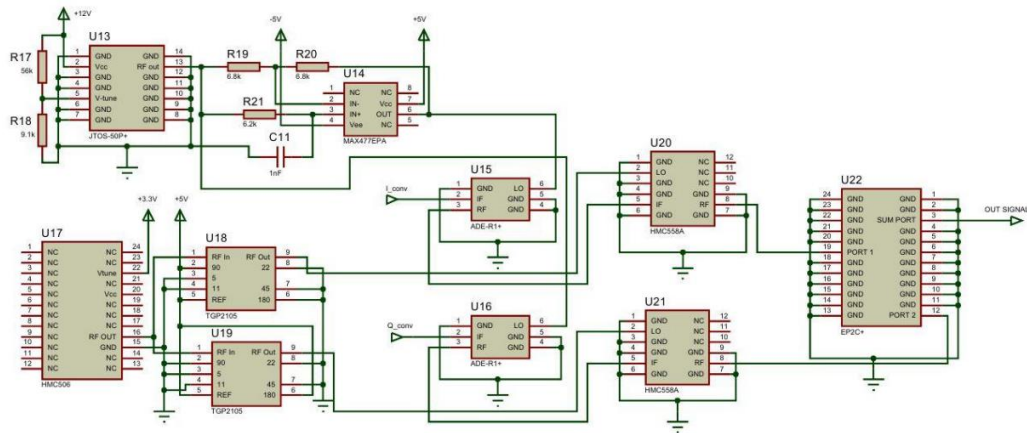


Рисунок 3.29 – Електрична принципова схема модулятора, частина 2

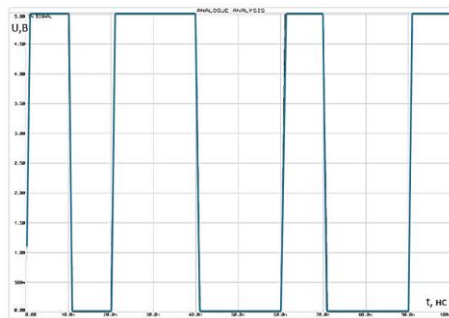
Центральний обчислювальний модуль формує вхідну цифрову послідовність $b(t)$ зі швидкістю 100 Мбіт/с ($\tau_{\text{імп}} = 10$ нс), яка надходить на вхід А мікросхеми U5. Крім того, з центрального керуючого модуля подаються тактові сигнали C_{lk} із частотами 100 МГц (В мікросхеми U5) і 50 МГц (В мікросхеми U7) (див. рисунок 3.28). Основна опорна напруга дорівнює ± 12 В, від неї формується додаткові (рисунок 3.27). Генератори у схемі створюють синусоїдальні сигнали на частотах 25 МГц і 8 ГГц. У результаті формується вихідний сигнал (мікросхеми U7), який є частотно-маніпульованим і має безперервну фазу (див рис. 3.29).

3.8 Дослідження властивостей цифрового модулятора шляхом програмного моделювання

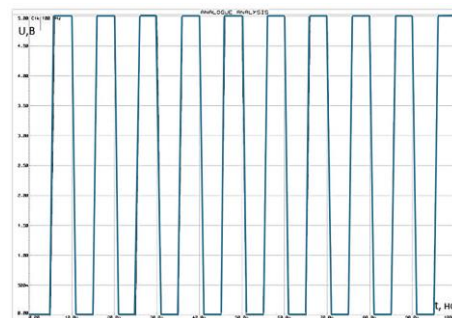
Щоб переконатися у правильності роботи всіх вузлів та всього пристрою в цілому, було проведено моделювання за допомогою САПР. ISIS пакету Proteus став майданчиком для експериментів, де кожен сигнал, кожна напруга точно відповідали специфікаціям ТЗ. На вхід пристрою подавали сигнали та живлення, які відповідали технічному завданню, що дало можливість проаналізувати реакцію схеми та при потребі внести корективи. У результаті це дозволило

ретельно протестувати та переконатися у правильності роботи як окремих блоків, так і всього пристрою в цілому.

У ролі вхідного цифрового коду застосовувалася послідовність «1011001001». Для того щоб не виходити за рамки технічного завдання послідовність мала сумарну тривалість 100 нс. Вхідна послідовність і тактові імпульси, що подаються з керуючого пристрою, ілюстровані на рисунку 3.30. Тактові імпульси забезпечують правильний ритм перемикавання, а вхідна послідовність містить корисну інформацію, яка надалі обробляється в схемі.



а)



б)

Рисунок 3.30 – Сигнали, що надходять із ЦОМ: а) вхідний сигнал, що імітує корисну інформацію; б) тактові імпульси 100 МГц

Вхідний сигнал подається схему відносного фазового кодування, де виконується порівняння поточного символу з попереднім для реалізації відносного фазового кодування. Так усувається фазова неоднозначність. Це дозволяє зберегти правильність переданої інформації навіть у випадку виникнення фазових стрибків або зсувів у системі передачі інформації зв'язку.

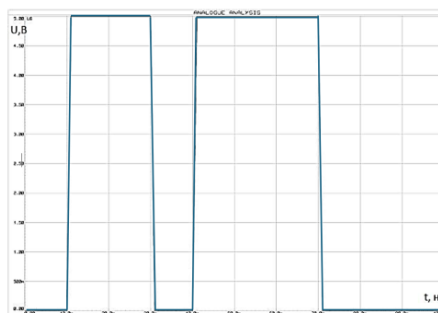
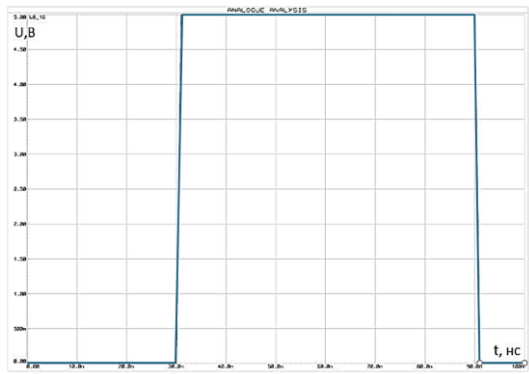
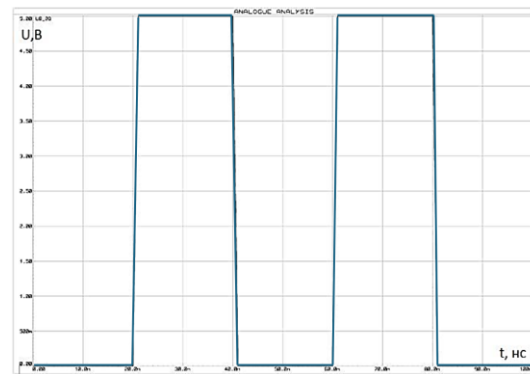


Рисунок 3.31 – Сформований сигнал на виході схеми ВФК

В подальшому, на дешифратор, який виконує також функцію розширювача, подається сигнал з схеми відносного фазового кодування. Саме з цієї точки в схемі починають розрізнятися два паралельних канали I і Q (рис. 3.32).



а)



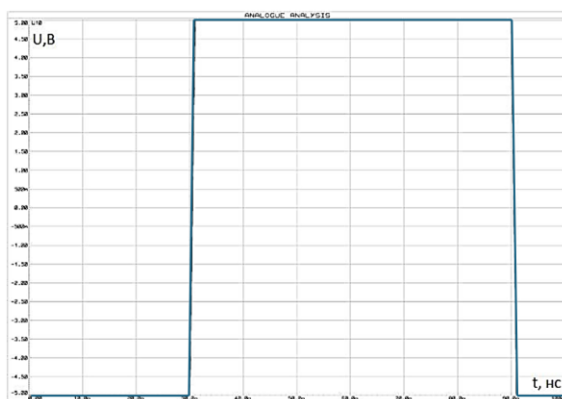
б)

Рисунок 3.32 – Вихідний, подвійний сигнал дешифратора:

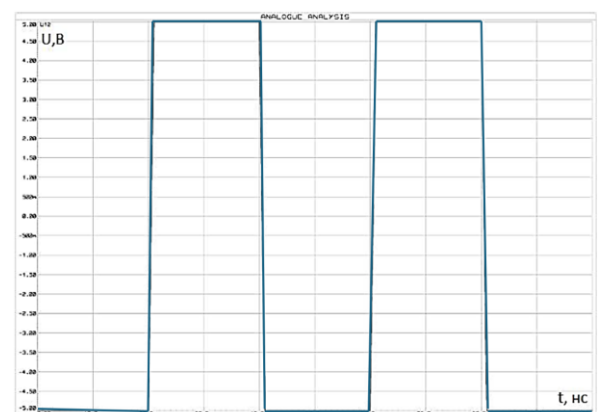
а) синфазний канал, який віддзеркалює основну вісь даних;

б) квадратурний канал, що утворює з синфазним пару для подальшої модуляції.

Сигнали з квадратурного та синфазного каналів потрапляють у перетворювачі рівнів (рис. 3.33), де відбувається їх «переродження» у біполярну форму.



