

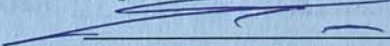
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

Бакалаврська дипломна робота на тему:

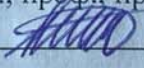
АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА СТРУКТУРА ТРАКТІВ ФОРМУВАННЯ ТА
ОБРОБКИ QPSK-СИГНАЛІВ З КОМПЕНСАЦІЄЮ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА
МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ

Виконав: студент 2-го курсу, групи ПЗТ-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Кондратюк М.А.

Керівник: к.т.н., доц., професор каф. ІКСТ
 Барась С. Т.

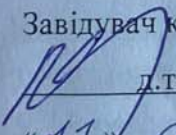
«11» 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
 Семенов А.О.

«11» 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

«11» 06 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

«15» березня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Кондратюку Матвію Анатолійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки QPSK-сигналів з компенсацією міжсимвольної та міжканальної інтерференції
керівник роботи Барась Святослав Тадіонович, канд. техн. наук, професор,

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

затверджені наказом ВНТУ від «11» березня 2024 року № 80

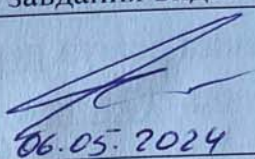
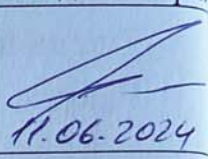
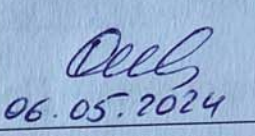
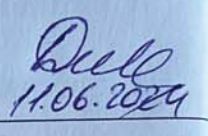
2. Строк подання студентом роботи: 07 червня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: використання формувальних фільтрів Найквіста (значення згладжувального параметра 0-1); імовірність бітової помилки не більше 10^{-5} ; модуляція OFDM; тривалість символу та захисного проміжку в OFDM з енергетичними втратами до 1 дБ; схеми когерентної та некогерентної демодуляції.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, базові положення QPSK-модуляції, розробка структурних схем модуляції/демодуляції QPSK, алгоритми компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в системах з QPSK, методологія зменшення рівня міжканальних завад на базі технології OFDM, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структура схема QPSK-модулятора та з формувальним фільтром Найквіста; структурна схема когерентного демодулятора QPSK-сигналу; спектри сигналів з формувальними фільтрами Найквіста; структурні схеми DQPSK-модулятора; частотна характеристика фільтра Найквіста; спектральна щільність OFDM-символу.

6. Консультанти розділів роботи

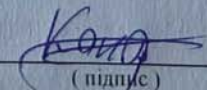
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання при
Спеціальна частина	Барась С. Т., професор кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024
Охорона праці	Делсбичук С.В. проф. каф. БТНДПБ	 06.05.2024	 11.06.2024

7. Дата видачі завдання «06» травня 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Прим
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської дипломної роботи (БДР)	06.05.2024р.	
2	Виконання спеціальної частини БДР. Перший рубіжний контроль виконання БДР	20.05.2024р.	
3	Виконання спеціальної частини БДР. Другий рубіжний контроль виконання БДР	31.05.2024р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	04.06.2024р.	
5	Нормоконтроль БДР	05.06.2024р.	
6	Попередній захист БДР	06.06.2024р.	
7	Рецензування БДР	07.06.2024р.	
8	Захист БДР	12.06.2024р.	

Студент


(підпис)

Кондратюк М. А.

Керівник роботи



Барась С. Т.

АНОТАЦІЯ

Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки QPSK-сигналів з компенсацією міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Бакалаврська дипломна робота / М.А. Кондратюк – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 97 с., 28 рис., 11 табл., 19 дж. – українською мовою.

Метою даної роботи є удосконалення алгоритмів роботи та структури трактів формування та обробки QPSK-сигналів з компенсацією міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Проведено математичний аналіз квадратурних компонент модуляційної схеми, розглянуто формування спектру QPSK-сигналу за допомогою фільтрів Найквіста у контексті придушення міжсимвольної інтерференції. Виконано розробку структурних схем та алгоритмів роботи пристроїв модуляції та демодуляції QPSK-сигналу, включаючи схеми зі зсувом та диференційну. Наведено методологію зменшення рівня міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі на базі технології OFDM та проведено аналіз ефективності алгоритму зменшення міжканальних завад з використанням сигналу з селективним спектром.

Виконано розділ з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

ABSTRACT

The work algorithm and the structure of the QPSK signal generation and processing paths with intersymbol and interchannel interference compensation. Bachelor thesis / M.A. Kondratyuk – Vinnytsia: VNTU, 2024. – 97 p., 28 fig., 11 tabl., 19 s. - In ukrainian.

The purpose of this work is to improve the work algorithms and the structure of the QPSK-signal formation and processing paths with intersymbol and interchannel interference compensation. A mathematical analysis of the quadrature components of the modulation scheme was carried out, the formation of the spectrum of the QPSK signal using Nyquist filters in the context of suppressing intersymbol interference was considered. The development of structural schemes and algorithms of QPSK signal modulation and demodulation devices, including shift and differential schemes, was carried out. The methodology for reducing the level of inter-channel interference in telecommunication transmission systems based on OFDM technology is presented, and an analysis of the effectiveness of the algorithm for reducing inter-channel interference using a signal with a selective spectrum is carried out.

The section on labor protection and life safety has been completed.

.

ЗМІСТ

	ВСТУП	4
1	БАЗОВІ ПОЛОЖЕННЯ QPSK-МОДУЛЯЦІЇ	7
1.1	Математичний аналіз квадратурних компонент модуляційної схеми	7
1.2	Базові структурні схеми модулятора та демодулятора	11
1.3	Формування спектру QPSK-сигналу за допомогою фільтрів Найквіста	17
1.4	Завадостійкість модуляційної схеми QPSK	26
1.5	Висновки до розділу	28
2	РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ СХЕМ МОДУЛЯЦІЇ/ДЕМОДУЛЯЦІЇ QPSK	30
2.1	OQPSK-модулятор	32
2.2	БВНЧ для когерентної демодуляції QPSK-радіосигналу	34
2.3	DQPSK-модулятор	36
2.4	Когерентний DQPSK-демодулятор	38
2.5	Схема Костаса для квазікогерентної демодуляції DQPSK- радіосигналу	40
2.6	Некогерентна демодуляція DQPSK-радіосигналу	42
2.7	Диференційна квадратурна фазова модуляція зі зсувом $\pi/4$ – DQPSK	44
2.8	Висновки до розділу	48
3	АЛГОРИТМИ КОМПЕНСАЦІЇ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ В СИСТЕМАХ З QPSK	50
3.1	Загальні положення про міжсимвольну та міжканальну інтерференцію	50
3.2	Методологія зменшення рівня міжканальних завад в ТСП на базі технології OFDM	58
3.3	Алгоритм зменшення міжканальних завад з використанням сигналу з селективним спектром	62
3.4	Висновки до розділу	66

4	ОХОРОНА ПРАЦІ	68
4.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	68
4.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	71
4.2.1	Мікроклімат	71
4.2.2	Склад повітря робочої зони	72
4.2.3	Виробниче освітлення.....	72
4.2.4	Виробничий шум.....	73
4.2.5	Виробничі випромінювання.....	74
4.3	Пожежна безпека.....	75
4.3.1	Технічні рішення системи запобігання пожежі.....	76
4.3.2	Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	77
4.4	Висновки до розділу	78
	ВИСНОВКИ.....	79
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	82
	Додаток А (обов'язковий) - Ілюстративний матеріал	85
	Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	92

ВСТУП

Актуальність теми. У техніці цифрового зв'язку методи модуляції грають значну роль. Процес модуляції є складовою загального процесу узгодження параметрів сигналу з характеристиками каналу. Модульовані сигнали використовуються як в провідних, так і безпроводних системах. Але у першу чергу модульовані сигнали пов'язують з радіоканалами передачі інформації (такі канали не використовують напрямних пристроїв, а лише навколишнє середовище). До технологій з такими каналами належать: супутниковий зв'язок, Wi-Fi, WiMax, мобільний інтернет тощо [1-3]. Значна увага приділяється методам фазової модуляції – вони найбільш завадостійкі. Також важливі методи, які забезпечують хорошу спектральну ефективність, та не створюють проблем при впровадженні заходів боротьби з міжсимвольною та міжканальною інтерференцією. Отже, очевидна актуальність теми, яка передбачає розгляд структури та алгоритмів роботи трактів формування QPSK-сигналів у контексті роботи в умовах міжсимвольної та міжканальної інтерференції.

Вибір того чи іншого методу модуляції для систем передачі інформації залежить від завадової обстановки, у якій працює система, від необхідної спектральної та енергетичної ефективності, від виду системи у контексті застосування телекомунікаційної технології, від можливостей обробки інформації тощо.

При фазовій маніпуляції фаза несущого коливання формується відповідно до цифрової послідовності бітів. QPSK-маніпуляція є чотирипозиційною, тому використовується чотири значення фази, отже, кожен символ переносить два біти (дібіт). Символьна швидкість удвічі менша інформаційної швидкості передачі.

При використанні абсолютної QPSK-модуляції можливий лише метод когерентної демодуляції, але важливим фактором є збереження фазової однозначності при відновленні несущої частоти на прийомі. Уникнути

недоліків абсолютної QPSK-модуляції можна застосуванням модифікованих схем. Мова йде про квадратурну фазову маніпуляцію зі зсувом OQPSK, диференціальну квадратурну фазову модуляцію DQPSK та диференціальну квадратурну фазову модуляцію зі зсувом $\pi/4$ – DQPSK [2].

Сучасні квадратурні (I/Q) модулятори змінюють (на відміну від звичайних амплітудної чи частотної модуляцій) несущий ВЧ-сигнал у двох вимірах. Вони формують модульований сигнал як суму синфазного $i(t)$ та квадратурного $q(t)$ сигналів. Будучи ортогонально розташованими на квадратурній площині, вони формують вектор з довжиною $A(t)$ та фазою $\varphi(t)$, тобто сформований сигнал є двовимірним. Несущі синфазної та квадратурної компоненти відрізняються зсувом фази на 90° .

Актуальність теми підтверджується важливістю розробки нових та удосконалення існуючих структурних схем та алгоритмів їх роботи для умов існування міжсимвольної та міжканальної інтерференції. При цьому важливо оцінити ефективність формувальних фільтрів Найквіста та методи демодуляції з урахуванням спектральної характеристики вхідного символу [3].

Аналіз останніх досліджень. Фазова маніпуляція в даний час знаходить широке застосування при високочастотній передачі даних. Вона є одним з найбільш ефективних видів модуляції, оскільки забезпечує високу продуктивність передачі даних каналами зв'язку з високим рівнем шуму. На всіх етапах розвитку телекомунікацій особлива увага приділялась пошуку ефективних технічних рішень при побудові фазових демодуляторів, а також забезпеченню надійної роботи в умовах міжсимвольної та міжканальної завади.

Останні роботи [3,4] присвячені удосконаленню структури та алгоритмів роботи модуляторів та демодуляторів на основі реалізації критерію Найквіста щодо характеристик формувальних фільтрів. Проводяться дослідження впливу різної форми (прямокутна, «припіднятий косинус», двопараметричний з кусочно-лінійною апроксимацією) імпульсів на ефективність придушення міжканальної завади зі збереженням найнижчої імовірності помилки у процесі прийому та демодуляції.

Мета та постановка задачі. Метою даної роботи є удосконалення алгоритмів роботи та структури трактів формування та обробки QPSK-сигналів з компенсацією міжсимвольної та міжканальної інтерференції.

Задачами бакалаврської дипломної роботи є:

- математичний аналіз квадратурних компонент модуляційної схеми;
- формування спектру QPSK-сигналу за допомогою фільтрів Найквіста;
- завадостійкість модуляційної схеми QPSK;
- розробка структурних схем та алгоритмів модуляції/демодуляції QPSK;
- розробка алгоритмів компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в системах з QPSK;
- розробка заходів з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

Об'єкт дослідження це процеси формування, передачі, прийому та обробки QPSK-сигналів.

Предмет дослідження є методи та засоби, які забезпечують формування QPSK-сигналів та їх демодуляцію.

Практичне значення. Практичне значення роботи полягає у використанні її результатів для забезпечення високих показників телекомунікаційних пристроїв та в навчальному процесі в дисциплінах «Технології безпроводних мереж зв'язку» і «Сигнали та широкосмугові технології в телекомунікаціях».

1 БАЗОВІ ПОЛОЖЕННЯ QPSK-МОДУЛЯЦІЇ

1.1 Математичний аналіз квадратурних компонент модуляційної схеми

Найпростішою цифровою фазовою модуляцією вважається двопозиційна або двійкова фазова модуляція (BPSK). Очевидно, для такої модуляції використовується допоміжне високочастотне коливання – так звана несуща. Характеризується тим, що залежно від значення (числової позиції) цифрового сигналу встановлюється відповідне значення фази несущого коливання - 0 або 180 градусів. Це означає, що весь фазовий простір 360 градусів поділений на дві рівні частини, отже, різниця між фазами несущої при транспортуванні у просторі цифрового сигналу становить 180 градусів – найбільшу можливу різницю, що і робить фазову модуляцію BPSK найбільш завадостійкою.

Різниця фаз між символами несущої може мати і більше двох значень, наприклад, чотири (0, 90, 180 і 270°). У цьому випадку говорять про так звану квадратурну фазову модуляцію (Quadrature Phase ShiftKey, QPSK) [1].

Розглянемо загальний вигляд сигналу, модульованого по фазі:

$$S(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi(t)), \quad (1.1)$$

де f – частота несущої; $\varphi(t)$ – фаза несущої, яка для модуляції QPSK визначається комбінацією дибіта: 00, 11, 01, 10.

З урахуванням найпростіших тригонометричних співвідношень дану формулу нескладно привести до вигляду:

$$S(t) = A \sin(2\pi f t) \cos \varphi(t) + A \cos(2\pi f t) \sin \varphi(t). \quad (1.2)$$

Запишемо фазоманіпульований сигнал у вигляді:

$$S(t) = A \cos \varphi(t) \cdot \sin(2\pi f t) + A \sin \varphi(t) \cdot \cos(2\pi f t) =$$

$$= I(t) \cdot \sin(2\pi ft) + Q(t) \cdot \cos(2\pi ft). \quad (1.3)$$

З отриманого виразу видно, що вихідний сигнал можна представити у вигляді суми двох гармонійних складових, зміщених одна відносно одної по фазі на 90° , оскільки

$$\cos(2\pi ft) = \sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{2}\right). \quad (1.4)$$

У передавачі, що виконує модуляцію, одна з цих складових є синфазною сигналу генератора, а друга знаходиться в квадратурі по відношенню до цього сигналу. $I(t)$ та $Q(t)$ – це, відповідно, амплітуди синфазної та квадратурної компонент модульованого сигналу.

Буде зручним, якщо надати ВЧ-сигналу початкову фазу $\pi/4$. У цьому випадку завжди будуть наявними і синфазна і квадратурна компоненти і, більше того, для квадратурної фазової модуляції вони будуть по модулю однаковими (фази 45, 135, 225, 315 (-45) градусів) [2].

Отже,

$$\begin{aligned} S(t) &= A \sin(2\pi ft + \varphi) = A \sin\left[\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) + \left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)\right] = A \sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right) + \\ &+ A \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right) = A \sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \left(\cos \varphi \cos \frac{\pi}{4} + \sin \varphi \sin \frac{\pi}{4}\right) + A \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \times \\ &\times \left(\sin \varphi \cos \frac{\pi}{4} - \cos \varphi \sin \frac{\pi}{4}\right) = A \frac{\sqrt{2}}{2} \sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) (\cos \varphi + \sin \varphi) + \\ &+ A \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) (\sin \varphi - \cos \varphi) = \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} \sin\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) (\cos \varphi + \sin \varphi) - \frac{A}{\sqrt{2}} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) (\cos \varphi - \sin \varphi). \end{aligned}$$

Якщо ввести позначення: $d_i = (\cos \varphi + \sin \varphi)$, $d_q = (\cos \varphi - \sin \varphi)$, то отримаємо такий вигляд сигналу:

$$S_{QPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i \sin\left(2\pi f t + \frac{\pi}{4}\right) - \frac{A}{\sqrt{2}} d_q \cos\left(2\pi f t + \frac{\pi}{4}\right). \quad (1.5)$$

$$I = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i \sin\left(2\pi f t + \frac{\pi}{4}\right);$$

$$Q = \frac{A}{\sqrt{2}} d_q \cos\left(2\pi f t + \frac{\pi}{4}\right).$$

Кодувальні сигнали d_i та d_q можуть приймати значення $+1$ і -1 ; враховуючи, що

$$d_i = (\cos \varphi + \sin \varphi), \quad d_q = (\cos \varphi - \sin \varphi)$$

можна отримати співвідношення між зсувом фази і кодувальними сигналами, а також цифровими даними.

Модуляція – це лише початок процесу зв'язку; приймач повинен мати можливість витягувати з модульованого сигналу вихідну інформацію. Далі, є сенс знайти максимальний поділ між чотирма варіантами фази, щоб приймачеві було простіше відрізнити один стан від іншого. Ми маємо 360° фази для роботи з чотирма фазовими станами, і, отже, поділ повинен становити $360^\circ/4=90^\circ$. Таким чином, наші чотири фазові зсуви QPSK становлять 45° , 135° , 225° та 315° .

На рисунку 1.1 наведені епюри несущої, які характеризують чотири можливих стани фази QPSK сигналу. Наведена відповідність фазового зсуву та цифрових даних є логічним, але довільним вибором, оскільки передавач та приймач можуть інтерпретувати фазові зсуви однаковим способом, тому можуть використовуватись різні схеми відповідності [3].

Є ще одна причина, чому має сенс вибрати 45° , 135° , 225° та 315° : вони легко генеруються за допомогою методу I/Q модуляції (формування фазомодульованого сигналу шляхом додавання різних комбінацій синфазної та квадратурної компонент), тому що підсумовування сигналів I та Q, які або інвертовані, або не інвертовані, призводить до цих чотирьох фазових зсувів.