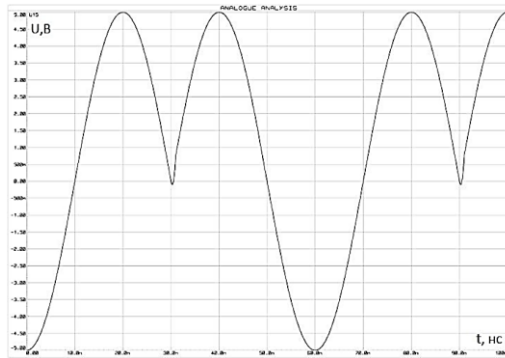
а)



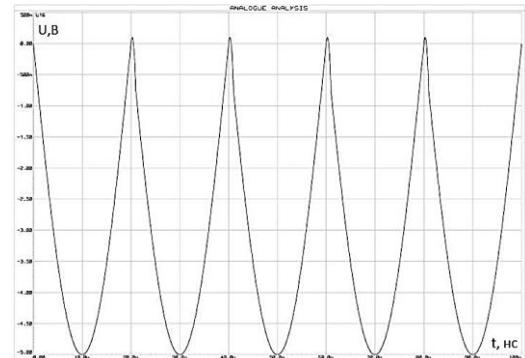
б)

Рисунок 3.33 – На виході перетворювача рівнів сигнал теж розділяється на два напрямки: а) синфазний канал – сигнал основної лінії передачі; б) його віддзеркалення під кутом у 90 градусів – квадратурний сигнал

Біполярний сигнал синфазного каналу зливається з косинусним гармонічним коливанням, а сигнал квадратурного каналу — з відповідним синусним. Так відтворюються компоненти $I(t)$ та $Q(t)$ комплексної огибаючої (рис. 3.34). Прямокутні сигнали пом'якшуються, стаючи плавними та безперервними.



а)

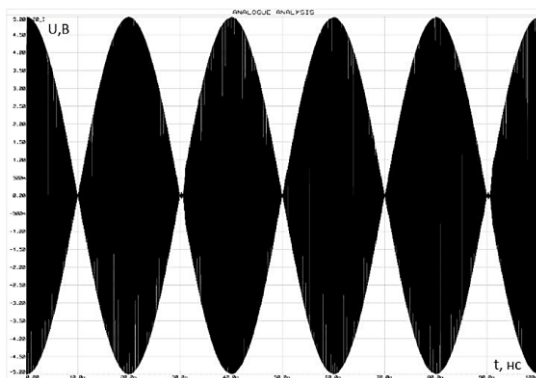


б)

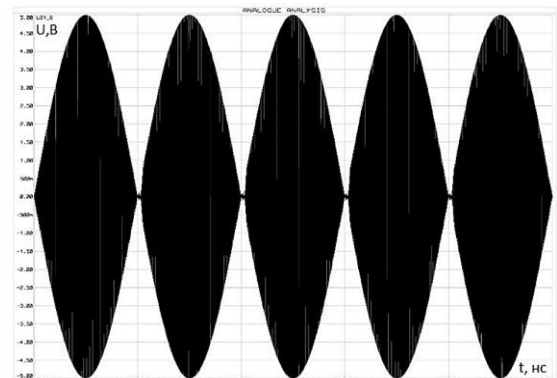
Рисунок 3.34 – Складові складного комплексного сигналу :

а) $I(t)$ – синфазна , б) $Q(t)$ – квадратурна

Синфазна та квадратурна складові комбінуються із сигналами косинуса і синуса на несучій частоті. Таким чином є сформованими два модульовані НВЧ коливання (рис. 3.35).



а)



б)

Рисунок 3.35 – Високочастотні складові складного комплексного сигналу :

а) $I(t)$ – синфазна , б) $Q(t)$ – квадратурна

Обидва канали зливаються в єдиний ВЧ сигнал, утворюючи, як то і було передбачено, на виході сигнал ознаками якого є частотна маніпуляція з безперервною фазою. Частота цього сигналу стрибкоподібно змінюється між 8.05 ГГц для логічної одиниці та 7.95 ГГц для логічного нуля, зберігаючи при цьому цілісність хвилі (рис 3.36, в діапазоні часу 29.5нс - 30.5).

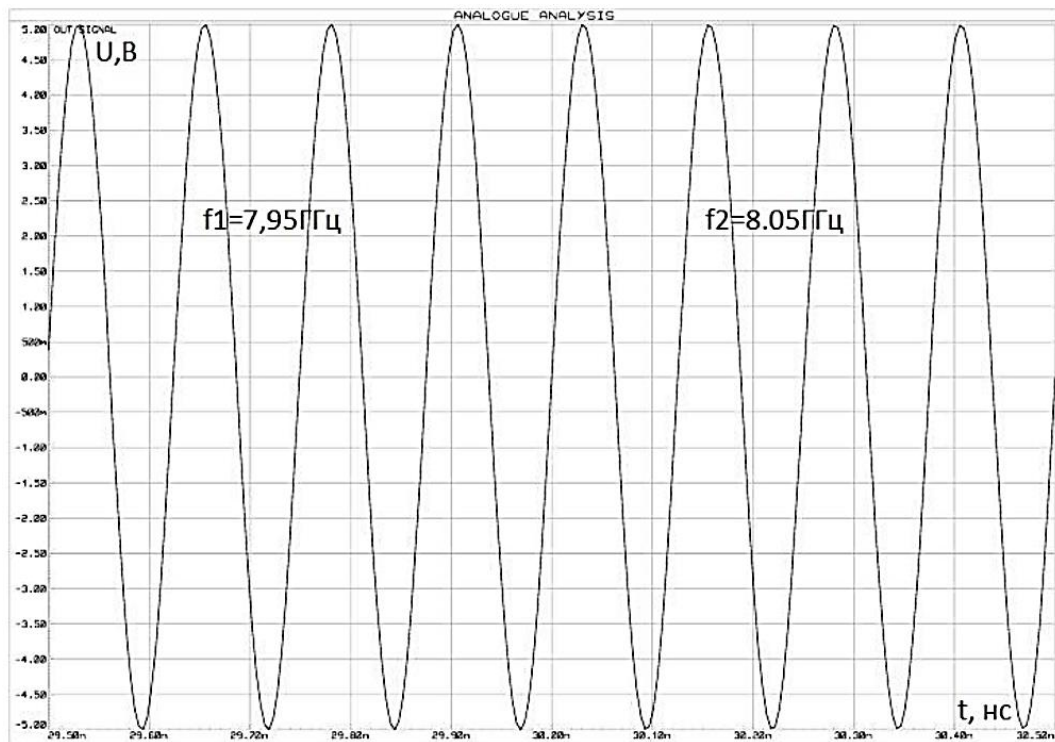


Рисунок 3.36 – Сигнал із частотною маніпуляцією та збереженням безперервності фази

Частоти маніпуляції розведені на 100 МГц, що якраз збігається із дев'ятією частоти, а отже індекс модуляції становить 1. Перехід між частотами відбувається плавно, без розриву фази – сигнал ніби «ковзає» (змінюється плавно) уздовж частотного спектру.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

У суспільстві, що розвивається за принципами соціальної економіки, прогрес у сфері охорони праці розглядається як одна з пріоритетних цілей соціально-економічної політики, що має значення як для держави загалом, так і для кожної окремої компанії та установи. У цьому контексті центральним об'єктом уваги охорони праці є працівник, який зазнає впливу потенційно небезпечних та шкідливих виробничих факторів. Ключова відповідальність за розробку та реалізацію превентивних заходів щодо мінімізації цих впливів покладається на суб'єктів господарювання. Важливо зазначити, що євроінтеграційний курс України передбачає, насамперед, посилення акценту на питаннях безпеки людини в усіх сферах її діяльності.

Під час розробки модулятора передавача цифрових сигналів на працівника, згідно Гігієнічної класифікації праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу, могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; підвищена чи понижена іонізація повітря; недостатня освітленість робочої зони; підвищена яскравість світла; понижена контрастність; пряма і відбита блискіть.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження та розумове перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо розробку заходів щодо безпечного виконання поставленого завдання.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Роботодавець несе відповідальність за організацію робочих місць, що відповідають вимогам комфорту та безпеки. Мінімальна площа одного робочого місця повинна становити 6 м². За потреби, робочі зони співробітників, що працюють з комп'ютерною технікою, можуть бути відокремлені перегородками висотою до 2 метрів. При визначенні необхідної площі приміщення та окремого робочого місця враховується також наявність шаф, сейфів, тумб та іншого обладнання. Площа розглянутого приміщення становить 21,05 м², а його об'єм – 73,56 м³. Оскільки в приміщенні працює троє осіб, площа на одного працівника складає 7,01 м², а об'єм – 24,52 м³, що відповідає встановленим нормативам [17].

На робочій поверхні столу допускається розміщення додаткового обладнання, необхідного для виконання службових обов'язків, такого як принтер, акустичні колонки, сканер, а також передбачення простору для зберігання робочої документації. Однак, слід забезпечити таке розташування, щоб воно не перешкоджало візуальному сприйняттю інформації з екрана монітора та не створювало незручностей у роботі. Робоче крісло працівника повинно мати механізм регулювання висоти та обертання, а також забезпечувати належну підтримку тіла та хребта для комфортного положення під час роботи. Обов'язковою є щоденна процедура вологого прибирання робочого приміщення та очищення робочої поверхні столу й екрана монітора від пилових забруднень.

На підприємстві забороняється:

- проводити ремонт та технічне обслуговування комп'ютера за робочим місцем працівника;
- самостійно ремонтувати або намагатись здійснити технічне налагодження комп'ютера без залучення компетентних спеціалістів;
- складати на робочому місці зайві документи, деталі та предмети, що не потрібні для роботи;

- використовувати монітори з нечітким зображенням та монітори, у яких наявні поламки екрану.