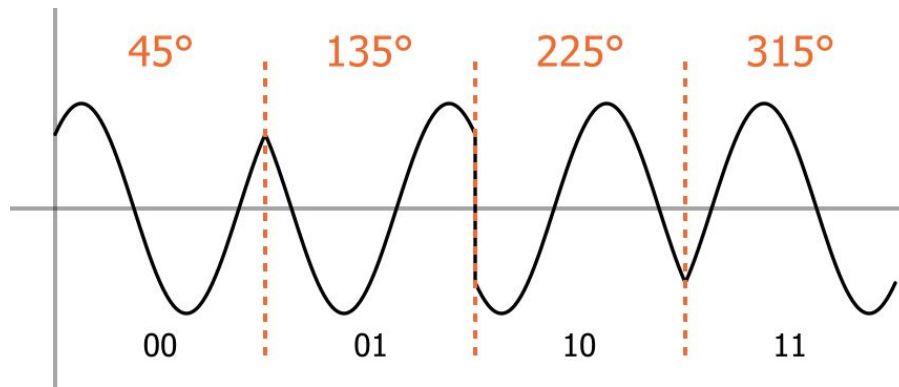


Рисунок 1.1 – Чотири можливих стани QPSK сигналу

Таблиця 1.1 показує зв'язок значення фазового зсуву модульованого сигналу зі станом синфазної та квадратурної компонент.

Таблиця 1.1 – Відповідність між фазою модульованого сигналу і станом синфазної та квадратурної компонент

I	Q	Фазовий зсув $I + Q$
не інвертована	не інвертована	45°
інвертована	не інвертована	135°
інвертована	інвертована	225°
не інвертована	інвертована	315°

У порівнянні зі схемами модуляції, які передають один біт на символ, QPSK має перевагу з точки зору ефективності займаної ширини смуги частот. Наприклад, аналоговий сигнал основної смуги частоти у системі BPSK використовує два можливі фазові зсуви замість чотирьох, і тому вона може передавати лише один біт на символ. Сигнал основної смуги частот має певну частоту і протягом тривалості кожного символу може передаватися один біт. Система QPSK може використовувати сигнал основної смуги з тією ж частотою, але при цьому передає два біти протягом тривалості кожного символу. Таким чином, ефективність смуги частот у QPSK (в ідеалі) вдвічі вища.

Для QPSK маніпуляції можна побудувати два варіанти сузір'їв, рисунок 1.2 [3].

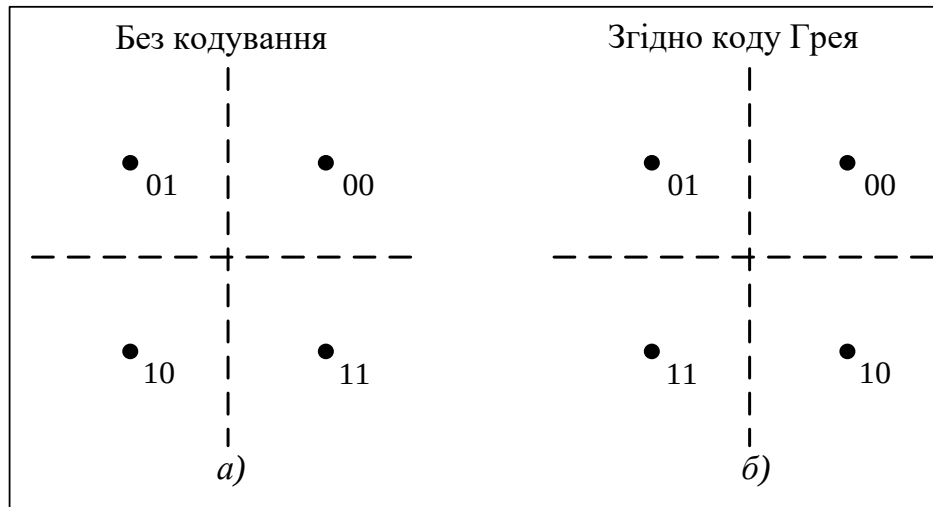


Рисунок 1.2 – Варіанти сузір'я для QPSK

Для зменшення помилок під час QPSK-демодуляції використовують сузір'я, що розташовані відповідно до коду Грея, рис. 1.2,б [4, 5]. При використанні цього коду сусідні символи (фазові стани) розрізняються тільки в одному біті. В умовах впливу шуму або завад найбільш імовірними є помилки в процесі прийняття рішення на користь сусіднього стану. В таких випадках код Грея забезпечує відповідність однієї символної помилки одній бітовій помилці. Отже, код Грея дозволяє отримати виграш, і це не потребує додаткових або спеціальних схем.

1.2 Базові структурні схеми модулятора та демодулятора

Структурна схема QPSK-модулятора з часовими діаграмами роботи наведені на рисунках 1.3 та 1.4 відповідно. У ньому міститься: послідовно-паралельний кодер (ППК); пристрій затримки (ПЗ) на час тривалості одного біта вхідної послідовності T_b ; два перетворювачі рівнів (ПР); генератор несучої (ГН); фазообертач (ФВ) на 90° ; два помножувачі (Пм); суматор (СУ). Ця схема відповідає такій початковій формулі для фазомодульованого коливання:

$$S(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi(t)) = A \cos(2\pi ft) \cos \varphi(t) - A \sin(2\pi ft) \sin \varphi(t) = I(t) \cos(2\pi ft) - Q(t) \sin(2\pi ft) \quad (1.6)$$

У формулі: $I(t)$ – амплітуда синфазної компоненти; $Q(t)$ – амплітуда квадратурної компоненти. Різниця з формулами (1.1, 1.2) формальна – початковий сигнал записаний у вигляді косинусоїди.

C_k та D_k – це ті ж вхідні біти, але рознесені (розпаралелені) послідовно-паралельним кодером ППК. При цьому парні біти затримані на тривалість тактового інтервалу. Тривалість цифрових позицій вдвічі більша біта.

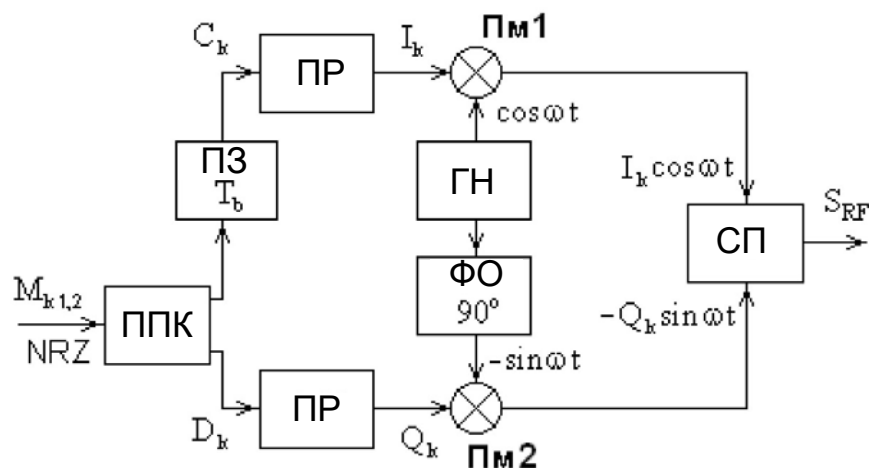


Рисунок 1.3 – Структурна схема QPSK-модулятора

На рисунку 1.4 наведена часова діаграма роботи цієї схеми.

На діаграмі показано [4]:

- а) вхідний цифровий потік 1001101101110111;
- б) послідовність C_k , яка надходить перетворювач рівнів ПР в каналі синфазної компоненти;
- в) послідовність C_k , яка надходить перетворювач рівнів ПР в каналі квадратурної компоненти;
- г) біполярний сигнал $I_k(t)$ – амплітуда синфазної компоненти;
- д) біполярний сигнал $Q_k(t)$ – амплітуда квадратурної компоненти;

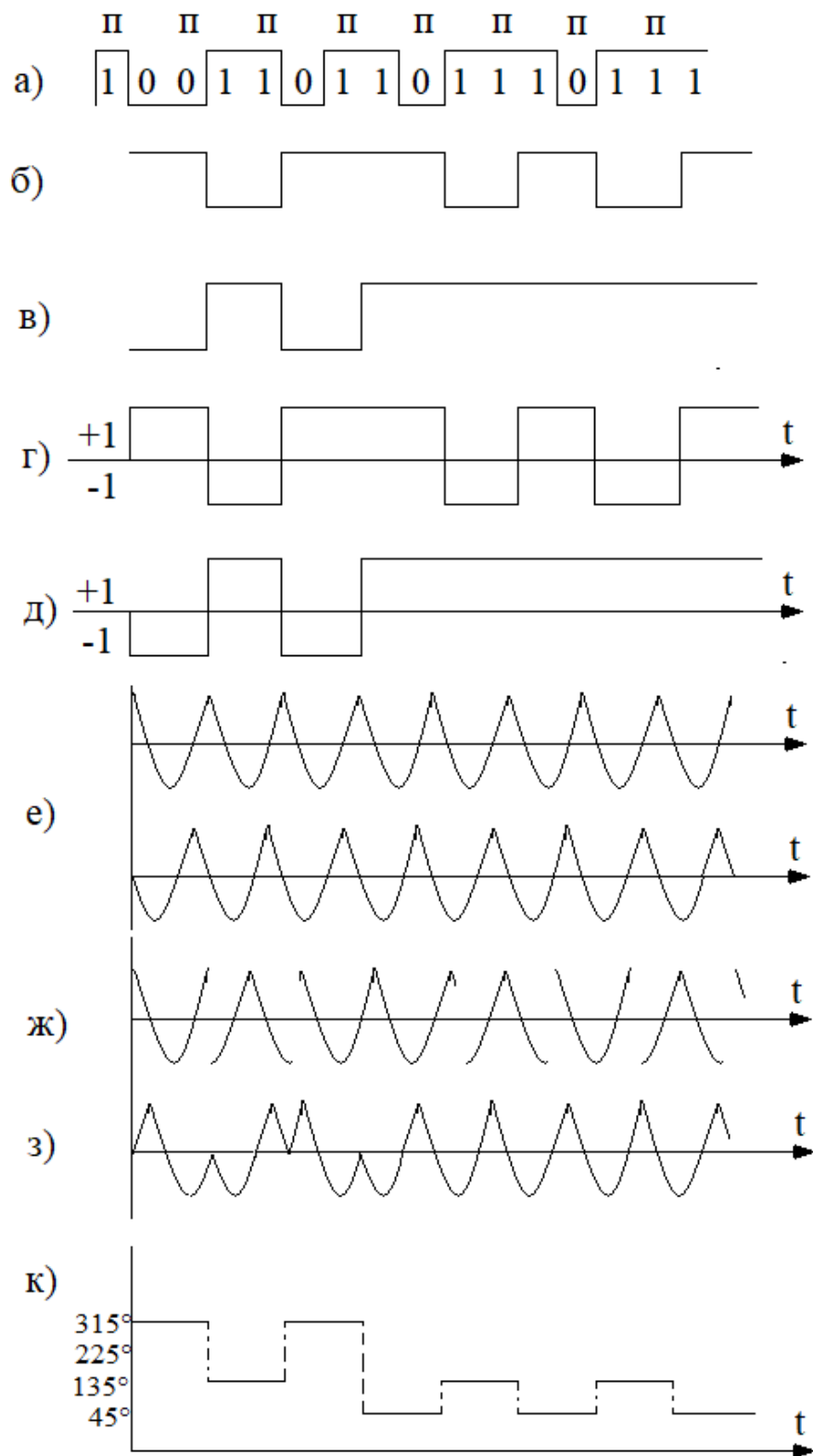


Рисунок 1.4 - Часова діаграма роботи схеми QPSK-модулятора

е) опорні напруги: графік $\cos\omega t$ та графік $(-\sin\omega t)$ відповідно до формули (1.6) ($\omega = 2\pi f$);

ж) подібний графік $I_k \cos\omega t$;

з) подібний графік ($-Q_k \sin \omega t$);

к) фазова обвідна.

Звернемо увагу на те, що на рисунку 1.3 наведена базова схема модулятора, задача якої продемонструвати схемотехнічне втілення формули для фазомодульованого сигналу. Вона показує можливість заданих формулою функціональних процедур з використанням пристроїв, які можна технічно реалізувати. З урахуванням мети даної роботи структура модулятора повинна бути дещо ускладнена. Мова йде про вплив на ширину спектру модульованого сигналу, оскільки ця характеристика напряму впливає на ступінь міжканальної інтерференції [3, 4].

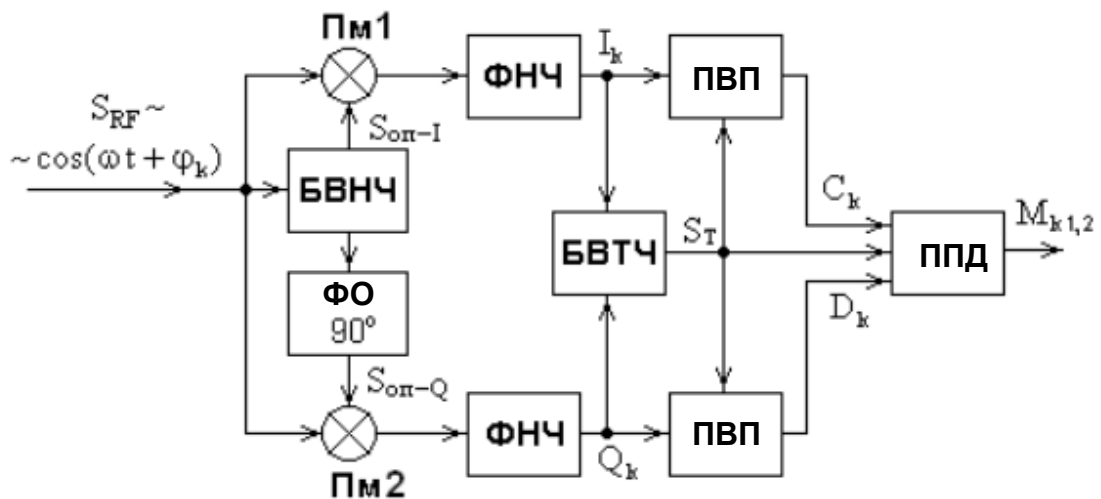


Рисунок 1.5 – Структурна схема когерентного демодулятора QPSK-сигналу

У схемі, рисунок 1.3, перед подачею амплітудних значень квадратурних компонент (біполярні сигнали) на помножувачі Пм синфазного та квадратурного каналів вони проходять додаткову обробку у формувальних фільтрах. Ці фільтри забезпечують задану смугу частот модулюючого і, відповідно, модульованого сигналів. Детальніше про спектри і роботи фільтрів буде розглянуто пізніше.

На рисунку 1.5 наведена структурна схема когерентного демодулятора QPSK-сигналу [5].

Структурна схема когерентного демодулятора, рисунок 1.5, має два помножувачі (Пм), блок відновлення несущої частоти (БВНЧ), фазообертач (ФВ), два фільтри нижніх частот (ФНЧ), блок відновлення тактової частоти (БВТЧ), дві порогові вирішальні схеми (ПРС), паралельно-послідовний декодер (ППД). Зазначимо, що саме наявність у схемі блока відновлення несущої частоти (БВНЧ) і робить детектування фазомодульованого радіосигналу когерентним.

Монохроматичні опорні коливання $S_{оп-I}$ (для синфазного I-каналу) та $S_{оп-Q}$ (для квадратурного Q-каналу), частоти яких з точністю до фази збігаються з частотою немодульованої несущої, утворюються за допомогою БВНЧ та ФВ.

Вихідні напруги помножувачів складаються з високочастотних складових, які відфільтровуються ФНЧ, та низькочастотних, які проходять ФНЧ і відповідають значенням синфазної та квадратурної складових, тобто є відновленими кодувальними послідовностями (значення ± 1). Порогові вирішальні схеми (ПРС) перетворюють їх в однополярні послідовності C_k та D_k , з яких паралельно-послідовний декодер формує початкову бітову послідовність.

Відновлена БВНЧ несуща може характеризуватися фазовою неоднозначністю – тоді демодульований цифровий потік у приймачі не буде відповідати переданому. Про це детальніше.

Демодуляція сигналів PSK передбачає, що демодулятор використовує досконалу оцінку фази несущої. На практиці фаза несущої, як правило, визначається за прийнятим сигналом (у БВНЧ) шляхом використання нелінійних операцій. Наслідком цього є неоднозначність фази. Так при бінарній фазовій маніпуляції сигнал часто піддається зведенню в квадрат для зняття модуляції, потім утворений сигнал з подвоєною частотою фільтрується і ділиться по частоті на 2, для того щоб отримати оцінку частоти несущої та фази $\varphi(t)$. Ці операції призводять до неоднозначності фази відновленого несущого коливання на π (180°).

Аналогічно прийому квадратурної фазової маніпуляції прийнятий сигнал зводиться в четвертий ступінь, щоб зняти цифрову модуляцію, а потім четверта гармоніка частоти несущої фільтрується і ділиться на 4. При цьому виділяється компонента несущої. Ці операції приводять до появи компоненти з частотою несущої, що містить оцінку фази несущої $\varphi(t)$ з точністю до постійного значення, що дорівнює $\pm 90^\circ$ або 180° .

Аналогічні явища проявляються і при відновленні несущого коливання прийому сигналів з багатопозиційною фазової маніпуляцією. Отже, ми не маємо точної оцінки фази несущої в демодуляторі.

Подібні помилки при відновленні фази несущого коливання приведуть до помилок, що виявляються в інверсії символів, що передаються на виході демодулятора (двійкова «1» сприймається як двійковий «0» і навпаки). Це явище отримало назву «зворотна робота». Небезпека зворотної роботи полягає в тому, що під впливом перешкод може відбуватися неконтрольований мимовільний перескок фази відновленого несущого коливання в межах неоднозначності її оцінки. Наприклад, при прийомі сигналу з $\pm \pi/2$ -BPSK фаза відновленого несущого коливання може довільно перескакувати зі значення $\varphi(t)$ на значення $(\varphi(t) + \pi)$ і назад, що є причиною неоднозначності сприйняття демодульованих символів.