Створення сприятливих умов праці і правильне естетичне оформлення робочих місць на виробництві має велике значення як для полегшення праці, так і для підвищення його привабливості та позитивного впливу на продуктивність праці. Правильна робоча поза передбачає наступне [18]:

- стопи повинні розміщуватися на підлозі або на підставці для ніг. Використання підставки є обов'язковим для тих, чийі ноги не досягають підлоги, коли робоче сидіння розташоване на висоті, яка забезпечує оптимальну робочу позицію;

- стегна повинні бути паралельними до підлоги в горизонтальній площині;

- передпліччя має бути розміщені вертикально;

- лікті повинні бути зігнуті під кутом від 70° до 90° щодо вертикальної площини;

- зап'ястя мають знаходитися під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площини;

- голову слід тримати під кутом від 15° до 20° відносно вертикальної площини.

У компанії регламентовано графік обов'язкових перерв для відпочинку співробітників, що є доповненням до обідньої перерви. Як правило, тривалість таких пауз становить 10-15 хвилин з періодичністю кожної години або двох, залежно від специфіки та інтенсивності виконуваних завдань. Незалежно від цього, адміністрація підприємства зобов'язана організувати робочий процес таким чином, щоб безперервна робота за комп'ютером не перевищувала чотиригодинного інтервалу. Крім того, з метою підтримки належного рівня здоров'я та працездатності персоналу, рекомендується обладнання спеціалізованої кімнати для відпочинку та зняття нервово-емоційного напруження, що може виникати в процесі роботи з комп'ютерною технікою.

4.1.2 Електробезпека приміщення

Електробезпека даного приміщення відповідає вимогам Правил улаштування електроустановок (ПУЕ). У процесі розробки модулятора передавача цифрових сигналів існують наступні основні потенційні причини ураження електричним струмом працівника [19]:

1. Контакт з металевими елементами обладнання, що не є струмопровідними в нормальних умовах (корпус комп'ютера, периферійні пристрої), які можуть опинитися під напругою внаслідок порушення цілісності ізоляційного покриття.

2. Несанкціоноване або неправильне використання електроприладів, що не відповідає встановленим правилам експлуатації.

3. Недостатнє проведення інструктажів або повна відсутність навчання співробітників щодо дотримання норм і правил електробезпеки під час виконання робіт.

З метою запобігання потенційним аварійним ситуаціям та коротким замиканням в електричній мережі, у безпосередній близькості від приміщень, де експлуатується комп'ютерна техніка (над або під ними), забороняється проведення технологічних процесів, пов'язаних з надмірним рівнем вологості.

Є неприпустимими:

- експлуатація кабелів та проводів з пошкодженою або такою, що втратила захисні властивості за час експлуатації, ізоляцією; залишення під напругою кабелів та проводів з неізольованими провідниками;

- застосування саморобних подовжувачів, які не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводок;

- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального обладнання або ламп розжарювання;

- користування пошкодженими розетками, розгалужувальними та з'єднувальними коробками, вимикачами та іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або випинання;

- підвішування світильників безпосередньо на струмопровідних проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною та іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури та приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Мікрокліматичні умови у виробничих приміщеннях є важливим фактором, що визначає рівень комфорту та ефективність роботи персоналу. Ключові параметри мікроклімату, включаючи температуру, відносну вологість та швидкість руху повітря, мають бути оптимізовані для забезпечення сприятливого робочого середовища. Відхилення від нормативних значень, такі як екстремальні температури, недостатня циркуляція повітря, підвищена вологість або надмірна сухість, можуть викликати дискомфорт та негативно позначатися на працездатності. Тому дотримання встановлених стандартів та створення оптимального мікроклімату є необхідною умовою для забезпечення комфортних умов праці та підтримання високої продуктивності працівників [20].

Мікроклімат виробничих приміщень нормується в залежності від теплових характеристик виробничого приміщення, категорії робіт по важкості і періоду року. Категорія виконуваних робіт під час розробки модулятора передавача цифрових сигналів – 1а (табл.4.1).

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	21 ... 25 ° C
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1 м / с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	22 ... 28 ° C
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	0,1 ... 0,2 м / с

Для підтримання у виробничих приміщеннях необхідних параметрів мікроклімату використовують загальну систему опалення та систему вентиляції. На кожен вентиляційну установку складений паспорт з технічною характеристикою та схемою установки.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Атмосферне повітря є життєво важливим елементом для людини та характеризується певними фізичними й хімічними властивостями, що можуть мати вплив на здоров'я та комфорт працівників. Фізичні параметри мікроклімату, зокрема температура, вологість, швидкість повітряного потоку та атмосферний тиск, є значущими для забезпечення сприятливих умов праці. Забезпечення належних умов мікроклімату та контроль якості повітряного середовища є основними завданнями для забезпечення здоров'я та безпеки на робочому місці. ГДК шкідливих речовин, згідно ДСН 3.3.6.042-99 [21], які можуть знаходитися знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Оксид азоту	5	2	3
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	25	10	4
Озон	0,16	0,03	1

Під час роботи на ПК важливо, щоб повітря мало певний іонний склад. Рівні позитивних і негативних іонів у повітрі приміщень з ПК мають відповідати санітарно-гігієнічним нормам (табл. 4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Підтримання належного складу повітря в робочій зоні забезпечується функціонуванням вентиляційної системи, систематичним провітрюванням приміщення та проведенням регулярного вологого прибирання.

4.2.3 Виробниче освітлення

Для створення сприятливих умов для зорової діяльності, запобігання швидкій стомлюваності очей, профілактики професійних захворювань та травматизму, а також для підвищення ефективності праці, виробниче освітлення повинно відповідати таким ключовим вимогам: забезпечення необхідного рівня освітленості на робочій площині, що відповідає специфіці зорової роботи та не є нижчим за встановлені нормативи; підтримання стабільного та рівномірного розподілу освітленості у виробничих приміщеннях для запобігання постійній адаптації зору; запобігання утворенню глибоких та різких тіней на робочій поверхні; гарантування надійності та зручності в експлуатації системи освітлення, а також урахування економічної доцільності та естетичної складової.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО при природному та сумісному освітленні (характеристика зорової роботи – дуже високої точності згідно з ДБН В.2.5-28:2018 «Природне і штучне освітлення» [24? 25]) зазначені у таблиці 4.4:

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Високої точності	0,3 -0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для ефективного використання природного світла в приміщенні рекомендується регулярно очищати віконні поверхні від забруднень та обладнати їх жалюзі для регулювання світлового потоку. Також слід перевірити, щоб віконні отвори не затінювалися сусідніми спорудами або іншими об'єктами, які можуть блокувати доступ сонячного світла. В якості штучних джерел світла в приміщенні застосовуються LED світильники. Для забезпечення оптимального рівня освітленості на робочих місцях та в усьому просторі приміщення важливо забезпечити їхнє раціональне та рівномірне розміщення.

4.2.4 Виробничий шум

Шум чинить вплив на людський організм не лише прямим подразненням слухової системи, але й опосередковано, через центральну нервову систему. Такий вплив може спричиняти різноманітні функціональні порушення в різних системах організму. Наслідки шумового впливу на людину умовно поділяються на дві категорії: специфічні, що безпосередньо стосуються органів слуху, та загальні (неспецифічні), які проявляються у різних органах і системах, не пов'язаних зі слуховим апаратом. Основним джерелом шуму в приміщенні, де проводиться розробка модулятора передавача цифрових сигналів є працююча офісна техніка. Рівні звукового тиску в октавних смугах частот, рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях, обладнаних ПК, мають відповідати вимогам ДСН 3.3.6.037-99 [20] (табл.4.5).

Таблиця 4.5 – Рівень звукового тиску

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах з середньгеометричними частотами, Гц								
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Постійні робочі місця в промислових приміщеннях	107	95	87	82	78	75	73	71	69

На робочому місці рівень шуму є нижчим за нормований. При появі значного рівня шуму доцільним є використання шумоізолюючих матеріалів в

інтер'єрі (меблі та обробка приміщень звукоізоляційними матеріалами можуть допомогти знизити внутрішні відбиття звуку), оптимізація розташування робочих місць (віддалено від джерел шуму або використання перегородок для виділення тих зон, де шум може бути більшим), а також дотримання раціонального режиму праці та відпочинку.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Джерелами змінних електричних та магнітних полів у досліджуваному приміщенні є комп'ютерні системи та лінії електропередач. Інтенсивність електромагнітних полів оцінюється за параметрами електричного поля та магнітною індукцією і регламентується діючими в Україні стандартами, зокрема Державними санітарними правилами та нормами ДСанПіН 3.3.2.007-98, а також європейським стандартом MPR II, відомим як «шведський стандарт». У випадку неправильної організації електроживлення робочого місця, джерелами електричних та магнітних полів можуть виступати не лише монітор, блок живлення системного блоку та силові кабелі, але й периферійні пристрої.

Значення напруженості електростатичного поля на робочих місцях із ПК (як у зоні екрана дисплея, так і на поверхнях обладнання, клавіатури, друкувального пристрою) мають не перевищувати гранично допустимих (табл. 4.6) [22, 23].