Проблема впливу неоднозначності фази, що виникає в оцінці фази несущої $\varphi(t)$, обумовлена використанням так званих методів модуляції, що використовують абсолютні значення фази для кодування символів, що підлягають передачі, і може бути подолана шляхом використання диференційної PSK (DPSK) замість абсолютної PSK. При диференціальній (відносній) фазовій маніпуляції кодування інформації здійснюється за допомогою визначення фазового набігу (стрибка) в залежності від переданого символу на поточному кроці модуляції відносно попереднього кроку модуляції, а не самої абсолютної фази, як при звичайній PSK. Наприклад, при бінарній PSK інформаційний символ «1» передається завжди з додатковим фазовим зсувом, що дорівнює π , відносно попереднього значення фази (незалежно від

значення попереднього символу); знак «0» передається без зсуву фази, тобто при передачі лише одних «1» відбувається безперервна зміна фази на π від символу до символу, і навпаки при передачі одних «0» ніяких стрибків фази сигналу при переходах від символу до символу не відбуватиметься.

Аналогічно можуть бути закодовані символи при передачі з використанням квадратурної фазової маніпуляції. Наприклад, парі символів «00» відповідає додатковий стрибок фази щодо попереднього кроку модуляції, що дорівнює 0; парі "01" - $+\pi/2$; парі «10» – мінус $\pi/2$ та парі «11» – π . Слід зауважити, що наведені схеми кодування переданої інформації не є остаточними і наведені тільки для ілюстрації методу диференціальної маніпуляції.

Сигнал з диференційно-кодованою фазовою маніпуляцією (DPSK) дозволяє використовувати демодуляцію, яка не вимагає оцінки фази несущої. Натомість прийнятий сигнал на заданому сигнальному інтервалі (кроці модуляції) порівнюється по фазі з прийнятим сигналом на попередньому сигнальному інтервалі.

1.3 Формування спектру QPSK-сигналу за допомогою фільтрів Найквіста

У безпроводних цифрових системах зв'язку дані передаються через канали з обмеженою смугою пропускання. Обмеженість каналів пов'язана з жорстким дефіцитом частотного ресурсу. У зв'язку з цим підвищуються вимоги щодо обмеження спектра сигналу передавача, а також щодо підвищення його спектральної ефективності. У сучасних цифрових системах для обмеження спектру сигналу використовуються так звані формувальні фільтри (вони змінюють форму модулюючих сигналів). При обмеженні спектру корисного сигналу відбувається його спотворення у часовій області [5, 6].

Згладжування фронтів сусідніх прямокутних імпульсів зменшує їх розширення та дозволяє уникнути взаємного перекриття (даний ефект в області

інфокомунікаційних технологій отримав назву міжсимвольної інтерференції (МСІ). Зауважимо також, що згладжування фронтів, яке приводить до зменшення ширини спектру модульованого сигналу, зменшує і міжканальну інтерференцію, яка проявляється в технології OFDM. Ефекти міжсимвольної та міжканальної інтерференції призводять до зростання ймовірності помилки при прийомі сигналу і обмежують якість, швидкість та дальність передачі інформації. У той же час звуження спектру сигналу, що передається, є методом боротьби з названими видами інтерференції, але при цьому погіршує якість передачі інформації за рахунок підвищення імовірності бітової помилки.

Дослідженнями проблем МСІ займався Гаррі Найквіст [5]. Для передачі даних без МСІ необхідне використання ідеального фільтра Найквіста, амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) якого має прямокутну форму [5].

Отже, розглянемо спектр QPSK-сигналу та можливість його зміни (звуження) за допомогою формувальних фільтрів Найквіста. Про доцільність такої операції вже згадувалось при розгляді структурної схеми модулятора, рисунок 1.3.

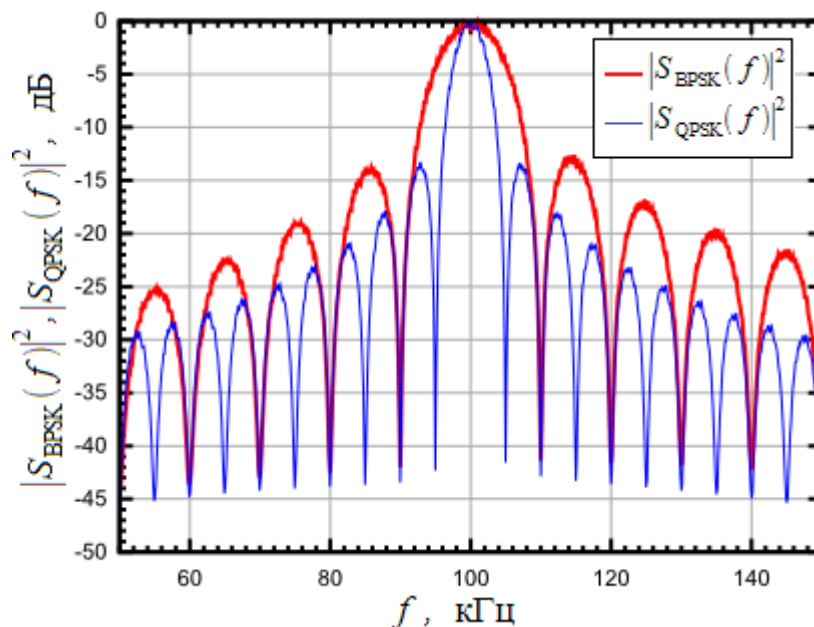


Рисунок 1.6 – Спектри BPSK та QPSK сигналів

На рисунку 1.6 показано спектри BPSK та QPSK сигналів: $|S_{BPSK}(f)|^2$ та $|S_{QPSK}(f)|^2$ відповідно для швидкості передачі інформації $B_r = 10$ кбіт/с і несущої частоти 100 кГц.

Можна помітити, що ширина головної пелюстки, а також бічних пелюсток QPSK сигналу вдвічі менша, ніж у BPSK сигналу при одній швидкості передачі інформації. Це пов'язано з тим, що символна швидкість QPSK сигналу вдвічі менше швидкості передачі інформації, тоді як символна швидкість BPSK дорівнює швидкості передачі. Рівні бічних пелюсток QPSK та BPSK однакові.

Відомо, що звуження смуги сигналу можна здійснити за допомогою формувальних фільтрів Найквіста з частотною характеристикою виду піднесеного косинуса. Формувальні фільтри дозволяють забезпечити передачу сигналу BPSK зі швидкістю 1 біт/с на 1 Гц смуги сигналу при виключенні міжсимвольної інтерференції на приймальній стороні. Однак такі фільтри неможливо реалізувати, тому на практиці застосовують формувальні фільтри, які забезпечують 0.5 біт/с на 1 Гц смуги сигналу. У випадку з QPSK швидкість передачі інформації B_r вдвічі більша за символну швидкість S_r , тоді використання формувальних фільтрів дає нам можливість передавати 0.5 символу за секунду на 1 Гц смуги, або 1 біт/с цифрової інформації на 1 Гц смуги при використанні фільтра з АЧХ виду піднесеного косинуса. Імпульсна характеристика $h(t)$ формувального фільтра Найквіста залежить від так званого згладжувального параметра $0 \leq \beta \leq 1$ і має вигляд:

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t/T \cdot w(t)), \quad w(t) = \frac{\cos(\pi \cdot \beta \cdot t/T)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot t^2/T^2}. \quad (1.7)$$

На рисунку 1.7 показані спектри $|S_{BPSK}(f)|^2$ та $|S_{QPSK}(f)|^2$ при використанні формувальних фільтрів Найквіста з параметром $\beta = 1$.

На цьому рисунку (верхній графік – епюра з «пульсаціями») показаний спектр QPSK сигналу без використання формувального фільтра. Видно, що

застосування фільтра Найквіста дозволяє повністю придушити бічні пелюстки як у спектрі BPSK, так і в спектрі QPSK сигналів.

Структурна схема модулятора QPSK при використанні формувального фільтра показана на рисунку 1.8.

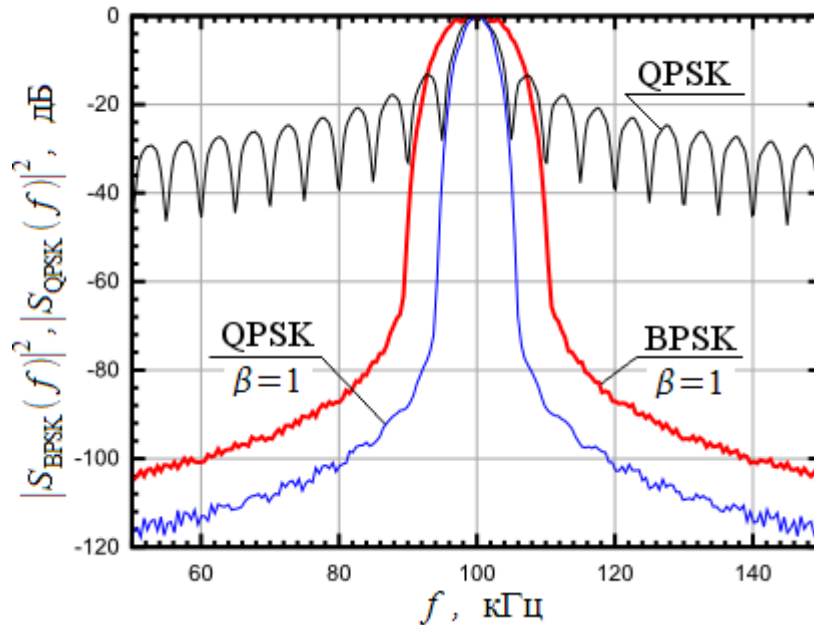


Рисунок 1.7 - Спектри BPSK та QPSK сигналів з формувальним фільтром Найквіста

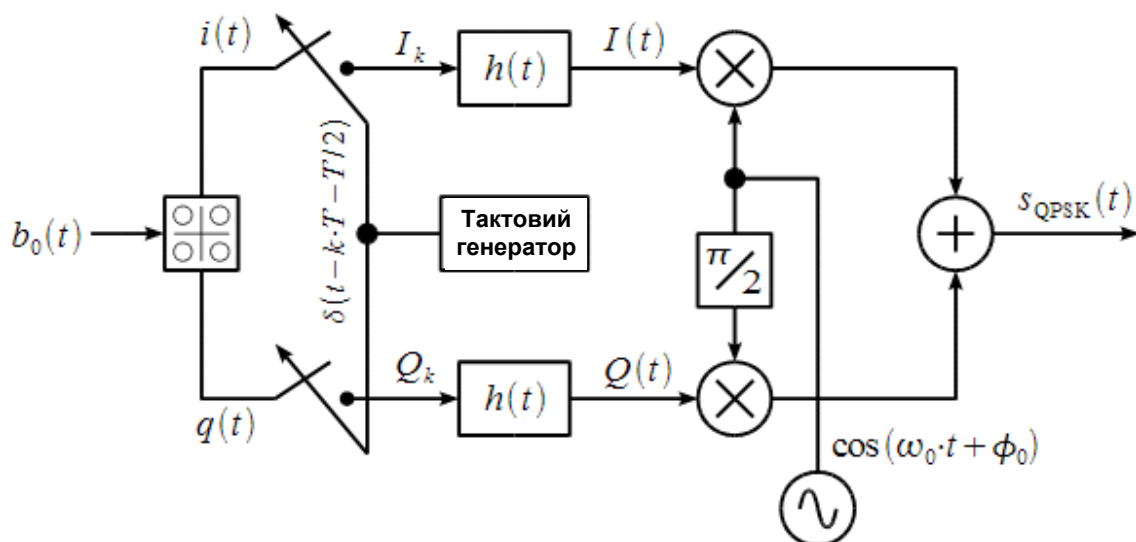


Рисунок 1.8 – Структурна схема QPSK-модулятора з формувальним фільтром Найквіста

Графіки, що пояснюють роботу QPSK модулятора, показані на рисунку 1.9.

Цифрова інформація надходить зі швидкістю B_r і перетворюється на символи $i(t)$ та $q(t)$ відповідно до сузір'я QPSK, тривалість одного символу, що передається, дорівнює $T = 1/S_r = 2/B_r$. Тактовий генератор видає послідовність дельта-імпульсів з періодом T , але віднесених до центру імпульсу $i(t)$ та $q(t)$, як це показано на четвертому графіку. Імпульси тактового генератора стробують $i(t)$ та $q(t)$ за допомогою ключів і отримуємо відліки I_k та Q_k , показані на двох нижніх графіках, які збуджують формувальний фільтр з імпульсною характеристикою $h(t)$ і на виході маємо синфазну $I(t)$ і квадратурну $Q(t)$ складові комплексної обвідної, які подаються на універсальний квадратурний модулятор. На виході модулятора отримуємо QPSK сигнал із придушенням бічних пелюсток спектру [6].

Звернемо увагу, що синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові стають безперервними функціями часу, в результаті вектор комплексної обвідної QPSK вже не знаходиться в точках сузір'я, перескакуючи під час зміни символу, а безперервно рухається комплексною площиною, як це показано на рисунку 1.10 при використанні формувального фільтра з АЧХ з «припіднятим косинусом» і з різними значеннями параметра β .

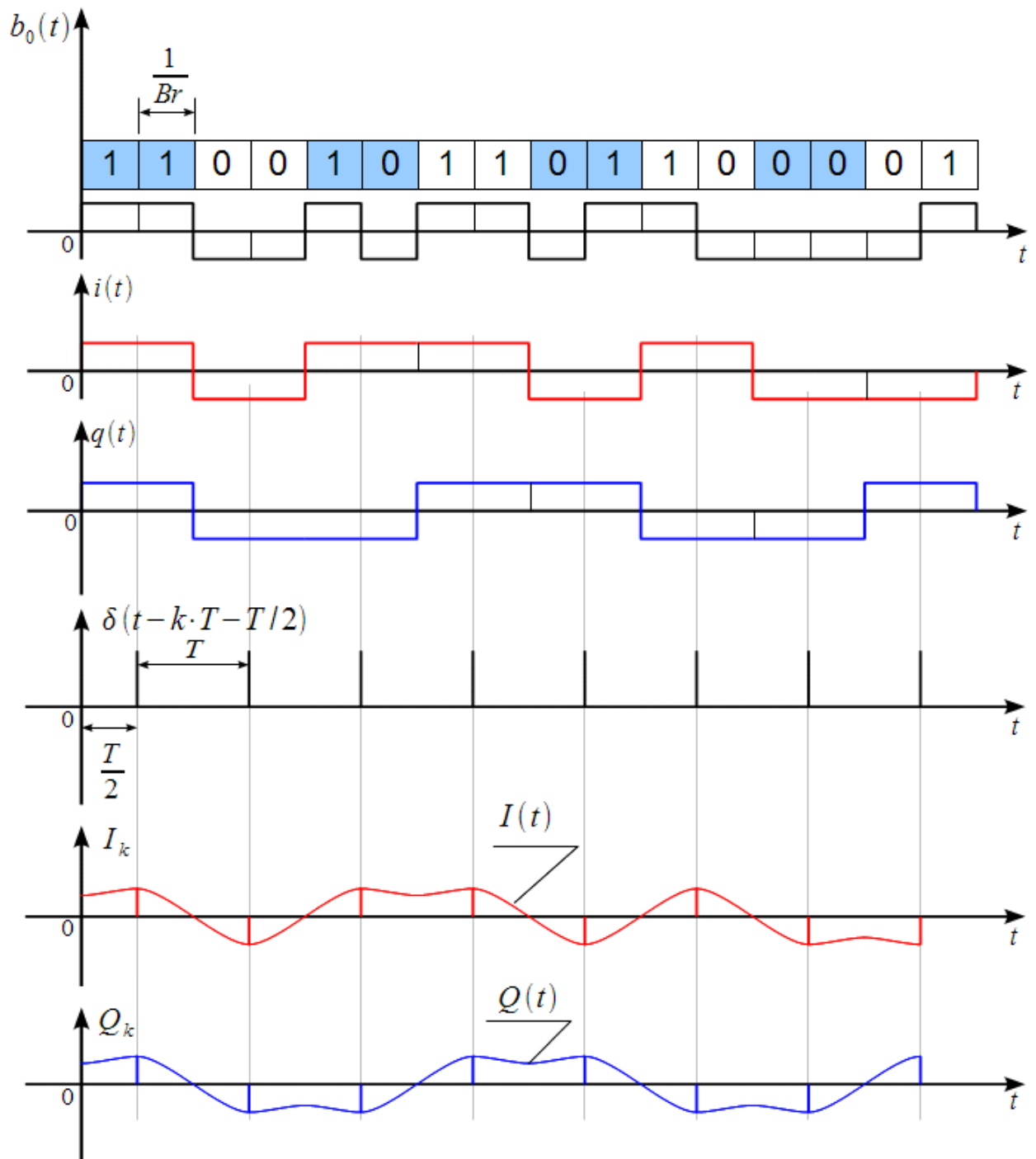
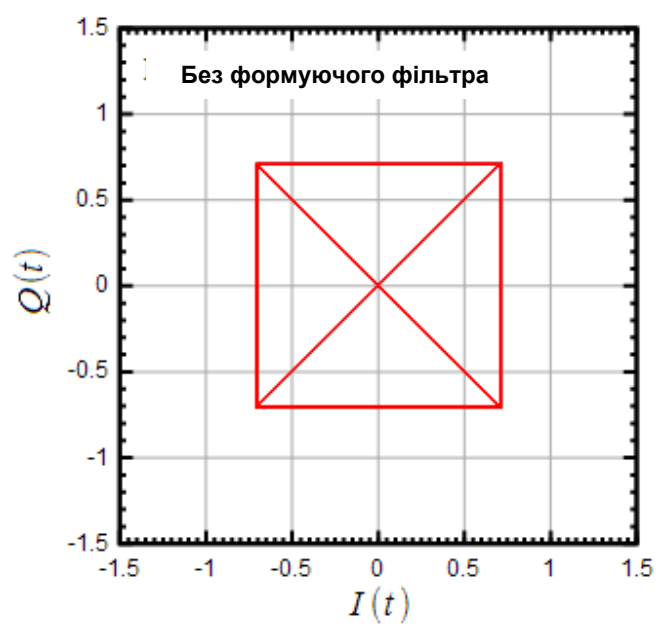
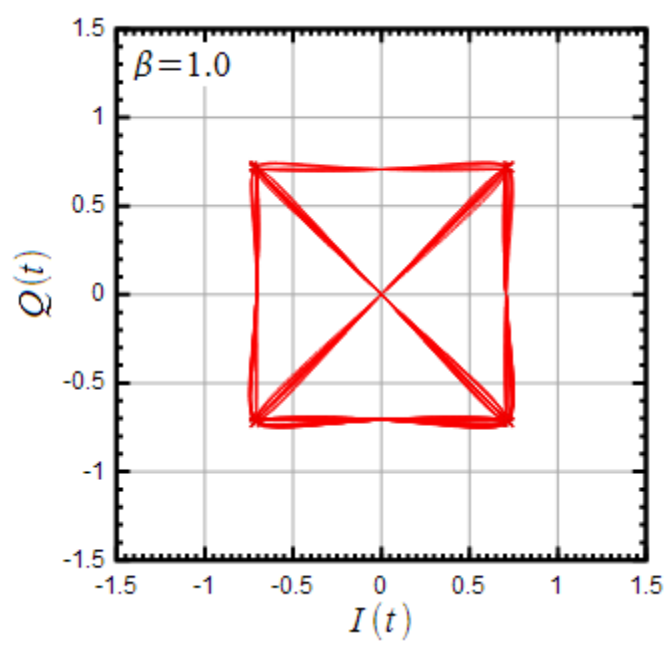


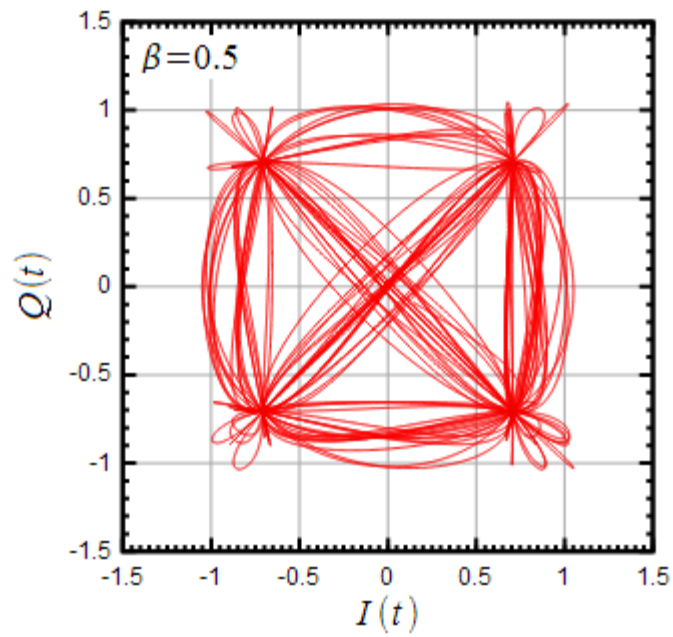
Рисунок 1.9 – Часова діаграма роботи QPSK-модулятора
з формувальним фільтром Найквіста



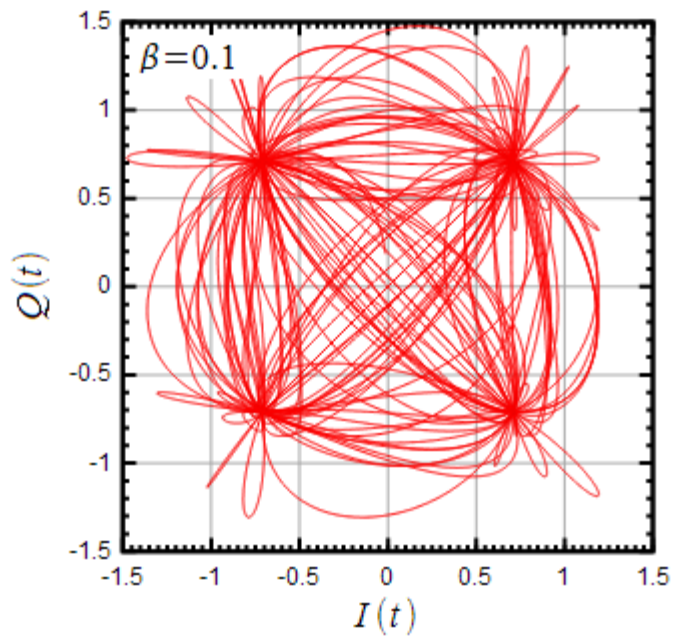
а)



б)



в)



г)

Рисунок 1.10 – Траєкторії руху вектора комплексної обвідної QPSK сигналу при різних параметрах формувального фільтра Найквіста

На рисунку 1.10,а показана векторна діаграма за відсутності формувального фільтра Найквіста. Має місце стрибкоподібне переміщення вектора комплексної обвідної. Якщо увімкнути фільтр Найквіста, то при зменшенні параметра β векторна діаграма перетворюється на «клубок». Це

свідчить про те, що синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові безперервно рухається комплексною площиною. Констатуємо неперервну зміну довжини вектора (амплітуди сигналу) та значення його фази. Це однозначно призводить до виникнення додаткових бітових помилок. Найкраще наближення до ідеальної діаграми відповідає значенню параметра $\beta = 1$. Відомо, що це ідеалізація, оскільки такий фільтр реалізувати неможливо [4 -6].

При безперервному русі вектора комплексної обвідної його амплітуда, починає змінюватися в часі, значить у QPSK сигналу при використанні формувального фільтра починає змінюватися амплітудна обвідна, що наочно демонструється осцилограмою QPSK сигналу, показаною на рисунку 1.11. Амплітудна обвідна виражається формулою

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}. \quad (1.8)$$

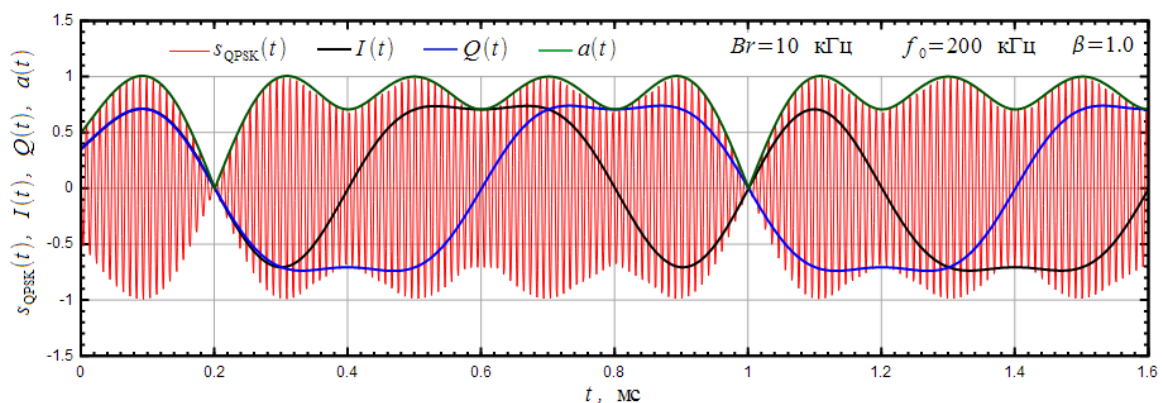


Рисунок 1.11 – Осцилограма QPSK сигналу
при використанні формувального фільтра Найквіста

Видно, що фільтр Найквіста призводить до появи паразитної амплітудної модуляції. При цьому в точках, коли і синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові комплексної обвідної дорівнюють нуля, амплітуда $a(t)$ QPSK сигналу також падає до нуля, і фаза повертається на π радіан. Глибока амплітудна модуляція – це негативний ефект, який усувається використанням квадратурної модуляції зі зсувом (OQPSK).. Важливо відзначити, що при безперервних синфазній $I(t)$ і квадратурній $Q(t)$ складових фазова обвідна

$$\varphi(t) = \arctg \left[\frac{Q(t)}{I(t)} \right] \quad (1.9)$$

також стає безперервною функцією часу і перестає змінюватися стрибкоподібно, а плавно перетікає від символу до символу, що і призводить до звуження спектра сигналу QPSK при використанні формувального фільтра.

1.4 Завадостійкість модуляційної схеми QPSK

QPSK демодуляцію можна пов'язати з демодуляцією BPSK, якщо мати на увазі, що в QPSK потрібно використати не одну опорну несущу (при когерентній демодуляції), а дві ортогональні несущі. Тому звернемося спочатку до BPSK-модуляції.

Імовірність бітової похибки для BPSK при впливі шуму на модульований сигнал на виході приймального фільтра визначається виразом:

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_A^\infty e^{-\left(\frac{x^2}{2N}\right)} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{2N}} \right), \quad (1.10)$$

де A – амплітуда обвідної сигналу BPSK у момент рішення на виході приймального фільтра; N – потужність шуму.

При використанні в якості приймального фільтра узгодженого фільтра значення $\frac{A^2}{2N}$ досягає максимуму і стає рівним E_b/N_0

$$\frac{A^2}{2N} = E_b/N_0, \quad (1.11)$$

де E_b – енергія, що припадає на один біт вхідного фазомодульованого сигналу.

У разі когерентної QPSK процес демодуляції еквівалентний когерентному детектуванню сигналу BPSK, рівень якого на 3 dB нижче, ніж у сигналу QPSK, за умови, що вхідний сигнал QPSK когерентно детектується

парою опорних несущих, які ортогональні між собою і мають зсув на 45° відносно фаз вхідного сигналу [6, 7].

Тоді ймовірність помилки на біт для сигналу QPSK становитиме

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{4N}} \right). \quad (1.12)$$

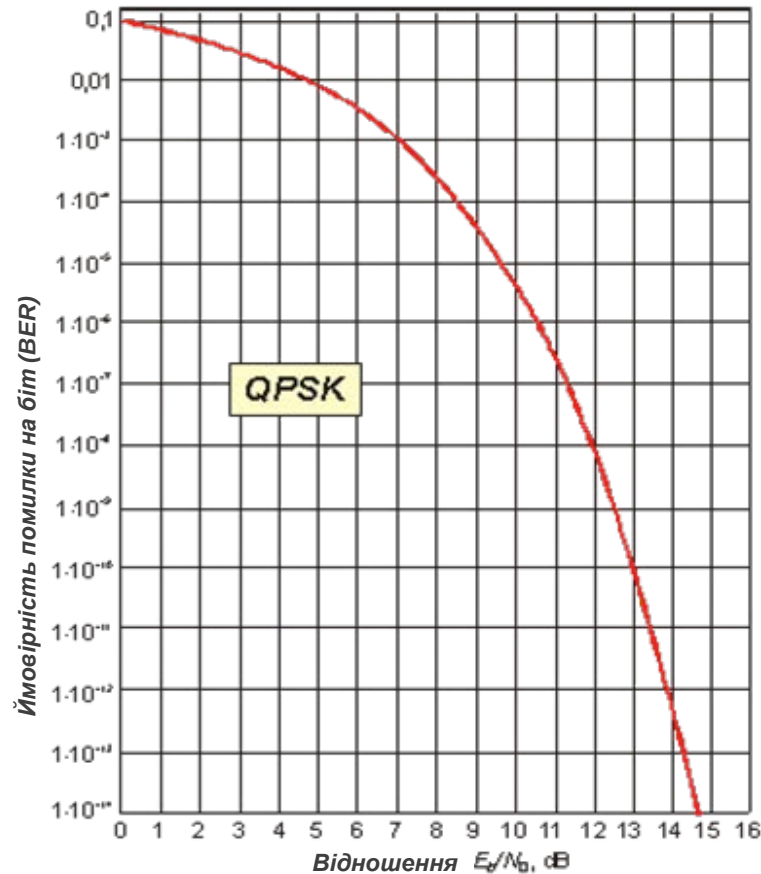


Рисунок 1.12 – Залежність імовірності бітової похибки

для QPSK-модуляції від співвідношення E_b/N_0

При використанні у якості вхідного приймального фільтра узгодженого фільтра діє рівність

$$\frac{A^2}{4N} = E_b/2N_0. \quad (1.13)$$

Тут E_b – енергія символу сигналу ФМ на вході приймального фільтра.

Оскільки символ сигналу QPSK на відміну символу сигналу BPSK складається з 2 бітів, то $E_s = E_b$ для сигналу BPSK, і $E_s = 2E_b$ для сигналу QPSK. Отже, формули (1.11) та (1.13) чисельно рівні одна одній, і ймовірність помилки на біт при когерентному прийомі сигналу QPSK є функцією E_b/N_0 , як і для сигналу когерентної BPSK. Таким чином, модуляція QPSK забезпечує найкращий компроміс за критерієм потужність-смуга.

Крім того, сигнали ФМ піддаються малим спотворенням при сильній нелінійності каналу. Це визначає переважне застосування сигналів з модуляцією ФМ для різних телекомунікаційних систем, які працюють в умовах з достатньо значним рівнем шуму.

Характеристика імовірності бітової похибки для QPSK-модуляції в залежності від співвідношення E_b/N_0 при когерентному детектуванні наведена на рисунку 1.12. При порівнянні з модуляцією BPSK можна помітити певний програв в завадостійкості.

1.5 Висновки до розділу

Розглянуто математичні залежності для фазомодульованого сигналу. Показано на структурних схемах, що формування QPSK-сигналу реалізується через об'єднання синфазної та квадратурної компонент з амплітудами, що приймають значення ± 1 . Доцільно вибрати для чотирьох різновидів символів фази 45° , 135° , 225° та 315° : вони легко генеруються за допомогою методу I/Q модуляції, тому що підсумовування сигналів I та Q, які або інвертовані, або не інвертовані, призводить до цих чотирьох фазових зсувів. Показано, що спектральна ефективність вдвічі вища у порівнянні з бінарною фазовою модуляцією.

Зазначається, що наявність у схемі блока відновлення несущої частоти (БВНЧ) робить детектування фазомодульованого радіосигналу когерентним. Відновлена цим блоком несуща може характеризуватися фазовою неоднозначністю – тоді демодульований цифровий потік у приймачі не буде

відповідати переданому. Проблема впливу неоднозначності фази, що виникає в оцінці фази несущої $\varphi(t)$, обумовлена використанням так званих методів модуляції, що використовують абсолютні значення фази для кодування символів, що підлягають передачі, і може бути подолана шляхом використання диференційної фазової модуляції замість абсолютної.

Ефекти міжсимвольної та міжканальної інтерференції призводять до зростання ймовірності помилки при прийомі сигналу і обмежують якість, швидкість та дальність передачі інформації. Тому звуження спектру сигналу, що передається, є методом боротьби з названими видами інтерференції, але при цьому погіршується якість передачі інформації за рахунок підвищення ймовірності бітової помилки.

Показана можливість впливу на модулюючий сигнал з метою зменшення ширини спектру фазомодульованого сигналу. Це приводить до певної компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Для цього у сучасних цифрових системах використовують так звані формувальні фільтри, які називають фільтрами Найквіста (вони змінюють форму модулюючих сигналів). Наведено математичні залежності та спектральні характеристики сигналів на виході такого фільтра. При цьому було встановлено, що включення формувального фільтра призводить до безперервного руху вектора комплексної обвідної QPSK сигналу по комплексній площині, в результаті чого сигнал набуває змін амплітуди та фази.

Виконано аналіз завадостійкості QPSK-модуляції та розрахована залежність бітової похибки від співвідношення E_b/N_0 .

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНИХ СХЕМ МОДУЛЯЦІЇ/ДЕМОДУЛЯЦІЇ QPSK

Базові структурні схеми модулятора та демодулятора QPSK-сигналу були розглянуті у попередньому розділі. Також були визначені важливі недоліки використання абсолютних значень фаз для кодування дибітів цифрового сигналу. Доповнимо цю інформацію.

Аналіз часових діаграм роботи QPSK-модулятора показує, що у сформованому фазомодульованому коливанні при зміні символів можливі фазові переходи на 90° або 180° . Наприклад, якщо змінюється форма дибіта з 11 на 00, то відбудеться фазовий перехід на 180° . Такі фазові переходи супроводжуються змінами рівня обвідної. Виникає паразитна амплітудна модуляція. Зміна фази на 180° призводить до миттєвого спаду до нуля рівня обвідної. Це призводить до підвищення рівня побічного випромінювання, що створює передумови для міжканальної інтерференції. Сигнал з абсолютною модуляцією QPSK може бути прийнятий тільки за допомогою когерентного демодулятора. Цей пристрій повинен мати ускладнену структуру, яка б забезпечувала потрібну фазову однозначність сформованої опорної несущої частоти [7, 8].

Уникнути недоліків абсолютної QPSK-модуляції можна застосуванням модифікованих схем. Мова йде про квадратурну фазову маніпуляцію зі зсувом OQPSK, диференціальну квадратурну фазову модуляцію DQPSK та диференціальну квадратурну фазову модуляцію зі зсувом $\pi/4$ – DQPSK.

Охарактеризуємо ці види модуляції в загальному.

Модуляція зі зсувом OQPSK схожа на схему звичайної QPSK. Вона відрізняється тим, що в квадратурний канал вводиться лінія затримки на $T_b = \frac{T_S}{2}$. При цьому створюється зсув моментів переходу сигналів даних у каналах I та Q один відносно одного на входах помножувачів. Вихідний потік послідовно-паралельного перетворювача Q зсувається у часі відносно іншого за допомогою лінії затримки на величину тривалості біта вхідного

сигналу. У цьому випадку переходи в обох потоках даних, що подаються на помножувачі, не відбуваються одночасно: у момент зміни символів однієї квадратури символ іншої квадратури залишається незмінним та навпаки. Результатом є те, що у вихідних сигналах модулятора присутні тільки фазові переходи на 90° . Сигнали OQPSK у цьому випадку мають зміни рівня обвідної на 3 дБ (30 %), на відміну від зміни амплітуди на 100 % у звичайних сигналах QPSK. Це дозволяє знизити вимоги до лінійності підсилювача потужності передавача OQPSK. Величина супутньої амплітудної модуляції знижується до 65 % [6].