Таблиця 4.6 – Допустимі параметри електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Для досягнення регламентованих рівнів випромінювань від комп'ютерної техніки необхідно використовувати сертифіковані засоби індивідуального

захисту очей та інші захисні пристрої, що пройшли випробування в уповноважених лабораторіях і мають чинний щорічний гігієнічний сертифікат. Слід неухильно дотримуватися раціонального режиму праці та відпочинку, визначеного відповідними нормативними документами.

4.3 Пожежна безпека

Забезпечення пожежної безпеки є складовою частиною виробничої та іншої діяльності посадових осіб, працівників підприємств, установ, організацій та підприємців. Це повинно бути відображено у трудових договорах (контрактах) та статутах підприємств, установ та організацій. Показником вогнестійкості є межа вогнестійкості конструкції, що визначається часом (у хвилинах) від початку вогневого випробування за стандартним температурним режимом до настання одного з граничних станів конструкції: втрати несучої здатності (R), втрати цілісності (E), втрати теплоізолювальної спроможності (I).

Відповідно до ДБН В.1.1.7-2016 [29] будівля в залежності від її конструктивних характеристик, має ступінь вогнестійкості IIIa (таблиця 4.7). За вибухопожежною і пожежною небезпекою, відповідно до ДСТУ Б В.1.1-36:2016 [18], досліджувана будівля відноситься до категорії В (в приміщенні знаходиться папір, текстиль, деревина, обчислювальна техніка, тощо).

Таблиця 4.7 – Межі вогнестійкості будівлі

Ступінь вогнестійкості приміщення	Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій (в хвилинали) і максимальні межі поширення вогню по них (см)								
	стіни				Колони	Сходові майданчики, косоури, сходи, балки, марші сходових кліток	перекриття міжповерхові (в т.ч. горючі і над підвалами)	елементи сумісних покриттів	
	несучі і сходових кліток	Самонесучі	Зовнішні несучі	Внутрішні несучі (перегородки)				плити, настили, прогони	балки, арки, рами
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
IIIa	REI 60 M0	REI 30 M0	E15 M1	EI 15 M1	R 15 M0	R 60 M0	REI 15 M0	RE 15 M1	R 15 M0

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

До причин, що можуть спричинити пожежу в приміщенні, відносяться:

- перевантаження електромережі і перегріву струму несучих частин та з'єднань;
- порушення правил експлуатації приладів.

Одна з умов забезпечення пожежобезпеки - ліквідація можливих джерел займання, а саме:

- вчасно виявляти й усувати несправності електрообладнання, проводити плановий огляд і своєчасно усувати всі несправності;
- заборона використання несправних електроприладів;
- не використовувати відкриті обігрівальні прилади в приміщенні;
- з метою зменшення ймовірності виникнення пожежі внаслідок короткого замикання необхідно, щоб електропроводка була прихованою;
- заборонити куріння в невстановлених для цього місцях;
- систематично проводити протипожежний інструктаж, на якому ознайомити працівників з правилами протипожежної безпеки, а також навчити використанню первинних засобів пожежогасіння.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Враховуючи категорію будівлі за вибухо- та пожежною небезпекою, приміщення, що розглядається, слід оснастити вуглекислотними вогнегасниками або порошковими вогнегасниками місткістю 5 літрів з розрахунку 1 вогнегасник на 20 м² площі, згідно НАПБ Б.01.008-2018. Використанні цих типів вогнегасників сприятиме мінімальному псуванню комп'ютерної техніки під час гасіння пожежі.

Крім того, досліджуване приміщення, варто оснастити системою автоматичної пожежної сигналізації, датчиками диму та вогню та системою автоматичного оповіщення про пожежу. Всі заходи запобігання пожеж в

досліджуваному виробничому приміщенні діляться на такі основні типи: організаційні; технічні; експлуатаційні; режимного характеру.

До організаційних заходів відносять організацію пожежної охорони, проведення навчань з питань пожежної безпеки (інструктажі та пожежно-технічні мінімуми), застосування наочних засобів протипожежної пропаганди та агітації, проведення перевірок, оглядів стану пожежної безпеки будівлі.

До технічних заходів відносять суворе дотримання правил і норм, визначених чинними нормативними документами при реконструкції приміщень, будівлі, технічне переобладнання електромережі, опалення, вентиляції, освітлення, тощо.

До експлуатаційних заходів відносять своєчасне проведення профілактичних оглядів, випробувань, ремонтів обчислювальної техніки та допоміжного устаткування.

Заходами режимного характеру є заборона паління та застосування відкритого вогню у приміщеннях, недопущення появи сторонніх осіб у приміщеннях.

ВИСНОВКИ

У ході виконання бакалаврської кваліфікаційної роботи виконано аналіз існуючих сучасних видів та методів модуляції цифрових сигналів. Проведено порівняльний аналіз різноманітних видів модуляції в ході якого з'ясовано, що при оцінці ефективності модуляційних методів, у центрі уваги завжди опиняються два ключові критерії: наскільки раціонально використовується спектр (спектральна ефективність) і наскільки економно витрачається енергія (енергетична ефективність);

Крім цих критеріїв, види модуляції порівнюються за стійкістю до різних типів перешкод і спотворень та складністю апаратної реалізації. Крім того, для деяких систем зв'язку визначаються специфічні критерії ефективності, що враховують особливості каналу зв'язку.

Розглянуті питання вибору оптимального методу модуляції для систем передачі з заданими параметрами. З'ясовано, що для вирішення завдання досягнення максимальної швидкості передавання даних за обмеженої смуги і заданої максимально можливої ймовірності помилки відносно біту інформації система зв'язку має обирати оптимальний вид модуляції і відповідно швидкість передавання даних. Вибір оптимального виду модуляції, в цих умовах, диктується рівнем відношення сигналу до спектральної щільності шуму, який визначається як властивостями приймально-передавального тракту, так і втратою сигналу на шляху до приймача.

На основі проведеного теоретичного аналізу розроблена структурна схема модулятора для цифрових систем передачі. За основу був обраний метод частотної маніпуляція з безперервною фазою.

В подальшому була розроблена електрична принципова схема блоку модуляції передавача цифрового сигналу. У якості інформаційної складової була використана вхідна цифрова послідовність зі швидкістю 100 Мбіт/с. Індекс модуляції FSK дорівнював одиниці. У якості несучого коливання був обраний гармонійний сигнал із частотою 8 ГГц.

Базовими компонентами розробленої електричної схеми була обрані мікросхеми, що здатні працювати у ВЧ та НВЧ діапазонах та володіють необхідними характеристиками. Було проведено комп'ютерне моделювання розробленої схеми пристрою із застосуванням САПР Proteus.

За результатами осцилограм, отриманих під час моделювання, підтверджено, що пристрій формує необхідний тип модуляції. Фаза маніпульованого сигналу змінюється поступово, без розривів та стрибків, а розмах частот для станів «1» і «0» відповідає значенню девіації частоти для заданого індексу модуляції.

Подальше дослідження буде доцільно пов'язати з розробленням підходів до підвищення спектральної ефективності сигнальних конструкцій, що формуються методом квадратурного синтезу.

Розроблений пристрій може бути використано в радіотехніці, цифрових системах передачі даних, лабораторних дослідженнях. Модель спроектованого модулятора можливо також використовувати у навчальному процесі для дослідження властивосте цифрових видів модуляції і набуття практичних навичок роботи з САПР.

Таким чином, поставлені у вступі завдання вирішені в повній мірі. Мета проектування – розробка електричної принципової схеми блоку модуляції досягнута.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Lathi B. P. Modern Digital and Analogue Communication Systems. 3rd Ed.- N.Y.: Oxford University Press, 1998.- 781 p.
2. Simon M.K., Hinedi S.H., Lingsey W.C. Digital Communication Techniques. Englewood Cliffs.- New Jersey: PTR Prentice Hall, 1995.- 888 p.
3. Fuqin Xiong. Digital Modulation Techniques, Second Edition (Artech House Telecommunications Library). Artech House, Inc., USA. 2006.685 p.
4. Meyr M., Moeneclaey M., Fechtel S.A. Digital communication Receivers. New York, Wiley-Interscience Publication, John Wiley and Sons, Inc. 1998. 827p.
5. Поповський В.В. Основи теорії телекомунікаційних систем: підручник. – Харків: ХНУРЕ, 2018. – 368с.
6. Бортник Г. Г., Кичак В. М. Цифрова обробка сигналів. Навчальний посібник. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 167 с.
7. Armada A.G. Understanding the Effects of Phase Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2001. V.47. №1. P.153-159. <https://doi.org/10.1109/11.948268>
8. What is QAM or Quadrature Amplitude Modulation? Веб-сайт. URL: <https://goo.su/yk9zQa>
9. D. Sundararajan: Digital Signal Processing: An Introduction : Springer, 2021, p. 403.
10. Xiong Fuqin, Digital Modulation Techniques. Artech House Publishers, 2006.
11. J. G. Proakis / M. Salehi. – 5 th ed. Digital Communications: підручник. 2008. 737-760
12. Pasupathy S. Minimum Shift Keying: A Spectrally Efficient Modulation // *IEEE Commun. Mag.*, July, 1979. pp. 14-22.
13. Теорія сигналів: навч. посіб. / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: А.О. Попов. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 268 с.