При диференціальній квадратурній фазовій модуляції DQPSK чергова зміна фази відраховується не по відношенню до фази деякого опорного сигналу, а по відношенню до фази попереднього символу [6, 7]. При цьому усувається вплив невизначеності фази, яка має місце при демодуляції сигналів QPSK. Невизначеність фази в опорній несущій частоті є причиною так званої зворотної роботи фазового детектора, яка проявляється у тому, що двійкові сигнали приймаються «в негативі».

Фазову модуляцію з диференціальним кодуванням фази називають відносною фазовою модуляцією (ВФМ) або диференціальною DQPSK. У сигналі DQPSK під час передачі інформації кодується не сама фаза сигналу, а різниця фаз (фазовий зсув) двох сусідніх символів. Застосування DQPSK не потребує складної схеми відновлення несущого опорного коливання на приймальній стороні і спрощує синхронізацію демодулятора. Сигнал з DQPSK, як і DBPSK, може бути демодульований некогерентним демодулятором.

Диференціальна квадратурна фазова модуляція зі зсувом $\pi/4$ – DQPSK – це дискретна фазова модуляція, з основним дискретом комутації фази 90° , але з додатковим фазовим зсувом на $\pi/4$ при переході від символу до символу вхідної модулюючої послідовності імпульсів.

Модуляція $\pi/4$ – DQPSK це компроміс між методами QPSK та OQPSK.

Миттєві фазові переходи для $\pi/4$ -DQPSK можуть бути такими: 0° , $\pm 45^\circ$, $\pm 135^\circ$. Зазначимо, що наявність у QPSK різких фазових переходів на 180° , призводить до значного розширення спектра, що знижує спектральну ефективність та погіршує характеристики ймовірності помилки на біт [8]. Для сигналів з модуляцією $\pi/4$ -DQPSK розширення спектра дещо зменшується, оскільки фазові переходи обмежені значеннями $\pm 135^\circ$. Для цієї модуляції рівень паразитної амплітудної модуляції 75%, у той час як для сигналів з QPSK він складає 98%. У схемі формування сигналу використовується код Грея: два дібіти, що відповідають сусіднім фазам, відрізняються лише на один біт.

2.1 OQPSK-модулятор

Недолік QPSK у тому, як уже зазначалось, що при одночасній зміні полярності послідовностей I_k і Q_k відбуваються фазові переходи (стрибки) несущого коливання на 180° , що призводить до провалу до нуля обвідної «фільтрованого» радіосигналу.

Можна уникнути фазових стрибків несущого коливання на 180° , якщо рознести у часі моменти зміни фаз у квадратурних каналах. Для цього необхідно виключити з синфазного каналу QPSK-модулятора пристрій затримки (ПЗ) (див. рисунок 1.3). Отримана при цьому маніпуляція називається QPSK-маніпуляцією зі зміщенням (Offset) і позначається як OQPSK.

Структурну схему OQPSK-модулятора зображено на рисунку 2.1,а. У цій схемі будуть мати місце фазові переходи несущого коливання лише на 90° , рисунок 2.1,д, що приведе до зменшення миттєвого рівня обвідної «фільтрованого» радіосигналу не до нуля, а до рівня -3 дБ.

При цьому навіть за умови нелінійного підсилення OQPSK-сигналу відбувається тільки часткова регенерація амплітудного спектру з рівнем бічних пелюсток значно меншим від того, який був до фільтрації [8-9].

Ширина спектру OQPSK-радіосигналу така сама, як і у QPSK-радіосигналу і визначається співвідношенням

$$B_{RF} = 2B' = \frac{2(1+\alpha)}{2T_s} = \frac{(1+\alpha)}{2T_b} = \frac{(1+\alpha)R_b}{2}. \quad (2.1)$$

OQPSK використовуються, наприклад, у зворотному каналі радіозв'язку (мобільна станція – базова станція) стільникової системи зв'язку IS-95.

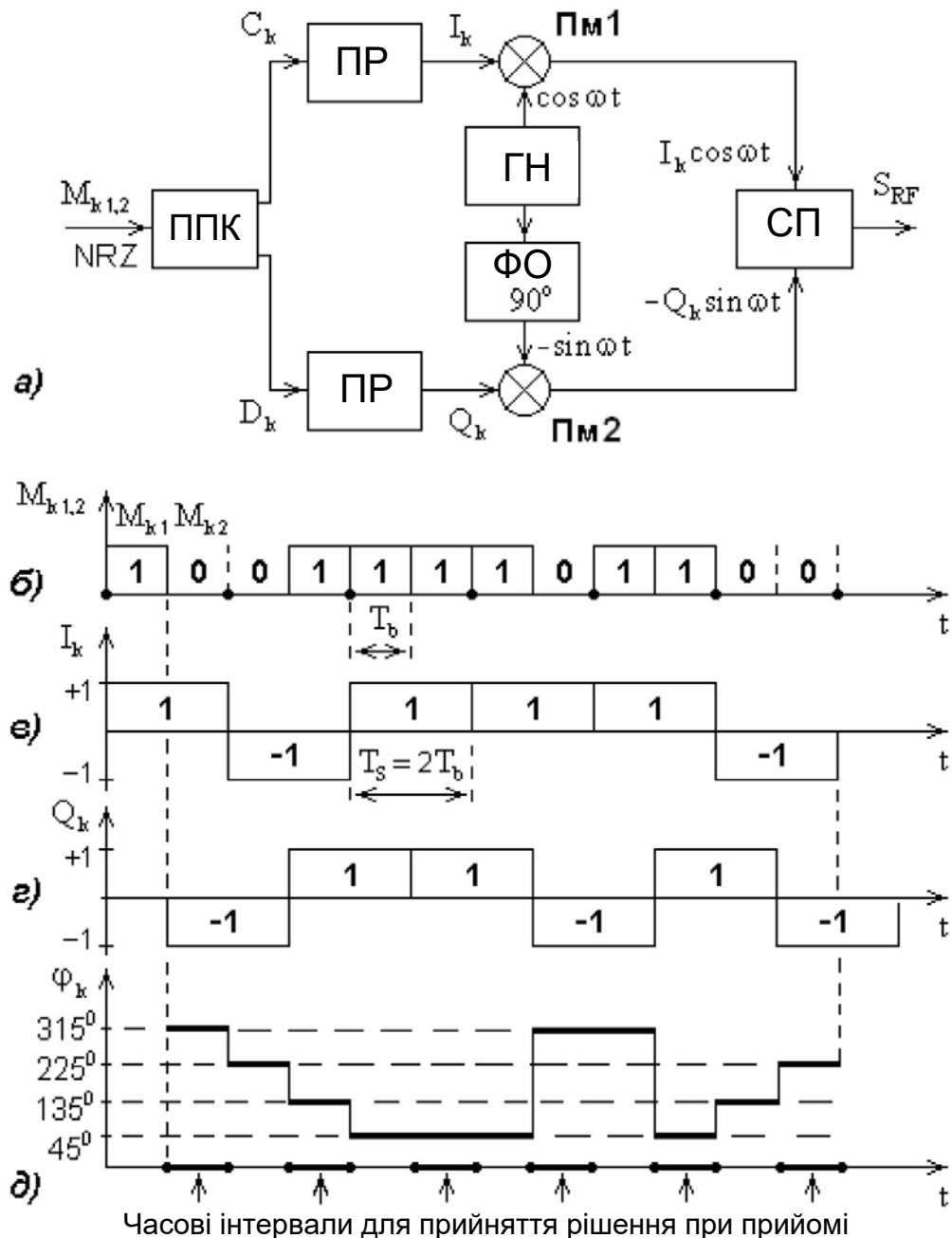


Рисунок 2.1 – Структурна схема OQPSK-модулятора та часові діаграми роботи

Структурна схема містить: послідовно-паралельний кодер (ППК), перетворювачі рівнів (ПР) у синфазному та квадратурному каналах, помножувачі (Пм1, Пм2), фазообертач на 90° (ФВ), генератор несущої (ГН) та суматор (СУ). На часовій діаграмі роботи наведено [9]:

- б) вхідний цифровий потік $M_{k1,2}$;
- в) знакозмінна послідовність (амплітуда синфазної компоненти) I_k ;
- г) знакозмінна послідовність (амплітуда квадратурної компоненти) Q_k ;
- д) значення фази напруги несущої частоти на виході OQPSK-модулятора.

На часовій діаграмі роботи позначено часові інтервали для прийняття рішення при прийомі за умови фільтрації формувальним фільтром Найквіста.

2.2 БВНЧ для когерентної демодуляції QPSK-радіосигналу

Блок відновлення несущої частоти (БВНЧ) використовується в схемах когерентної демодуляції (див. рисунок 1.5). Він входить до складу демодулятора приймача і формує необхідну для когерентного детектування прийнятого QPSK-радіосигналу опорну монохроматичну напругу несущої частоти без фазової маніпуляції.

Структурна схема БВНЧ та часова діаграма його роботи зображені на рисунку 2.2. БВНЧ містить два квадратори (Кв) для зведення прийнятого сигналу в четвертий ступінь, смуговий фільтр (СФ) з частотою налаштування 4ω , фазоінвертор (ФІ) сигналу на 180° , дільник частоти (ДЧ) на чотири.

Оскільки $\cos^4 \alpha = 0,125(\cos 4\alpha + 4\cos 2\alpha + 3)$, $\cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$, а $\alpha = (x + y) = (\omega_0 t + \varphi_k)$, то вихідна напруга другого квадратора

$$U_{KB2} \sim 0,125(\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k - \sin 4\omega t \sin 4\varphi_k) + \\ + 0,5(\cos 2\omega t \cos 2\varphi_k - \sin 2\omega t \sin 2\varphi_k).$$

Складові напруги U_{KB2} з частотами 2ω ліквідовуються смуговим фільтром СФ. Крім цього, при значеннях фази $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$

$\sin 4\varphi_k = 0$. Тому напруга на виході СФ $U_{\text{СФ}} \sim \cos 4\omega t \cos 4\varphi_k$, а напруга на виході фазоінвертора

$$U_{\text{ФІ}} \sim -\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k.$$

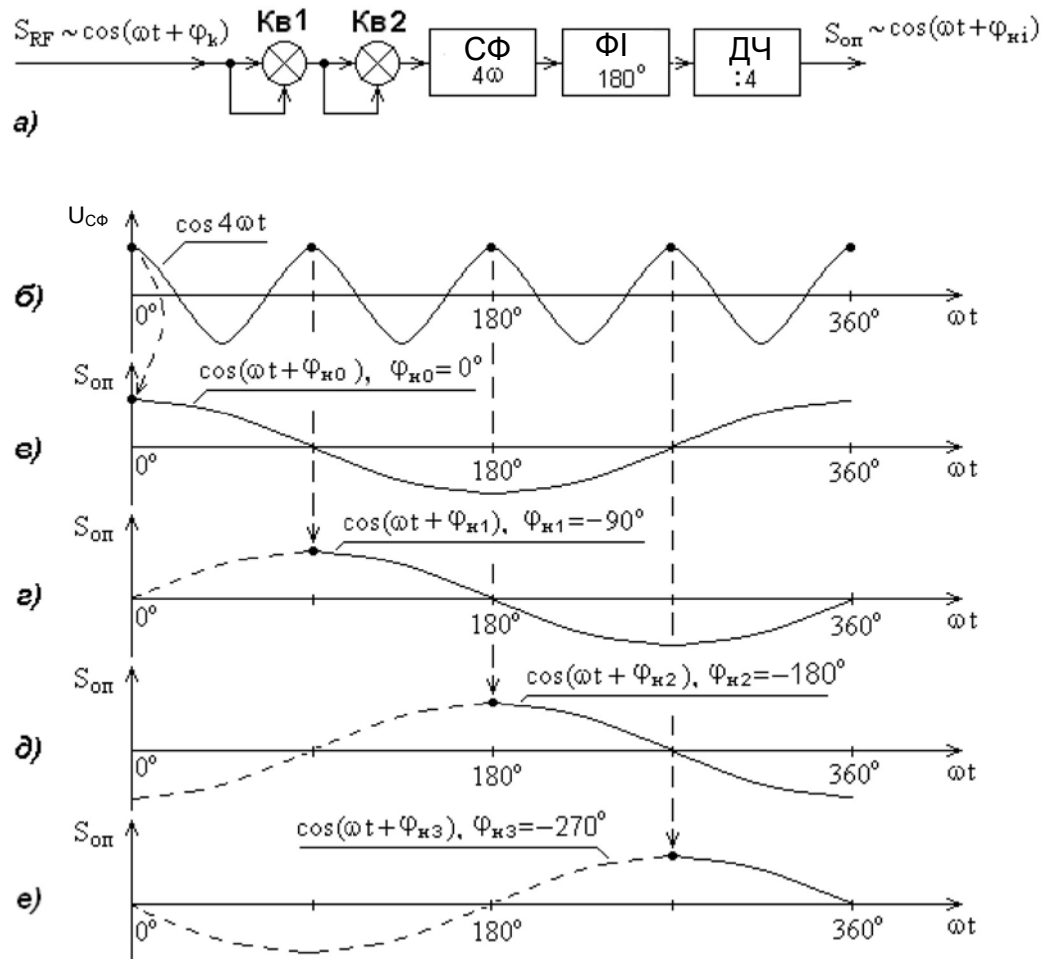


Рисунок 2.2 – Структурна схема блоку відновлення несущої частоти (а)

та часова діаграма роботи

На часовій діаграмі наведено:

б) вихідна напруга фазообертача;

в – е) опорна напруга на виході БВНЧ відповідно: при $\varphi_{\text{н0}} = 0^\circ$ (в);
 $\varphi_{\text{н0}} = -90^\circ$ (г); $\varphi_{\text{н0}} = -180^\circ$ (д); $\varphi_{\text{н0}} = -270^\circ$ (е).

Крапками показані можливі моменти синхронізації модуля ДЧ.

Оскільки при $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ $\cos 4\varphi_k = -1$, то після поділу частоти на чотири утворюється опорне (відновлене) коливання несущої частоти, яке може мати фазову неоднозначність φ_{hi} :

$$S_{оп} \sim \cos(\omega t + \varphi_{hi}), \varphi_{hi} = i \cdot (-90^\circ), \quad i = 0, 1, 2, 3. \quad (2.2)$$

Цей ефект пояснюється осцилограмами, зображеними на рис. 2/2,б,в,д,е: блок ДЧ може мати початкову синхронізацію в різні моменти, позначені точками на коливанні $\cos 4\omega t$ (див. рисунок 2.2,б).

Якщо фаза відновленої несущої не буде мати значення $\varphi_{h0} = 0^\circ$, то демодульований цифровий потік у приймачі не буде відповідати переданому.

Саме для виключення впливу на достовірність цифрового потоку фазової неоднозначності (φ_{hi}) використовується диференціальна (відносна) квадратурна фазова маніпуляція.

2.3 DQPSK-модулятор

При DQPSK проводиться відносна кодування символів повідомлення, що передається. Це означає, що корисна інформація міститься фактично у відмінності двох послідовно переданих символів. Очевидно, ця відмінність зосереджена для даної модуляції у різниці фаз несущого коливання у сусідніх символах [10].

Структурна схема DQPSK-модулятора, рисунок 2.3, дуже схожа на схему QPSK-модулятора, рисунок 1.3. Різниця лише у тому, що структурна схема DQPSK-модулятора містить кодувальний пристрій (КП). Кодувальний пристрій забезпечує перетворення дибітних комбінацій з виходу послідовно-паралельного кодера (ППК) C_k та D_k у нові послідовності I'_k та Q'_k .

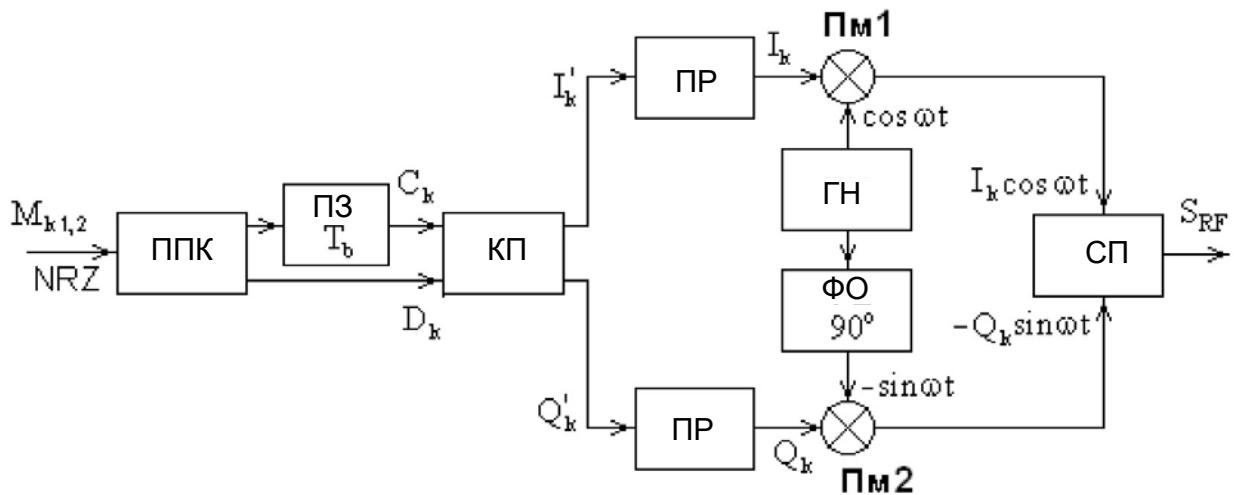


Рисунок 2.3 - Структурна схема DQPSK-модулятора

Алгоритм перетворення характеризується такими функціональними залежностями:

$$\begin{aligned}
 I_k^{\setminus} &= (\overline{C_k \oplus D_k}) \cdot (C_k \oplus I_{k-1}^{\setminus}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (D_k \oplus Q_{k-1}^{\setminus}) \\
 Q_k^{\setminus} &= (\overline{C_k \oplus D_k}) \cdot (D_k \oplus Q_{k-1}^{\setminus}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (C_k \oplus I_{k-1}^{\setminus}), \quad (2.3)
 \end{aligned}$$

де риска зверху позначає логічну операцію доповнення ($1 \rightarrow 0, 0 \rightarrow 1$).