14. D. Sundararajan: Digital Signal Processing: An Introduction : Springer, 2021, p. 403.
15. Yurish S. Y. Advances in Signal Processing: Reviews. Book Series, Volume International Frequency Sensor Association Publishing. 2018. — 550 p.13.
16. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html
17. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php
18. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028
19. ДСан ПіН 3.3.2.007-98 Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин ЕОМ - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/derz-nor4881.html>
20. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
21. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. [Електронний ресурс] – Режим доступу до сторінки: http://hrliga.com/index.php?module=norm_base&op=view&id=819
22. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
23. СанПіН 2.2.4.1294-03 «Фізичні фактори виробничого середовища. Гігієнічні вимоги до аероіонного складу повітря виробничих і громадських

приміщень» - [Електронний ресурс] - Режим доступу:
<http://www.ionization.ru/issue/iss5.htm>

24. СанПіН 2.2.4.1191-03 «Електромагнітні поля у виробничих умовах» - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.vrednost.ru/2241191-03.php>

25. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885

26. НАПБ Б.01.008-2018 Правила експлуатації та типові норми належності вогнегасників - [Електронний ресурс] - Режим доступу: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=82176

27. НАПБ А.01.001-14 Правила пожежної безпеки в Україні [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon.nau.ua/doc/?code=z1410-04>

28. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759

29. ДБН В.1.1.7-2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002..pdf

Додаток А

(обов'язковий)

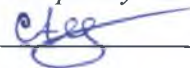
ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

РОЗРОБКА МОДУЛЯТОРА ПЕРЕДАВАЧА ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ

Виконав: студент 4 курсу, групи ТКР-216
спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

ОП - Радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Клименко А.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н. доцент каф. ІРТС



Воловик А.Ю.

(прізвище та ініціали)

« 10 »

06

2025 р.

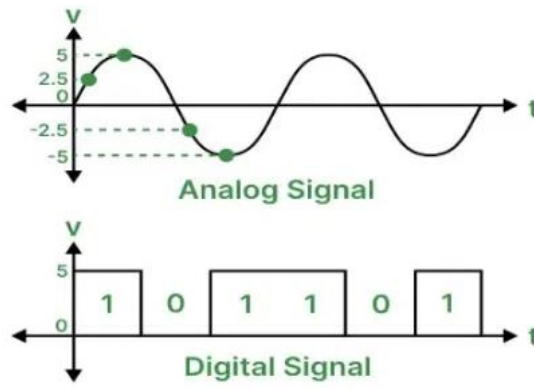


Рисунок 1 – Типи електричних сигналів

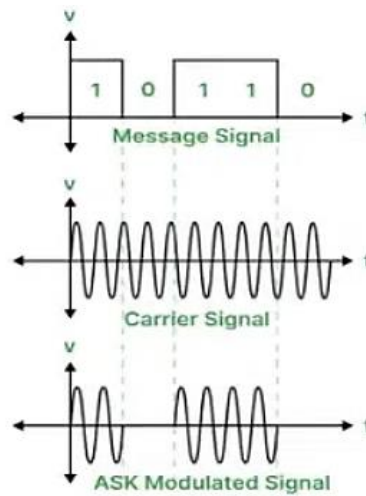


Рисунок 2 – Амплітудна модуляція зсувом

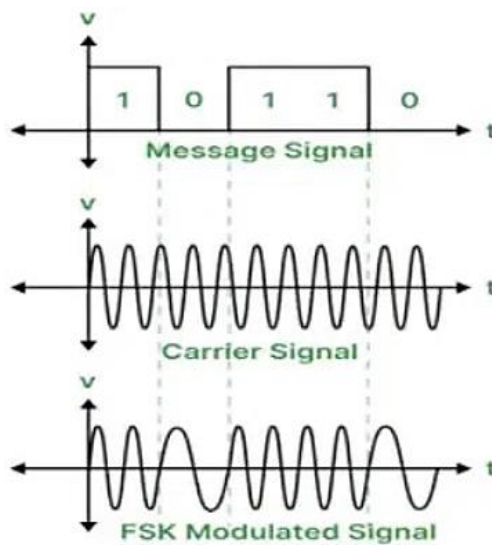


Рисунок 3 – Вигляд сигналу FSK

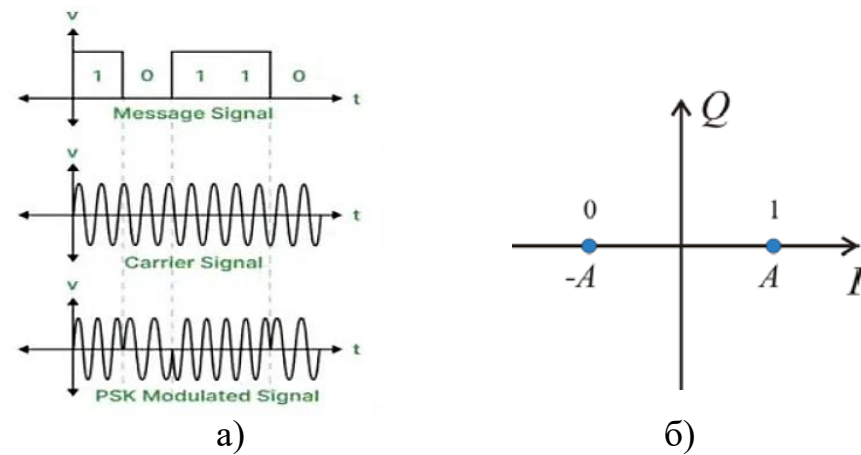


Рисунок 4 – BPSK сигнал у часі (а) та його сигнальне сузір'я (б)

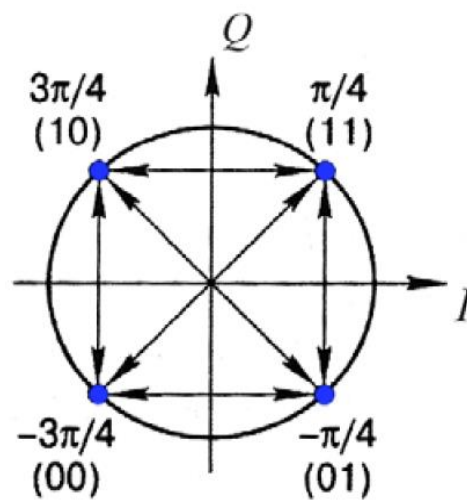


Рисунок 5 – Сигнальне сузір'я модуляції QPSK

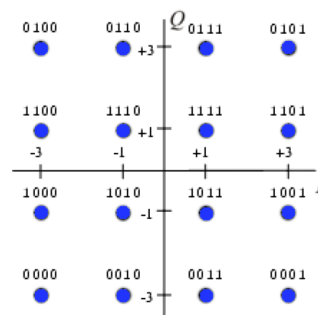


Рисунок 6 – Сигнальне сузір'я, що відповідає квадратурній амплітудній модуляції з кількістю станів

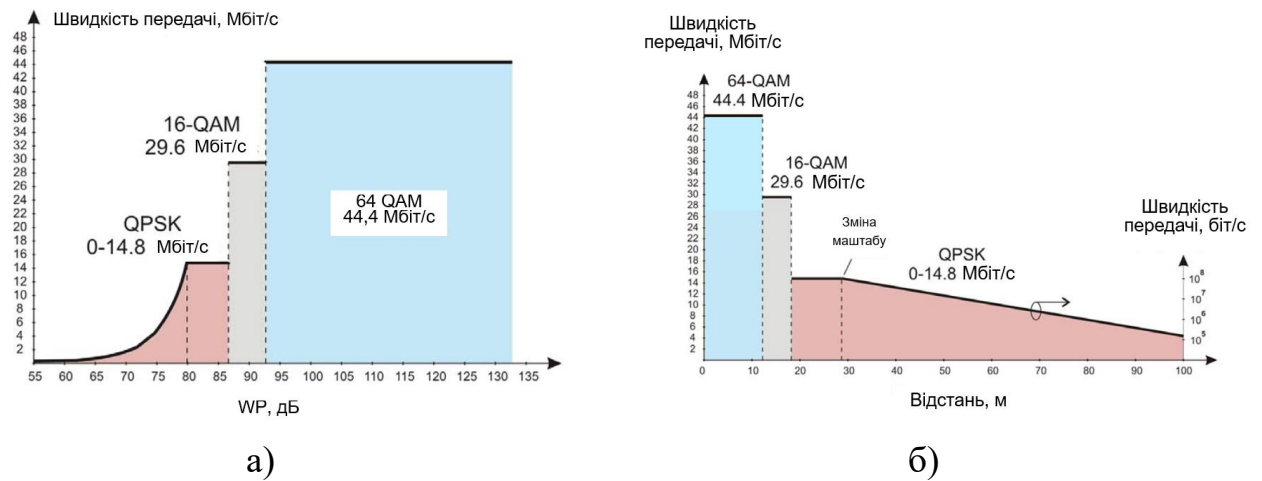


Рисунок 7 – Приклад вибір оптимального методу модуляції та швидкості передавання даних [11]: а) залежно від WP;
б) від оціночної відстані між передавачем і приймачем в будівлі

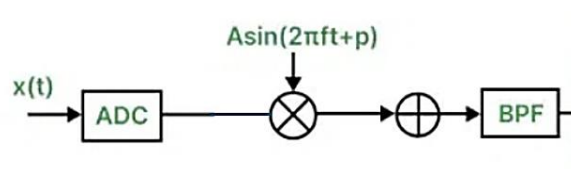


Рисунок 8 – Структура схема модулятора ASK

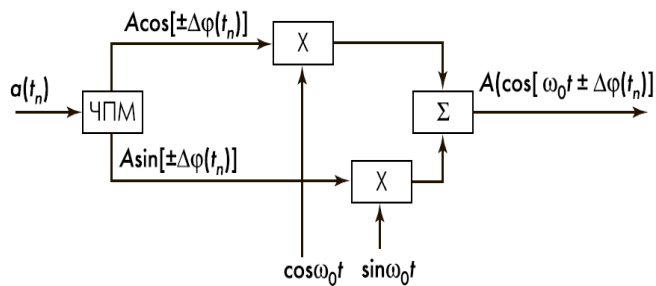


Рисунок 9 – Структура схема модулятора FSK

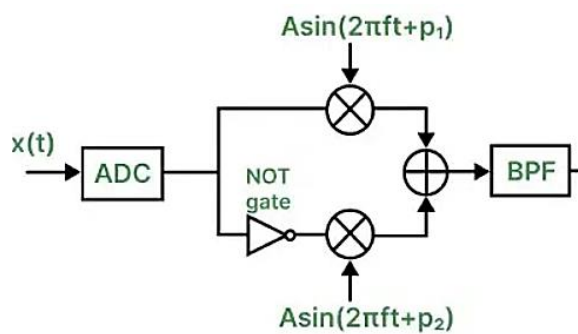


Рисунок 10 – Структура схема модулятора PSK

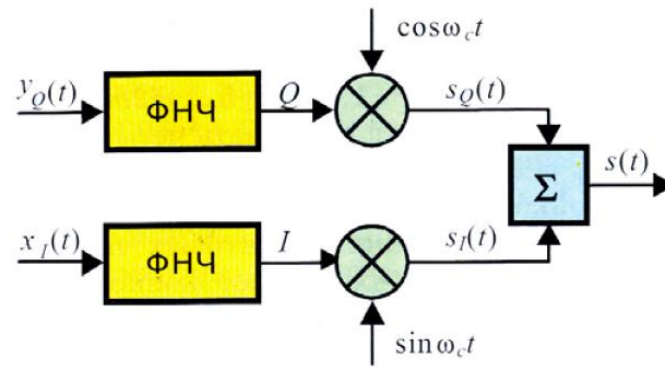


Рисунок 11 – Структура схема модулятора PSK

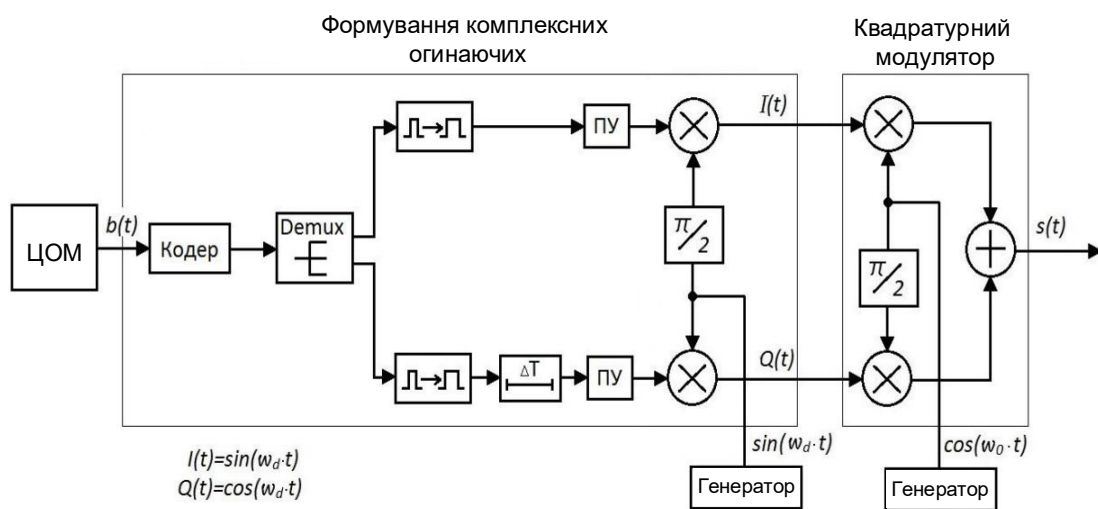


Рисунок 12 – Структурна побудова частотного маніпулятора

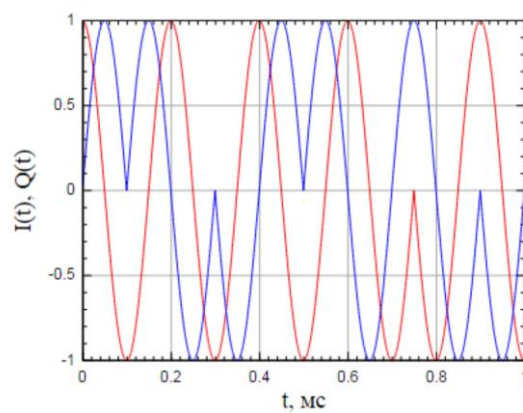


Рисунок 13 – Синфазні та квадратурні компоненти
у складі комплексної огибаючої, (\$I(t)\$ – червоний, \$Q(t)\$ – синій)

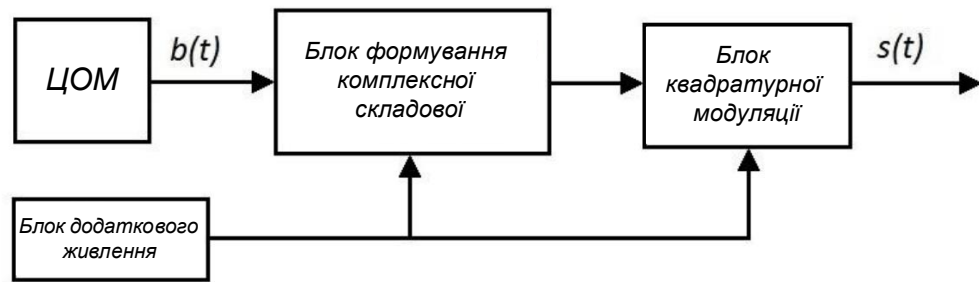


Рисунок 14 – Блочна структура генератора сигналу з частотною маніпуляцією.

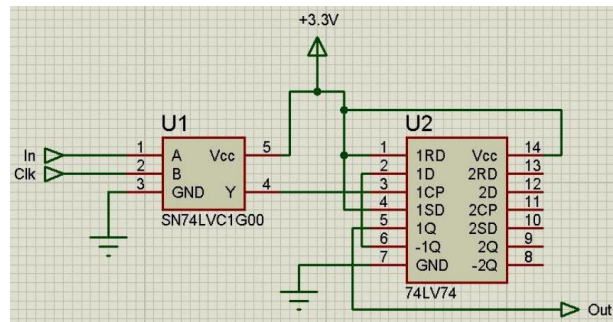


Рисунок 15 – Блок відносного кодування з двох послідовно з'єднаних цифрових елементів

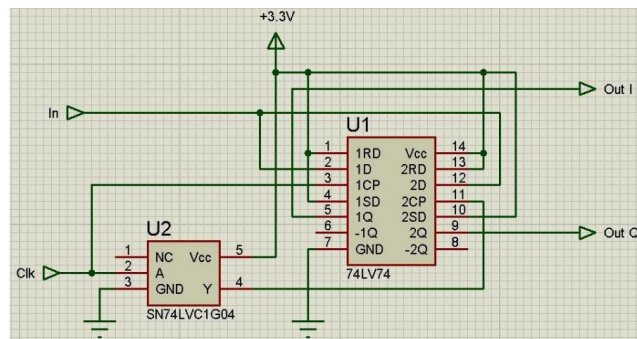


Рисунок 16 – Схема демультиплексора-розширювача

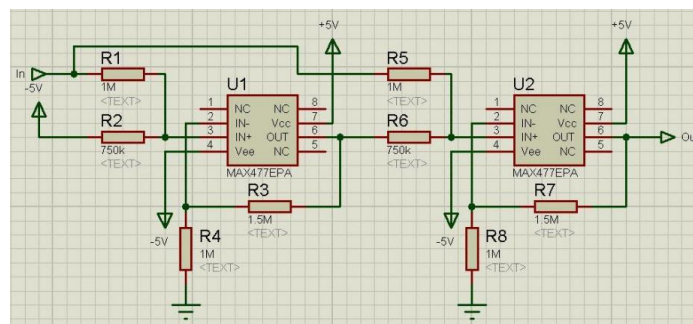


Рисунок 17 – Компенсатор рівнів на подвійному операційному підсилювачу

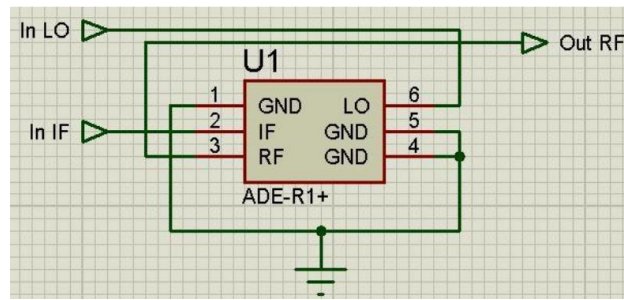
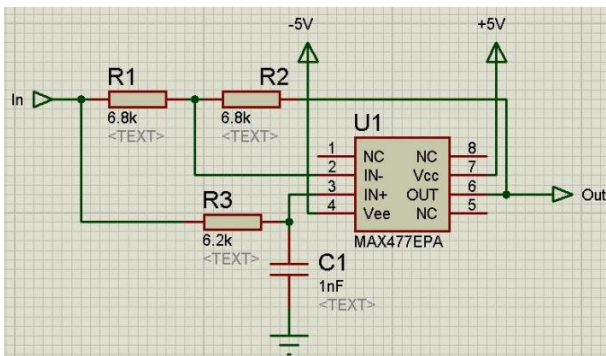
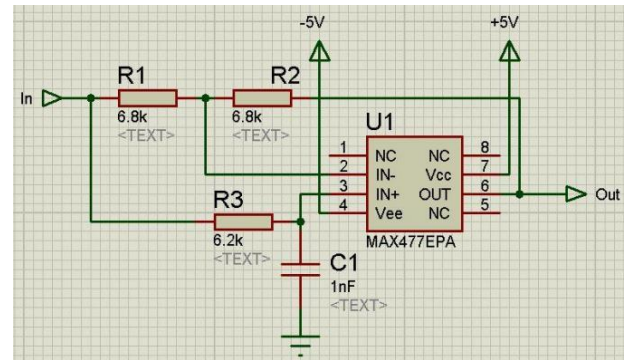