У таблиці 2.1 проілюстровано перетворення символів кодувальним пристроєм та наведено значення фази сигналу на виході DQPSK-модулятора.

Таблиця 2.1 - Перетворення символів в КП за алгоритмами (2.3) та фаза сигналу на виході DQPSK-модулятора

C_k		1	0	1	1	1	0	1	0
D_k		0	1	1	0	1	0	0	0
$I_k^{\setminus}$	1	1	1	0	0	1	1	0	0
$Q_k^{\setminus}$	1	0	1	0	1	0	0	0	0
φ_k	45^0	315^0	45^0	225^0	135^0	315^0	315^0	225^0	225^0

2.4 Когерентний DQPSK-демодулятор

Демодуляцію DQPSK-радіосигналу в приймачі можна здійснювати як когерентним демодулятором, так і некогерентним (автокореляційним) демодулятором.

Структурна схема когерентного демодулятора, рисунок 2.4, має два помножувачі (Пм), блок відновлення несущої частоти (БВНЧ), фазообертач (ФВ), два фільтри нижніх частот (ФНЧ), блок відновлення тактової частоти (БВТЧ), дві порогові вирішувальні схеми (ПРС), декодуючий пристрій (ДП), паралельно-последовний декодер (ППД). БВТЧ – двоканальний, принцип його роботи базується на використанні вузькосмугових фільтрів, за допомогою яких виділяється дискретна гармоніка з виділеної цифрової послідовності [7].

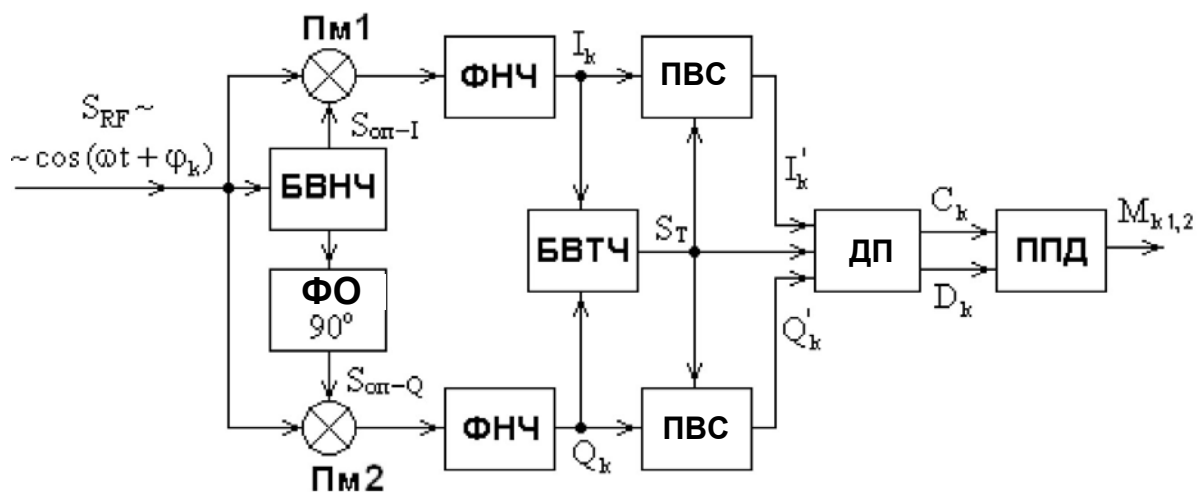


Рисунок 2.4 - Когерентний демодулятор DQPSK-радіосигналу

Зі схеми видно, що порогові вирішувальні схеми (ПРС) перетворюють різнополярні послідовності I_k та Q_k в однополярні послідовності $I_k^{\setminus}$ та $Q_k^{\setminus}$. В декодувальному пристрої ДП останні перетворюються в послідовності C_k та D_k згідно з алгоритмами:

$$C_k = \overline{(I_k^{\setminus} \oplus Q_k^{\setminus})} \cdot (I_k^{\setminus} \oplus I_{k-1}^{\setminus}) + (I_k^{\setminus} \oplus Q_k^{\setminus}) \cdot (Q_k^{\setminus} \oplus Q_{k-1}^{\setminus})$$

$$D_k = (\overline{I_k^{\setminus} \oplus Q_k^{\setminus}}) \cdot (Q_k^{\setminus} \oplus Q_{k-1}^{\setminus}) + (I_k^{\setminus} \oplus Q_k^{\setminus}) \cdot (I_k^{\setminus} \oplus I_{k-1}^{\setminus}), \quad (2.4)$$

На виході ППД створюється початкова цифрова послідовність $M_{k1,2}$.

У таблиці 2.2 наведено перетворення символів у декодувальному пристрої за алгоритмами (2.4). При цьому зроблено припущення, що послідовність зміни фази сигналу, що передається, визначається даними таблиці 2.1, а при відновленні несущої в демодуляторі приймача утворилася, наприклад, фазова неоднозначність $\varphi_{\text{нз}} = -270^\circ$. Таким чином, когерентне детектування в помножувачах Пм1 та Пм2 демодулятора відбуватиметься при фазовому куті

$$\hat{\varphi}_k = \varphi_k + \varphi_{\text{нз}}.$$

Таблиця 2.2 - Перетворення символів у декодувальному пристрої за алгоритмами (2.4)

φ_k	45°	315°	45°	225°	135°	315°	315°	225°	225°
$\hat{\varphi}_k$	135°	45°	135°	315°	225°	45°	45°	315°	315°
$I_k^{\setminus}$	0	1	0	1	0	1	1	1	1
$Q_k^{\setminus}$	1	1	1	0	0	1	1	0	0
C_k		1	0	1	1	1	0	1	0
D_k		0	1	1	0	1	0	0	0

Процес перетворення в декодувальному пристрої ДП характеризується даними таблиці 2.2. Порівняння даних таблиць 2.1 та 2.2 показує, що відновлена послідовність збігається з переданою, тобто. диференційне кодування усуває фазову неоднозначність відновленої несущої.

2.5 Схема Костаса для квазікогерентної демодуляції DQPSK-радіосигналу

Схема Костаса для квазікогерентної демодуляції DQPSK-радіосигналу наведена на рисунку 2.5.

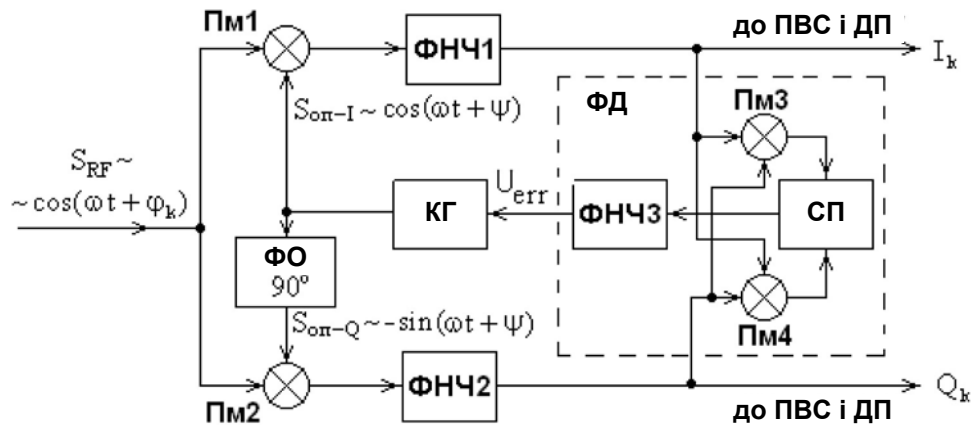


Рисунок 2.5 – Структурна схема Костаса для демодуляції DQPSK-радіосигналу

Схема містить чотири помножувачі (Пм1, Пм2, Пм3, Пм4), три фільтри нижніх частот (ФНЧ1, ФНЧ2, ФНЧ3), керований генератор (КГ), фазообертач (ФВ), суматор (СУ). Елементи Пм3, Пм4, СУ, ФНЧ3 утворюють фазовий детектор (ФД) системи фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ [6, 7].

КГ охоплений петлею ФАПЧ (Пм1-Пм2, Пм3-Пм4, СУ, ФНЧ3).

Для аналізу роботи даної схеми запишемо вирази, що характеризують коливання у характерних точках схеми.

"Захоплення" системою ФАПЧ несущої частоти вхідного сигналу $S_{RF} = \cos(\omega t + \varphi_k)$ при початку його прийому рівноймовірний для моментів часу, коли $\varphi_k = 45^\circ$, або $\varphi_k = 135^\circ$, або $\varphi_k = 225^\circ$, або $\varphi_k = 315^\circ$. У режимі «стеження» системи ФАПЧ будь-яке з цих значень фази може бути вихідним. При зміні (стрибку) фази вхідний DQPSK-радіосигнал для системи ФАПЧ можна уявити виразом (щодо будь-якого вихідного значення фази):

$$\hat{S}_{RF} = \cos(\omega t + \Delta\varphi_k),$$

де $\Delta\varphi_k = \pm 90^0$ або $\Delta\varphi_k = 180^0$.

У режимі «стеження» системи ФАПЛ (після «захоплення» системою ФАПЧ несущої частоти вхідного сигналу) КГ генерує коливання з деяким зсувом початкової фази (θ) відносно початкової фази вхідного коливання. При цьому опорні коливання синфазного та квадратурного каналів:

$$\begin{aligned} S_{\text{оп-I}} &= \cos(\omega t + \theta); \\ S_{\text{оп-Q}} &= \cos(\omega t + \theta + 90^0) = -\sin(\omega t + \theta). \end{aligned}$$

Напруга на виходах Пм1, Пм2, Пм3, Пм4:

$$\begin{aligned} U_{\text{Пм1}} &= \hat{S}_{RF} \cdot S_{\text{оп-I}} = [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)][\cos(\omega t + \theta)] = \cos(\Delta\varphi_k - \theta) + \\ &\quad + \cos(2\omega t + \Delta\varphi_k + \theta); \\ U_{\text{Пм2}} &= \hat{S}_{RF} \cdot S_{\text{оп-Q}} = [\cos(\omega t + \Delta\varphi_k)][-\sin(\omega t + \theta)] = \sin(\Delta\varphi_k - \theta) + \\ &\quad + \sin(2\omega t + \Delta\varphi_k + \theta); \\ U_{\text{Пм3}} &= U_{\text{Пм4}} = [\cos(\Delta\varphi_k - \theta)][\sin(\Delta\varphi_k - \theta)] = \sin(0) + \sin(2\Delta\varphi_k - \\ &\quad - 2\theta) = \sin(2\Delta\varphi_k) \cos(2\theta) - \cos(2\Delta\varphi_k) \sin(2\theta). \end{aligned}$$

Оскільки при $\Delta\varphi_k = \pm 90^0$ або $\Delta\varphi_k = 180^0$ $\sin(2\Delta\varphi_k) = 0$, а $\cos(2\Delta\varphi_k) = \mp 1$, то напруга помилки (при коефіцієнті передачі ФНЧЗ, близьким до одиниці)

$$U_{\text{err}} \approx U_{\text{CY}} = (U_{\text{Пм3}} + U_{\text{Пм4}}) \sim [\pm \sin(2\theta)]. \quad (2.5)$$

Отриманий результат у вигляді (2.5) дозволяє сформулювати наступне: режим «стеження» системи ФАПЧ можливий лише при фазових переходах вхідного сигналу $\Delta\varphi_k = 180^0$, оскільки в цьому випадку

$$U_{\text{err}} \sim [-\sin(2\theta)]; \quad (2.6)$$

фазові переходи вхідного сигналу $\Delta\varphi_k = \pm 90^\circ$ призведуть до зриву «стеження» системи ФАПЧ, оскільки у цьому випадку

$$U_{err} \sim [\sin(2\theta)]. \quad (2.7)$$

Для забезпечення стабільної роботи системи ФАПЧ схеми Костаса необхідно в бітовому потоці передбачити періодичну передачу «пакета частотної корекції», у якому початкова фаза DQPSK-радіосигналу постійна (або $\varphi_k = 45^\circ$, або $\varphi_k = 135^\circ$, або $\varphi_k = 225^\circ$, або $\varphi_k = 315^\circ$). При прийомі необхідно синхронізувати за часом роботу системи ФАПЧ цим «пакетом частотної корекції».

При достатній крутості керування частотою КГ значення U_{err} невелике ($U_{err} \rightarrow 0$). При цьому, як випливає з (2.5), значення θ також невелике ($\theta \rightarrow 0$). Отже, схема Костаса забезпечує квазікогерентну демодуляцію DQPSK-радіосигналу, тобто демодуляцію при малому значенні θ .

Вплив неоднозначності фази опорного коливання на достовірність прийому усувається використанням диференціальної QPSK (DQPSK).

2.6 Некогерентна демодуляція DQPSK-радіосигналу

На рисунку 2.6,а наведено структурну схему некогерентного автокореляційного демодулятора DQPSK-радіосигналу (демодулятор із затримкою високочастотного сигналу), а на рисунку 2.6,б - структурну схему некогерентного кореляційного демодулятора DQPSK-радіосигналу (демодулятор із затримкою низькочастотного сигналу). Аббревіатура модулів на схемах аналогічна попереднім [8, 9].

Для першої схеми демодулятора (див. рисунок 2.6,а) у якості опорних напруг $S_{оп-I}$ і $S_{оп-Q}$ для помножувачів у символьному інтервалі часу kT_s використовується сигнал попереднього символьного інтервалу $(k-1)T_s$. Особливості роботи такого двоканального демодулятора аналогічні особливостям роботи одноканального DBPSK-демодулятора.

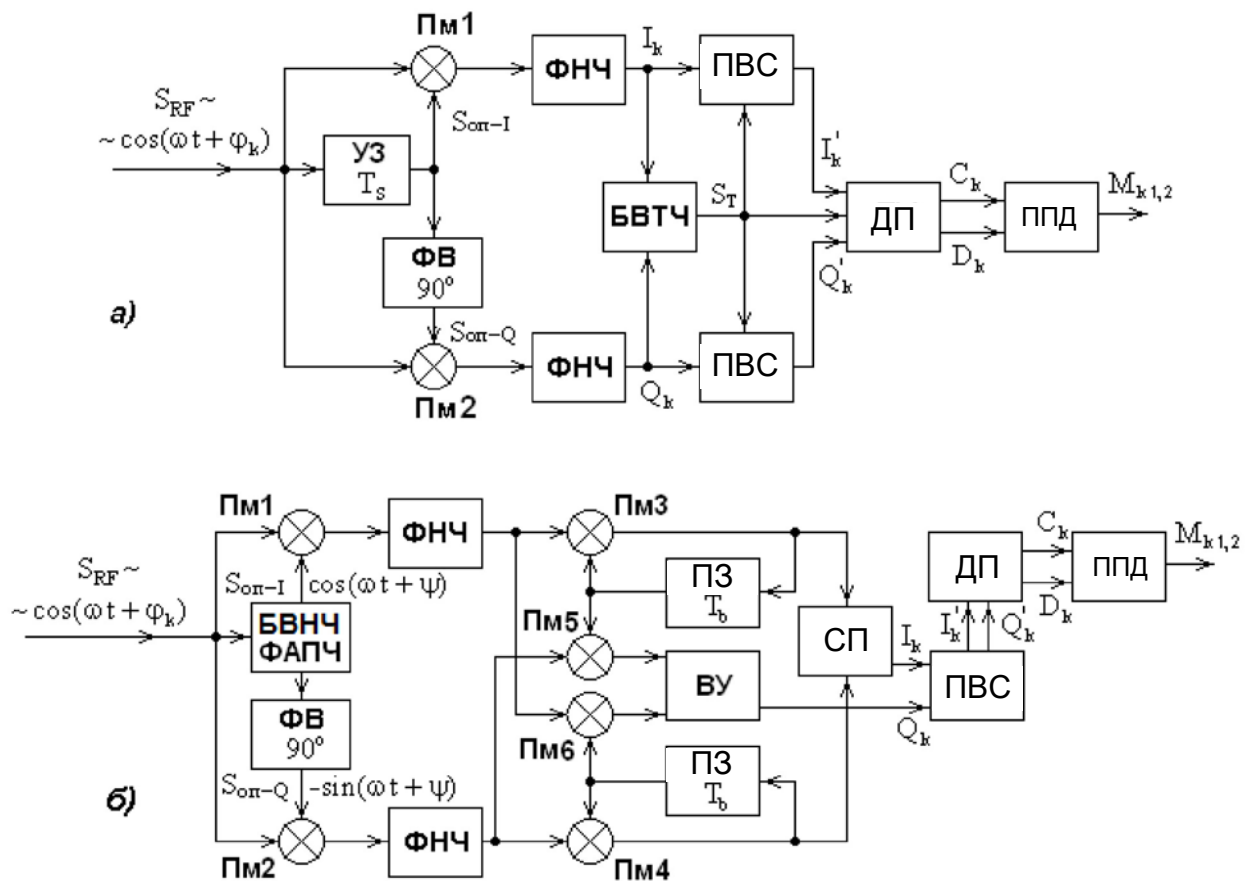


Рисунок 2.6 - Структурні схеми некогерентних демодуляторів DQPSK-радіосигналу

Співвідношення для схеми некогерентного демодулятора, рисунок 2.6, б, з затримкою низькочастотного сигналу [10].

$$U_{ПМ1} = [\cos(\omega t + \varphi_k)][\cos(\omega t + \theta)] = \cos(\varphi_k - \theta) + \cos(2\omega t + \varphi_k + \theta);$$

$$U_{ПМ2} = [\cos(\omega t + \varphi_k)][-\sin(\omega t + \theta)] = \sin(\varphi_k - \theta) - \sin(2\omega t + \varphi_k + \theta);$$

$$U_{ПМ3} = [\cos(\varphi_k - \theta)][\cos(\varphi_{k-1} - \theta)] = \cos(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\theta)$$

$$U_{ПМ4} = [\sin(\varphi_k - \theta)][\sin(\varphi_{k-1} - \theta)] = \cos(\varphi_k - \varphi_{k-1}) - \cos(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\theta)$$

$$U_{ПМ5} = [\sin(\varphi_k - \theta)][\cos(\varphi_{k-1} - \theta)] = \sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\theta)$$

$$U_{ПМ6} = [\cos(\varphi_k - \theta)][\sin(\varphi_{k-1} - \theta)]$$

$$= -\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} - 2\theta)$$

$$I_k = (U_{ПМ3} + U_{ПМ4}) = \cos(\varphi_k - \varphi_{k-1}); \quad (2.8)$$

$$Q_k = (U_{ПМ5} + U_{ПМ6}) = \sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}). \quad (2.9)$$

З (2.8) та (2.9) видно, що випадкова початкова фаза опорних коливань θ не впливає на процес модуляції. Мається на увазі, що ці вирази є кінцевими значеннями амплітуд синфазної та квадратурної компонент і вони не залежать від зазначеної випадкової початкової фази опорних коливань.

2.7 Диференційна квадратурна фазова модуляція зі зсувом $\pi/4$ – *DQPSK*

При модуляції $\pi/4$ – *DQPSK* вектор несущої частоти може приймати вісім положень. Фазова діаграма та можливі переходи вектора радіосигналу (показані стрілками) зображені на рисунку 2.7,а.

Ця фазова діаграма складається із двох діаграм: діаграми QPSK-маніпуляції (положення вектора несущої частоти позначені чорними кружками) і діаграми, зсунутої по фазі на $\pi/4$ (положення вектора позначені світлими кружками). Отримання такої фазової діаграми можливе при використанні структурної схеми $\pi/4$ – *DQPSK* -модулятора, зображеної на рисунку 2.7,б [8].

Як і при QPSK, з початкового цифрового потоку $M_{k1,2}$ послідовно-паралельний кодер (ППК) утворює два паралельні потоки дибітів C_k і D_k . Кодувальний пристрій (КП) з потоків дибітів C_k D_k формує модулюючі послідовності синфазного (I) і квадратурного (Q) каналів за наступними алгоритмами:

$$\begin{aligned} I_k = \cos\varphi_k &= \cos(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos\varphi_{k-1}\cos\Delta\varphi_k - \sin\varphi_{k-1}\sin\Delta\varphi_k = \\ &= I_{k-1}\cos[\Delta\varphi_k (C_k \cdot D_k)] - Q_{k-1}\sin[\Delta\varphi_k (C_k \cdot D_k)]; \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} Q_k = \sin\varphi_k &= \sin(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos\varphi_{k-1}\sin\Delta\varphi_k - \sin\varphi_{k-1}\cos\Delta\varphi_k = \\ &= I_{k-1}\sin[\Delta\varphi_k (C_k \cdot D_k)] + Q_{k-1}\cos[\Delta\varphi_k (C_k \cdot D_k)], \end{aligned} \quad (2.11)$$

де φ_k , φ_{k-1} - фази радіосигналу відповідно у поточному та попередньому символних інтервалах часу ($T_s = 2T_b$); $\Delta\varphi_k$ - зміна фази радіосигналу при

переході від попереднього символного інтервалу до поточного символного інтервалу.

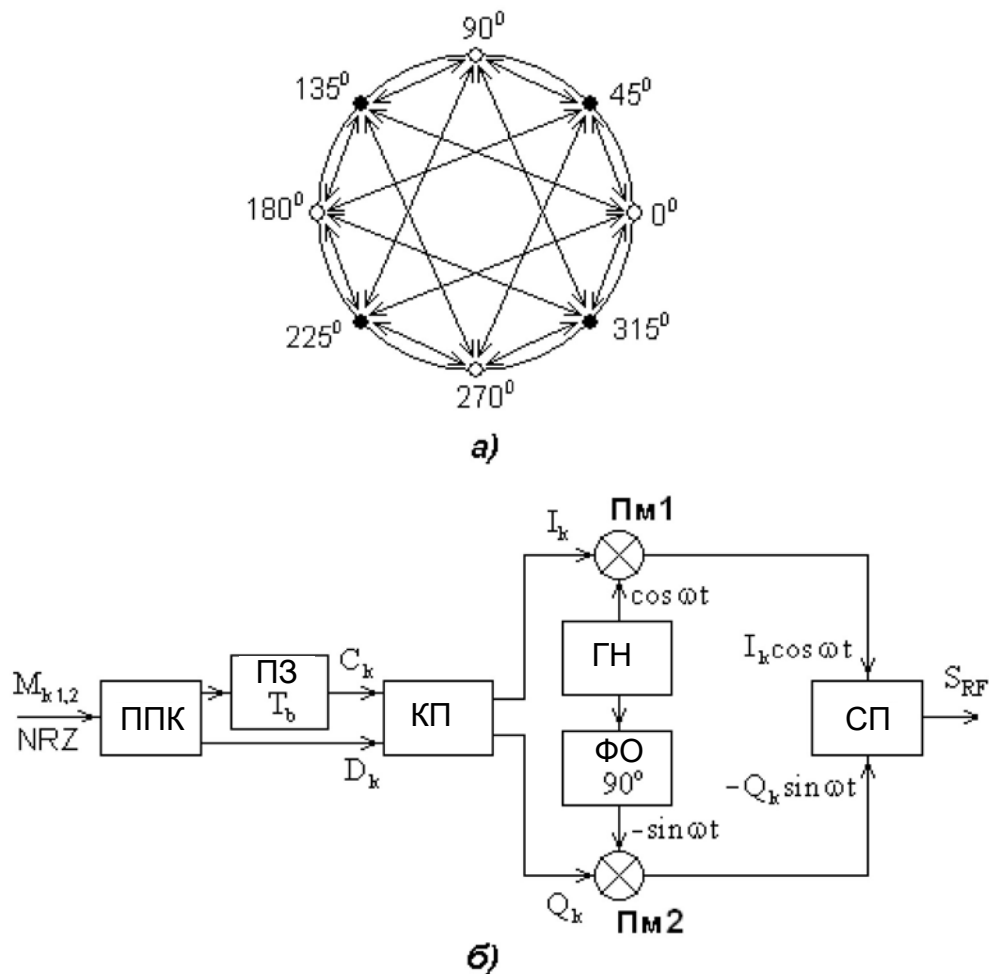


Рисунок 2.7 – Фазова діаграма $\pi/4 - DQPSK$ –радіосигналу (а);
структурна схема $\pi/4 - DQPSK$ –модулятора (б)

Тоді вихідний радіосигнал $\pi/4 - DQPSK$ –модулятора має вигляд:

$$S_{RF} = I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t = \cos \varphi_k \cos \omega t - \sin \varphi_k \sin \omega t = |S| \cos(\omega t + \varphi_k) = \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (2.12)$$

$$\text{де } |S| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} = \sqrt{\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k} = 1. \quad (2.13)$$

Таблиця 2.3 містить прийняті зміни фази $\Delta \varphi_k$ радіосигналу при модуляції $\pi/4 - DQPSK$ [10].

Таблиця 2.3 – Закон $\pi/4 - DQPSK$

$M_{k1} \rightarrow C_k$	$M_{k2} \rightarrow D_k$	$\Delta\varphi_k$
1	1	-135°
0	1	135°
0	0	45°
1	0	-45°

Дані таблиці 2.4 ілюструють значення фази φ_k $\pi/4 - DQPSK$ -радіосигналу для різних комбінацій символів C_k і D_k відповідно до (2.10) та (2.11) при початкових значеннях $I_k = \cos\varphi_k = \cos 45^\circ = 0,707$ та $Q_k = \sin\varphi_k = \sin 45^\circ = 0,707$.

З метою пояснення даних, наведених у таблиці 2.4, скористаємось математичними співвідношеннями.

Для третього стовпця таблиці з (2.10) і (2.11) запишемо:

Таблиця 2.4 – Фаза φ_k радіосигналу для $\pi/4 - DQPSK$ залежно від комбінації символів C_k і D_k при початкових значеннях $I_k = 0,707$ та $Q_k = 0,707$

C_k		1	0	0	1
D_k		1	1	0	0
$\Delta\varphi_k$		-135°	135°	45°	-45°
I_k	0,707	0	0,707	0	0,707
Q_k	0,707	-1	0,707	1	0,707
φ_k	45°	-90°	45°	90°	45°

$$I_k = 0,707 \cos(-135^\circ) - 0,707 \sin(-135^\circ) = -0,5 + 0,5 = 0 = \cos(-90^\circ) = \cos\varphi_k;$$

$$Q_k = 0,707 \sin(-135^\circ) + 0,707 \cos(-135^\circ) = -0,5 - 0,5 = -1 = \sin(-90^\circ) = \sin\varphi_k;$$

для четвертого стовбця:

$$I_k = (0) \cos(135^\circ) - (-1) \sin(135^\circ) = 0,707 = \cos(45^\circ) = \cos\varphi_k;$$

$$Q_k = (0) \sin(135^\circ) + (-1) \cos(135^\circ) = 0,707 = \sin(45^\circ) = \sin\varphi_k;$$

для п'ятого стовбця:

$$I_k = (0,707) \cos(45^\circ) - (0,707) \sin(45^\circ) = 0,5 - 0,5 = 0 = \\ = \cos(90^\circ) = \cos\varphi_k;$$

$$Q_k = (0,707) \sin(45^\circ) + (0,707) \cos(45^\circ) = 0,5 + 0,5 = 1 = \\ = \sin(90^\circ) = \sin\varphi_k;$$

для шостого стовбця:

$$I_k = (0) \cos(-45^\circ) - (1) \sin(-45^\circ) = 0,707 = \cos(45^\circ) = \cos\varphi_k;$$

$$Q_k = (0) \sin(-45^\circ) + (1) \cos(-45^\circ) = 0,707 = \sin(45^\circ) = \sin\varphi_k.$$

Оскільки одне значення фази $\pi/4 - DQPSK$ -радіосигналу визначає два біти вхідного цифрового потоку $M_{k1,2}$, то ширина спектра між мінімумами головної пелюстки така сама, як і у QPSK-радіосигналу:

$$B_{RF} = 2B \backslash = \frac{2(1+\alpha)}{2T_S} = \frac{(1+\alpha)}{2T_b} = \frac{(1+\alpha)R_b}{2}. \quad (2.14)$$

Зміни фази несущого коливання $\Delta\varphi_k$ відбуваються відносно значення фази несущого коливання φ_{k-1} у попередній символний інтервал $(k-1)T_S$, що є ознакою "диференціальності" модуляції. Отже, демодуляція $\pi/4 - DQPSK$ -радіосигналу можлива як когерентним, так і некогерентним демодуляторами (див. структурні схеми, рисунки 2.4, 2.5, 2.6, а, б) [9, 10].

До недоліку $\pi/4 - DQPSK$ відноситься необхідність використання лінійних підсилювачів, оскільки максимальні фазові переходи (стрибки) несущого коливання становлять $\Delta\varphi_{max} = \varphi_k - \varphi_{k-1} = 135^\circ$. При цьому провал обвідної «фільтрованого» сигналу досягає $-(6 \dots 9)$ дБ. Незважаючи на цей недолік, $\pi/4 - DQPSK$ використовується, наприклад, у цифрових стандартах стільникового зв'язку PDC (Personal Digital Cellular, Японія) та DAMPS (Digital

Advanced Mobile Phone Service, США), у європейському цифровому стандарті транкового радіозв'язку TETRA (TErrestrial Trunked RAdio).

2.8 Висновки до розділу

На основі аналізу часових діаграм та алгоритму роботи QPSK-модулятора показано, що при зміні певної форми дибітів мають місце максимально можливі (180°) фазові стрибки у сформованому фазомодульованому сигналі. Такі фазові переходи супроводжуються змінами рівня обвідної. Виникає паразитна амплітудна модуляція, коли рівень обвідної спадає до нуля. Це призводить до підвищення рівня побічного випромінення, що створює передумови для міжканальної інтерференції. Сигнал з абсолютною модуляцією QPSK може бути прийнятий тільки за допомогою когерентного демодулятора. Цей пристрій повинен мати ускладнену структуру, яка б забезпечувала потрібну фазову однозначність сформованої опорної несущої частоти.

Зазначено, що уникнути недоліків абсолютної QPSK-модуляції можна застосуванням модифікованих схем. Мова йде про квадратурну фазову маніпуляцію зі зсувом OQPSK, диференціальну квадратурну фазову модуляцію DQPSK та диференціальну квадратурну фазову модуляцію зі зсувом $\pi/4$ — *DQPSK*.

Наведена структура та алгоритм роботи модулятора та демодулятора OQPSK. Реалізація квадратурної фазової модуляції зі зсувом базується на рознесенні у часі моментів зміни фаз у квадратурних каналах. Для цього необхідно виключити з синфазного каналу QPSK-модулятора пристрій затримки.

Показано, що отримання диференціальної квадратурної фазової модуляції DQPSK базується на введенні у структуру модулятора кодувального, а в структуру демодулятора — декодувального пристроїв. Кодувальний пристрій в схемі DQPSK-модулятора забезпечує перетворення дибітних комбінацій з виходу послідовно-паралельного кодера (ППК) C_k та D_k у нові послідовності I'_k

та Q'_k . Наведено алгоритм цих перетворень, а також алгоритм роботи декодувального пристрою DQPSK-демодулятора. Показано, що застосування у DQPSK-демодуляторі диференційного кодування усуває фазову неоднозначність відновленої несущої.

Наведено структурну схему та алгоритм роботи $\pi/4 - DQPSK$ -пристрою модуляції. Алгоритм показує процедуру формування у кодувальному пристрої з потоків дитбітів C_k та D_k модулюючих послідовностей синфазного (I) і квадратурного (Q) каналів. Зміни фази несущого коливання $\Delta\varphi_k$ відбуваються відносно значення фази несущого коливання φ_{k-1} у попередній символний інтервал $(k-1)T_s$, що є ознакою "диференціальності" модуляції. Тому демодуляція $\pi/4 - DQPSK$ -радіосигналу можлива як когерентним, так і некогерентним демодуляторами.

3 АЛГОРИТМИ КОМПЕНСАЦІЇ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ В СИСТЕМАХ З QPSK

3.1 Загальні положення про міжсимвольну та міжканальну інтерференцію

Будь-який радіотехнічний пристрій певною мірою спотворює сигнал, який через нього проходить. Мінімальні паразитні спотворення сигналу забезпечуються вимогами, яким мають відповідати амплітудні та частотні характеристики лінійних кіл. При цьому важливо розуміти, що навмисне обмеження спектру модулюючого сигналу є абсолютною необхідністю у будь-якій системі зв'язку. Кожному каналу зв'язку виділяється обмежений частотний діапазон і це вимагає відповідного обмеження ширини спектру сигналу. Тому необхідно визначити вимоги до фільтру, що обмежує смугу частот цифрового сигналу, за яких забезпечувався б заданий рівень спотворення інформації [3-5].

Визначимо основні поняття, що стосуються лінійних пристроїв взагалі.

Пристрій називається лінійним, якщо справедливий принцип суперпозиції для вхідних та вихідних сигналів. Важливо розуміти, що лінійний пристрій принципово не генерує нових спектральних складових. Спектр сигналу на виході пристрою може містити тільки ті гармоніки, які присутні у спектрі вхідного сигналу. Отже, якщо спектральний склад на виході пристрою містить ті, та тільки ті гармоніки, які є на вході, то це пристрій лінійний. Головним критерієм лінійності пристрою є відсутність у вихідному спектрі нових спектральних складових, яких не було у спектрі вхідного сигналу.

Лінійний пристрій з постійними у часі параметрами повністю характеризується своєю частотною характеристикою в частотній області $H(f)$ або імпульсною характеристикою в часовій області $h(t)$, які пов'язані між собою перетворенням Фур'є. Обидві ці характеристики визначаються лише параметрами лінійної системи та не залежать від параметрів вхідних та вихідних сигналів.

Вихідний сигнал лінійного пристрою у часовій області визначається через інтеграл згортки:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = x(t) * y(t). \quad (3.1)$$

Вихідний сигнал лінійного пристрою в частотній області визначається як добуток спектру вхідного сигналу на частотну характеристику лінійної системи:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f). \quad (3.2)$$

Спектральна щільність потужності сигналу на виході лінійного пристрою дорівнює добутку спектральної щільності потужності вхідного сигналу на квадрат модуля передавальної характеристики пристрою [4]:

$$PSD_y(f) = |H(f)|^2 \cdot PSD_x(f). \quad (3.3)$$

Остаточний висновок: лінійний пристрій не спотворює сигнал, що проходить через нього, якщо в смузі частот вхідного сигналу від 0 до F_m амплітудна характеристика пристрою стала, а фазова характеристика є лінійною функцією частоти. На фоні цього висновку розглянемо реальну ситуацію, коли обмеження спектру модулюючого сигналу є абсолютно необхідним для реалізації радіоканалу у заданій смузі частот.

З енергетичної точки зору спектр сигналу практично в всіх випадках можна обмежити першим нулем в характеристиці спектральної щільності потужності. Залежно від типу сигналу в цю область потрапляє різна частка енергії, але у будь-якому випадку щонайменше 85%. Не менш важливо визначити допустиму границю обмеження спектра сигналу з інформаційної точки зору. Насправді, при обмеженні спектра сигналу змінюється, зрозуміло, і форма сигналу. Початковий інформаційний сигнал, що є послідовністю

обмежених у часі імпульсів, на виході селективного пристрою, що обмежує смугу частот, є вже послідовністю необмежених у часі імпульсів, які частково накладаються один на одного. Теоретично кожен імпульс існує нескінченний час і вже напевно спотворює форму сусідніх імпульсів. Явище спотворення інформації при обмеженні спектра, що полягає у взаємному впливі імпульсів цифрового сигналу, добре відомо в радіотехніці і називається міжсимвольною інтерференцією (ISI – Inter Symbol Interference).