Рисунок 18 – Принципова схема перемножувача,



а)



б)

Рисунок 19 – Схема генератора на 25 МГц (а) та фазообертувача на 90° (б)

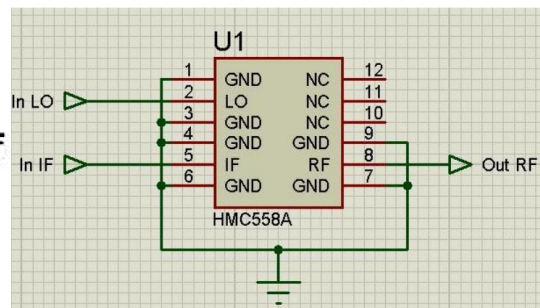
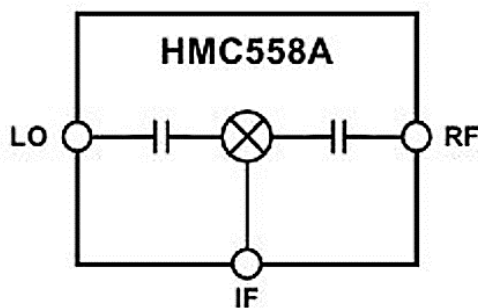


Рисунок 20 – Схема змішувача HMC558A і його функціональна схема

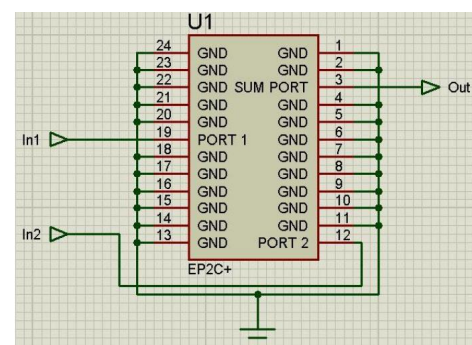
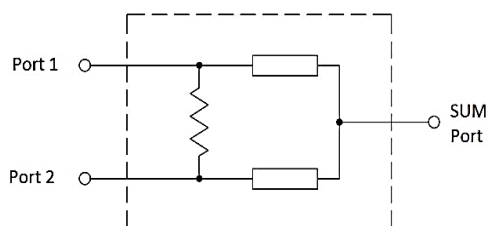


Рисунок 21 – Схема НВЧ-суматора EP2C+ і його функціональна схема

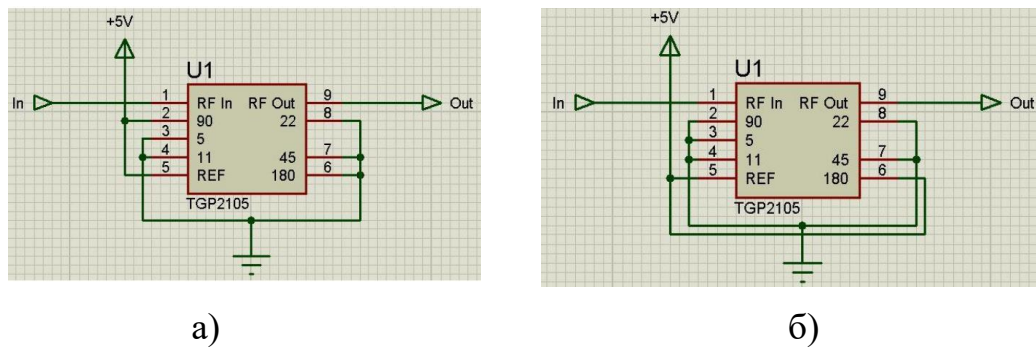


Рисунок 22 – Схема фазообертувачів TGP2105: а) зсув фази на 90°;
б) зсув фази на 180°

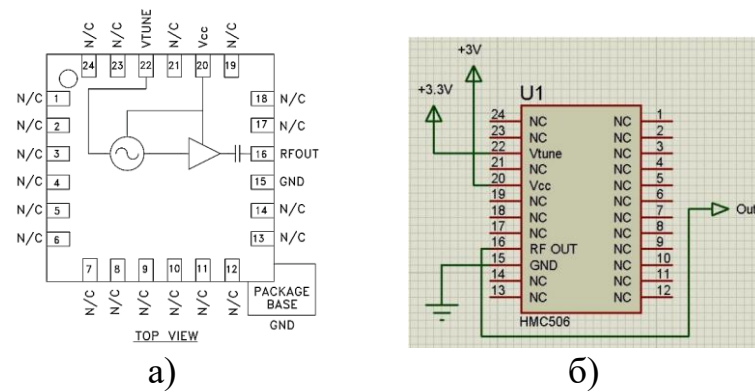


Рисунок 23 – Функціональна (а) та принципова схеми ГКН HMC506 (б)

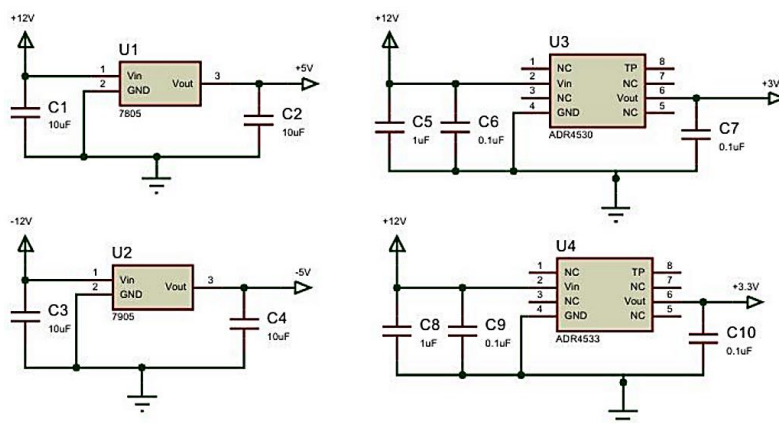


Рисунок 24 – Електрична принципова схема модулятора – електроживлення

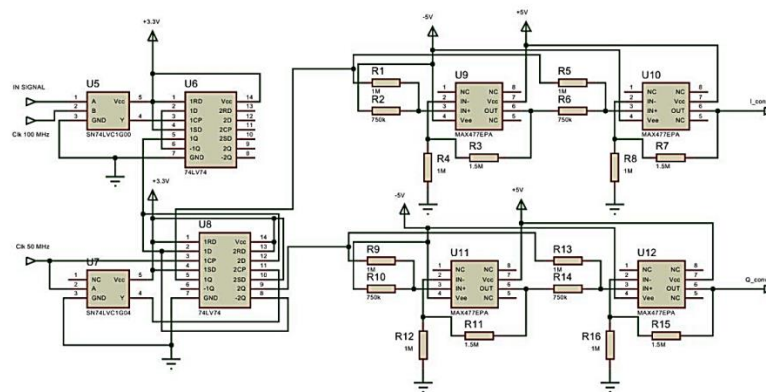


Рисунок 25 – Електрична принципова схема модулятора, частина 1

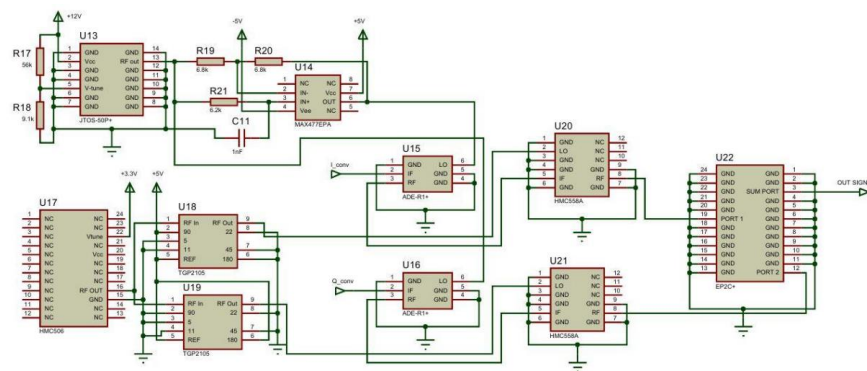


Рисунок 26 – Електрична принципова схема модулятора, частина 2

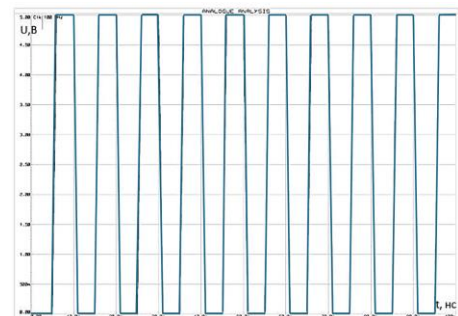
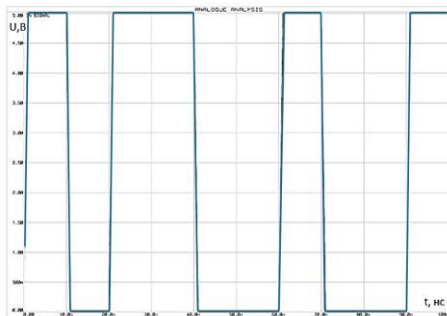
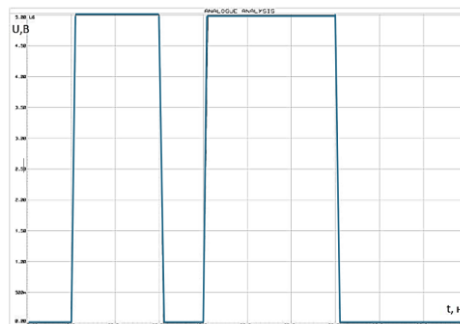
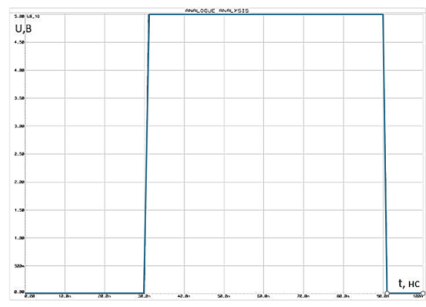
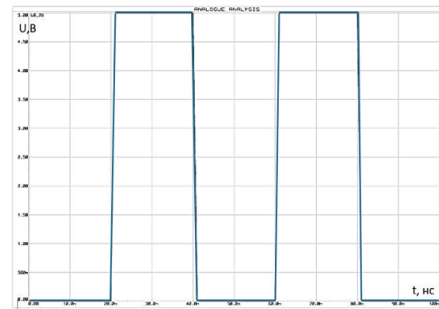


Рисунок 27 – Сигнали, що надходять із ЦОМ: а) вхідний сигнал, що імітує корисну інформацію; б) тактові імпульси 100 МГц





а)

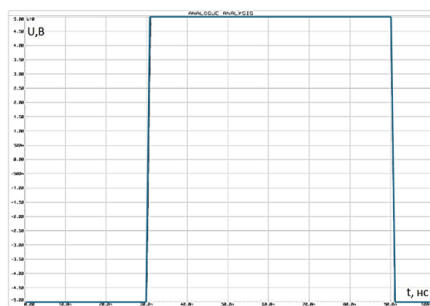


б)

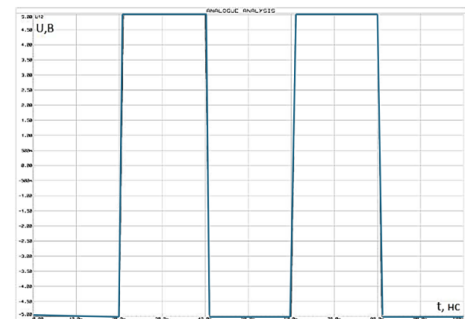
Рисунок 29 – Вихідний, подвійний сигнал дешифратора:

а) синфазний канал, який віддзеркалює основну вісь даних;

б) квадратурний канал, що утворює з синфазним пару для подальшої модуляції.



а)

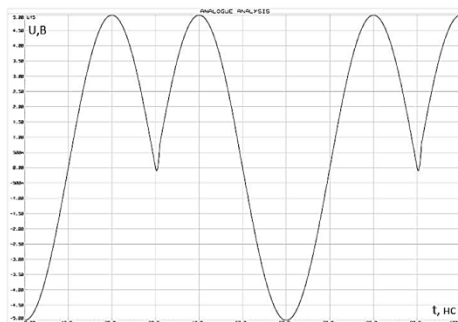


б)

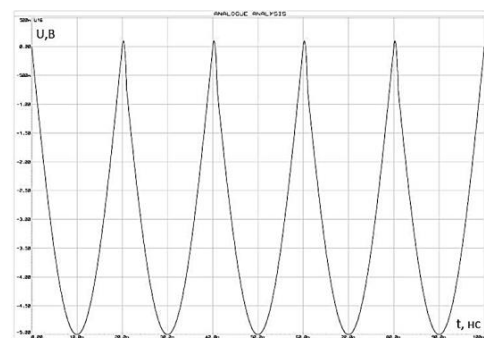
Рисунок 30 – На виході перетворювача рівнів сигнал теж розділяється на два

напрямки: а) синфазний канал – сигнал основної лінії передачі; б) його

віддзеркалення під кутом у 90 градусів – квадратурний сигнал



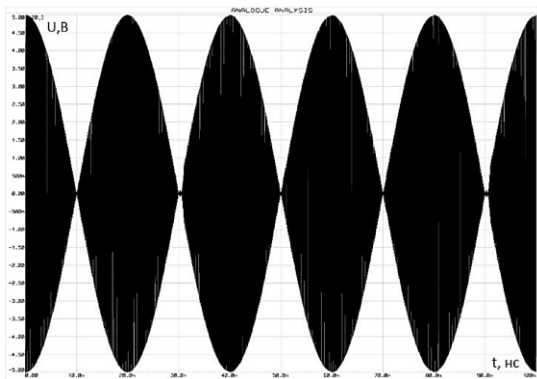
а)



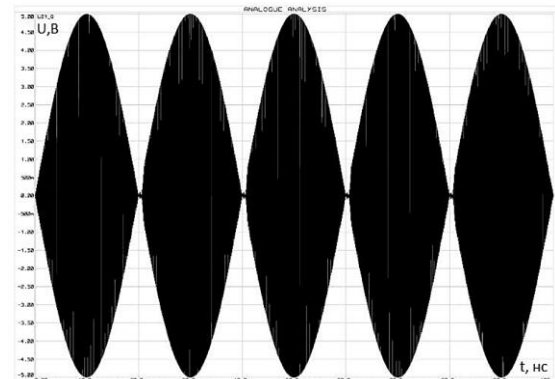
б)

Рисунок 31 – Компоненти комплексної огибающей :

а) – синфазна $I(t)$, б) – квадратурна $Q(t)$



а)



б)

Рисунок 32 – Компоненти комплексної огибаючої :

а) – синфазна $I(t)$, б) – квадратурна $Q(t)$

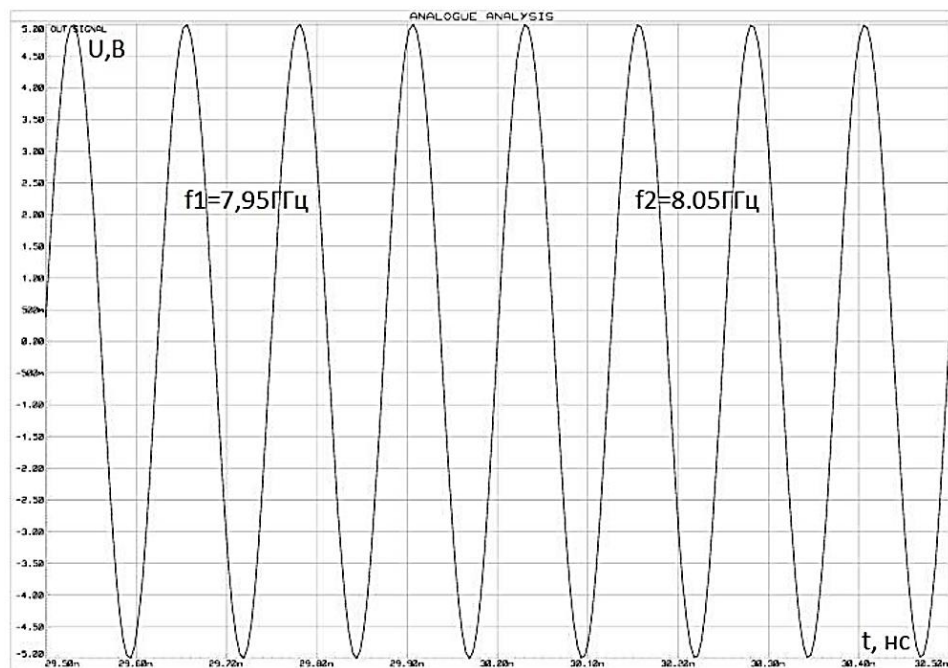


Рисунок 33 – Сигнал із частотною маніпуляцією та збереженням безперервності фази

Додаток Б
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ НАВЧАЛЬНОЇ (БАКАЛАВРСЬКОЇ)
КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**

**РОЗРОБКА МОДУЛЯТОРА ПЕРЕДАВАЧА
ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Розробка модулятора передавача цифрових сигналів»

Тип роботи: Бакалаврська кваліфікаційна робота

(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ Кафедра ІРТС

(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі
системою StrikePlagiarism 5,00%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

☒ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту

☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.

☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Воловик А.Ю. – д.т.н., доцент каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)

Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Семенов А.О.

(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник


(підпис)

Воловик А.Ю. – д.т.н., доцент каф. ІРТС

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач


(підпис)

Клименко А.О.

(прізвище, ініціали)