Розглянемо типові приклади міжсимвольної інтерференції у частотно-селективних колах. Припустимо, що довга послідовність одиниць бінарного цифрового сигналу (довгий ряд імпульсів з однаковою амплітудою) проходить через пристрій з обмеженою знизу смугою частот (фільтр високих частот). На рисунку 3.1 показано початкову послідовність прямокутних імпульсів (а) і той самий цифровий сигнал, що пройшов крізь фільтр високих частот (б).

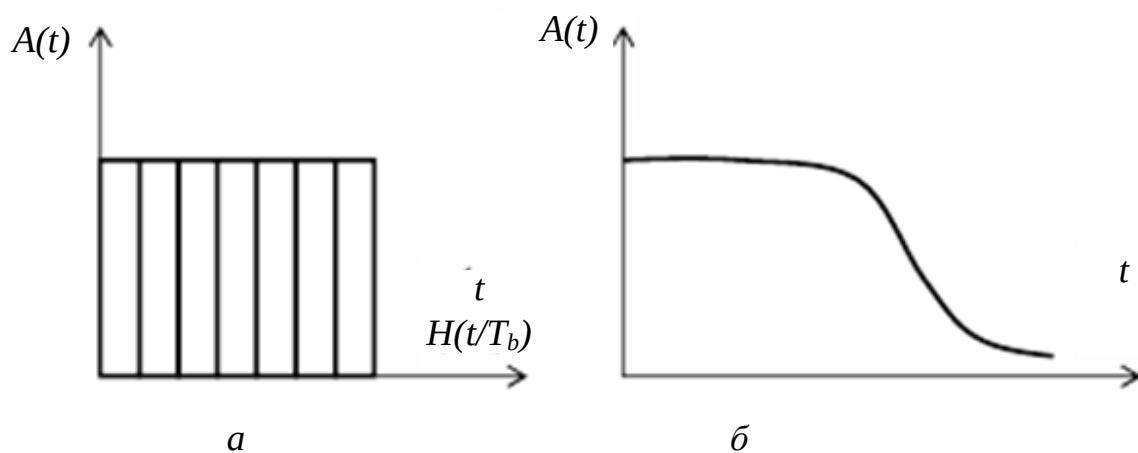


Рисунок 3.1 – Проходження цифрового сигналу через ФВЧ

Оскільки фільтр не пропускає постійну складову та близькі до неї частоти, то при достатньо тривалій послідовності вхідних імпульсів вихідний сигнал не зможе залишатися постійним та почне зменшуватись. Отже, пристрій після детекторного аналізу через деякий час прийме рішення, що інформаційна послідовність одиниць змінилася послідовністю нулів.

Інший приклад міжсимвольної інтерференції при обмеження спектру сигналу зверху (проходження сигналу через фільтр низької частоти) показано на рисунку 3.2 [6].

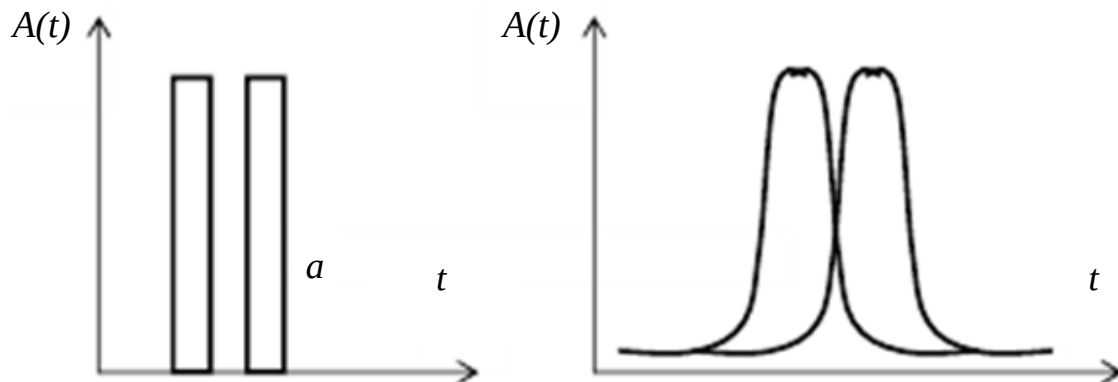


Рисунок 3.2 – Проходження цифрового сигналу через ФНЧ

Початковий цифровий сигнал (а) представляє собою два імпульси, що розділені коротким часовим інтервалом. Через обмеження спектру зверху на виході ФНЧ будуть відсутні високочастотні складові спектру. Відповідно, на виході пристрою не можна отримати і крутих і різких фронтів, кожен імпульс "розпливається", стає дзвоноподібним (б).

Цілком можливо, що у ситуації (б) пристрій післядетекторного аналізу прийме рішення про прийом цифрової послідовності 111 замість фактичної послідовності 101. Має місце міжсимвольна інтерференція.

Найквіст першим досліджував проблему обмеження спектру цифрового сигналу і дійшов висновку, що можливо певним чином обмежити спектр цифрового сигналу і при цьому уникнути міжсимвольної інтерференції, тобто не спотворити інформацію, занесену у сигнал. Не повторюючи детально міркування Найквіста для послідовності коротких прямокутних імпульсів, тобто для багаторівневого сигналу [7], зазначимо отримані висновки.

Для прикладу розглядається проходження цифрового сигналу через ФНЧ. Сигнал на виході такого фільтра в момент часу $n = k$ дорівнює амплітуді вхідного сигналу A_n та сумі значень сигналів від усіх інших імпульсів цифрового сигналу. Очевидно, що перший доданок цієї суми відповідає

істинному значення переданого символу, а решта суми є небажаним внеском усіх інших імпульсів у справжнє значення сигналу у виділений n -момент часу. Саме ненульове значення суми всіх інших імпульсів і призводить до обговорюваних вище міжсимвольним спотворень. Отже, умовою неспотвореної передачі цифрового сигналу при проходження фільтра з обмеженою смугою є рівність нулю імпульсної характеристики фільтра в моменти часу, рівні $n \cdot T_s$, де n – ціле число. Ця умова завжди виконується, якщо

$$B = \frac{1}{2T_s}. \quad (3.4)$$

Рівняння (3.4) відображає зв'язок між параметром цифрового сигналу T_s (символьний інтервал), який встановлює часовий інтервал між надходженням чергового імпульсу, та параметром фільтра B (смуго пропускання), який визначає період коливань сигналу на виході фільтра. Тільки за умови виконання (3.4) момент надходження чергового імпульсу цифрового сигналу збігається з нульовим значенням всіх інших імпульсів. Це означає відсутність у цей момент спотворень часової форми чергового імпульсу.

У загальному випадку критерій Найквіста формулюється наступним чином: міжсимвольні спотворення відсутні в повідомленні, що передається, якщо повна імпульсна характеристика радіоканалу $h_e(t)$ задовольняє умову

$$h_e(k \cdot T_s) = \begin{cases} C, & k = 0; \\ 0, & k \neq 0. \end{cases} \quad (3.5)$$

де k – ціле число; C – постійна величина.

Деякі пояснення щодо критерію Найквіста та формули (3.5) [9-10]:

- імпульсна характеристика, що відповідає критерію Найквіста, є загальною характеристикою радіоканалу, а не конкретного фільтра. Тільки в окремому випадку, коли частотні характеристики передавача, приймача та середовища поширення практично рівномірні в дуже широкій смузі частот, під

$h_e(t)$ можна розуміти частотну характеристику формувального фільтра передавача. Значно частіше один і той же фільтр встановлюється і в каналі приймача, і в канал передавача, тому характеристика кожного з них має вигляд $\sqrt{h_e(t)}$;

- незважаючи на те, що радіоканал розглядається як лінійний пристрій і має частотну характеристику, що задовольняє критерію Найквіста, це не означає, що в радіоканалі не відбувається спотворення форми переданого цифрового сигналу. Збереження форми коливання при обмеженні його спектра фізично неможливе. Форма переданого цифрового сигналу обов'язково спотворюється, і тільки в обраних точках відліку амплітуди початкового сигналу і сигналу на виході фільтра повністю збігаються.

- рівняння (3.4) визначає мінімально можливу смугу пропускання фільтра низької частоти, яка забезпечує обмеження смуги частот цифрового baseband сигналу без внесення міжсимвольних спотворень.

Реально ФНЧ з імпульсною характеристикою виду $\sin(x)/x$ мають обмежене застосування. Це обумовлюється труднощами реалізації дуже крутих фронтів частотної характеристики, а також поведінкою імпульсної характеристики біля нуля – через неточний збіг часу відліків з нулями імпульсної характеристики стає помітною міжсимвольна інтерференція. Аналіз показує, що чим більша крутість характеристики $h_e(t)$ поблизу нуля, тим менші міжсимвольні спотворення.

Найбільш поширеним фільтром із характеристикою Найквіста є фільтр типу "піднятий" косинус" (raised cosine filter). Імпульсна та частотна характеристики цього фільтра зображені на рисунках 3.3 та 3.4 відповідно. Аналітичні вирази, що їх описують (3.6), (3.7) відповідно.

$$h(t) = \sin \frac{(\pi \cdot t / T)}{\pi \cdot t} \cdot \frac{\cos(\pi \cdot \alpha \cdot t / T)}{1 - 4 \cdot \alpha^2 \cdot t^2 / T^2} \quad (3.6)$$

На рисунку 3.4: 1 - $\alpha = 0$; 2 - $\alpha = 0,5$; 3 - $\alpha = 1$.

$$\begin{aligned}
 H(f) &= 1, \quad 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_S}; \\
 H(f) &= \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \cdot \frac{2T_S|f| - 1 + \alpha}{2\alpha} \right) \right], \quad \frac{1-\alpha}{2T_S} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T_S}; \\
 H(f) &= 0, \quad |f| > \frac{1+\alpha}{2T_S}.
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

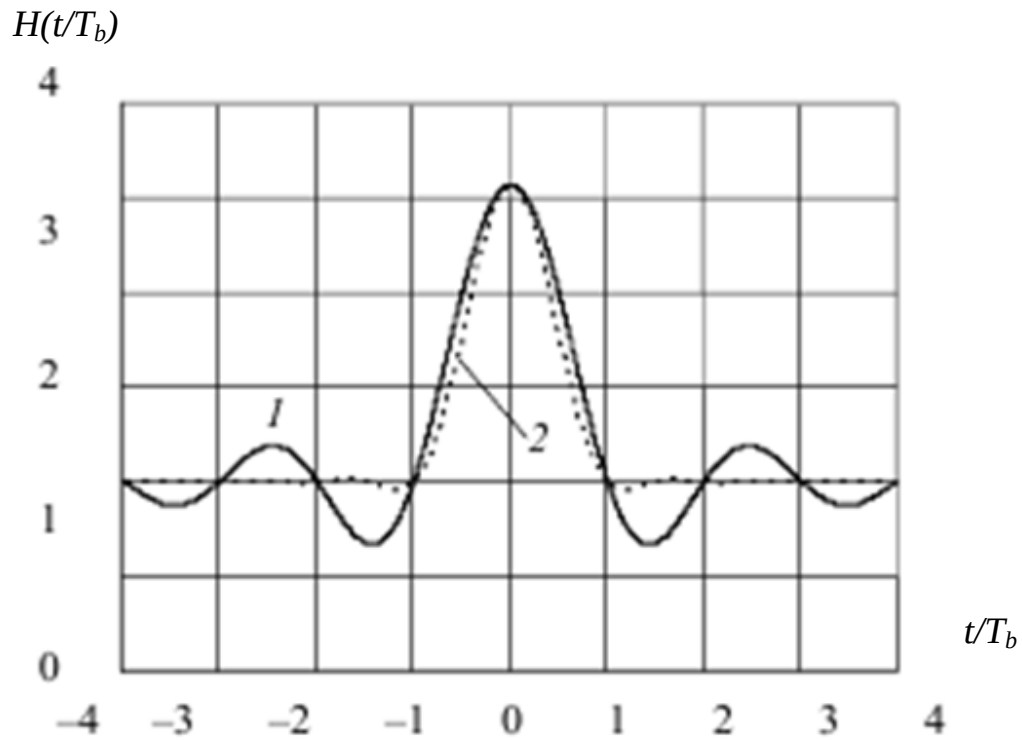


Рисунок 3.3 - Імпульсна характеристика фільтра "піднятий" косинус"

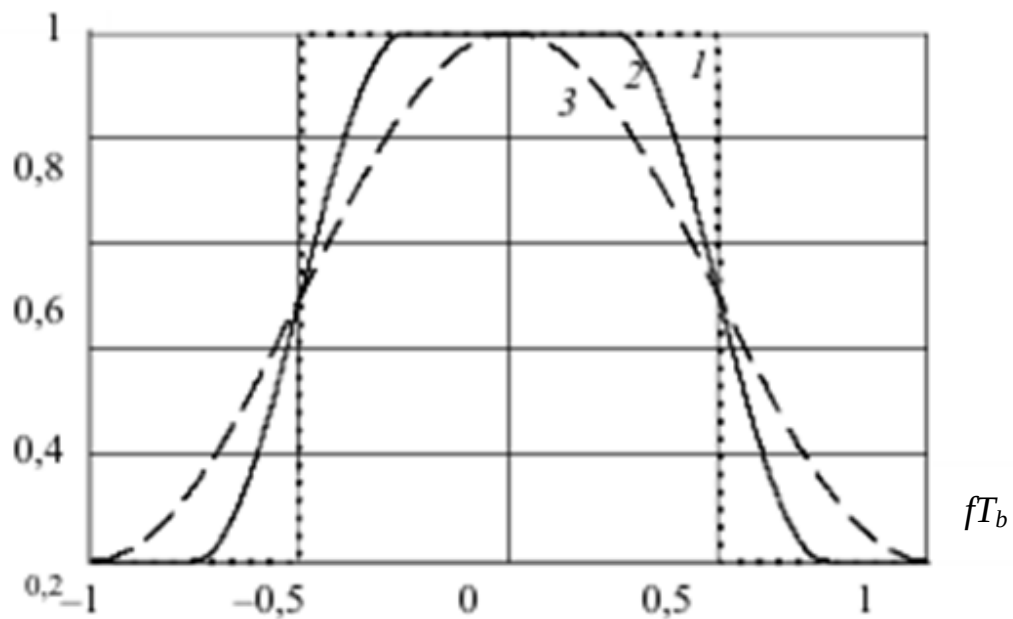


Рисунок 3.4 - Частотна характеристика фільтра "піднятий" косинус"

Параметр α називається параметром "згладжування", який може набувати значень від 0 до 1. При $\alpha = 1$ фільтр має ідеальну косинусну частотну характеристику. При зменшенні α косинус починає "підніматися", його вершина стає плоскою, зменшується займана смуга частот. При $\alpha = 0$ фільтр "піднятий косинус" відповідає фільтру з ідеалізованою прямокутною частотною характеристикою та мінімальною шириною смуги частот. Фільтри, що відповідають критерію Найквіста, теоретично дозволяють повністю уникнути міжсимвольної інтерференції при обмеженні смуги частот модулюючого сигналу. Як правило, такі фільтри використовуються в системах зв'язку з фазовою модуляцією, розроблених для забезпечення максимальної імовірності правильного прийому.

Цифровий сигнал, сформований у baseband процесорі і пройшовши формувальний фільтр, надходить на модулятор для модуляції несущої частоти. У часовому поданні процес модуляції полягає в зміні одного або декількох параметрів (амплітуди, фази, частоти) несущого високочастотного коливання. У спектральній області модуляція означає перенесення спектра модулюючого сигналу з baseband діапазону на несущу частоту. Результатом модуляції є радіосигнал з центральною (несущою) частотою f_0 , що займає певну смугу частот, яка безпосередньо примикає до центральної частоти.

Для модульованих сигналів аналізують міжсимвольну інтерференцію у контексті багатопроменевого поширення хвиль. Ефективним методом боротьби з цим явищем є технологія OFDM. Але технологія OFDM створює передумови для іншого роду інтерференції – міжканальної.

У сигналах з OFDM застосовуються ортогональні піднесущі, частоти яких вибираються з умови:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \cdot \sin(2\pi f_k t) = 0, \quad k \neq l, \quad (3.8)$$

де T – тривалість символу, f_k, f_l – несущі частоти каналів k та l .

Вираз (3.8) визначає умову ортогональності піднесущих – якщо скалярний добуток між піднесущими дорівнює нулю, то енергія взаємодії між ними відсутня, отже, відсутня і міжканальна інтерференція. За рахунок більш щільного розташування підканалів за частотою спектральна ефективність сигналів з OFDM у порівнянні зі спектральною ефективністю класичних сигналів з частотною маніпуляцією значно вище.

3.2 Методологія зменшення рівня міжканальних завад в ТСП на базі технології OFDM

Технологія OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) – найбільш ефективна в телекомунікаційних системах передачі (ТСП) – безпровідних та провідних.

Одночасна передача потоку цифрових даних багатьма частотними каналами забезпечує досить високу спектральну ефективність систем, які використовують технологію OFDM. Іншою рисою даної технології є відносно висока стійкість до частотно-селективних завмирань і вузькосмугових завад [6]. Це пояснюється тим, що у багаточастотних системах, якщо має місце завмирання на якійсь частоті або існує вузькосмугова завада, виявляються придушеними лише незначна частина несущих коливань. А завадостійке кодування може забезпечити відновлення даних, утрачених на подавлених несущих.

При OFDM у частотних підканалах тривалість символів вибирається досить значною. Якщо вражається лише незначна частина каналного символу, то її можна вилучити з наступної обробки в приймачі за рахунок введення часового захисного інтервалу між сусідніми каналними символами при контрольованому зниженні швидкості передачі даних [11].

На рисунку 3.5 представлено графіки спектрів одного радіоімпульсу із прямокутною обвідною несущої у вигляді гармонійного коливання із частотою

f_0 і одного OFDM - символу, що містить аналогічні радіоімпульси на декількох несущих, які рознесені по частоті на величину $\Delta f = 1/T$.

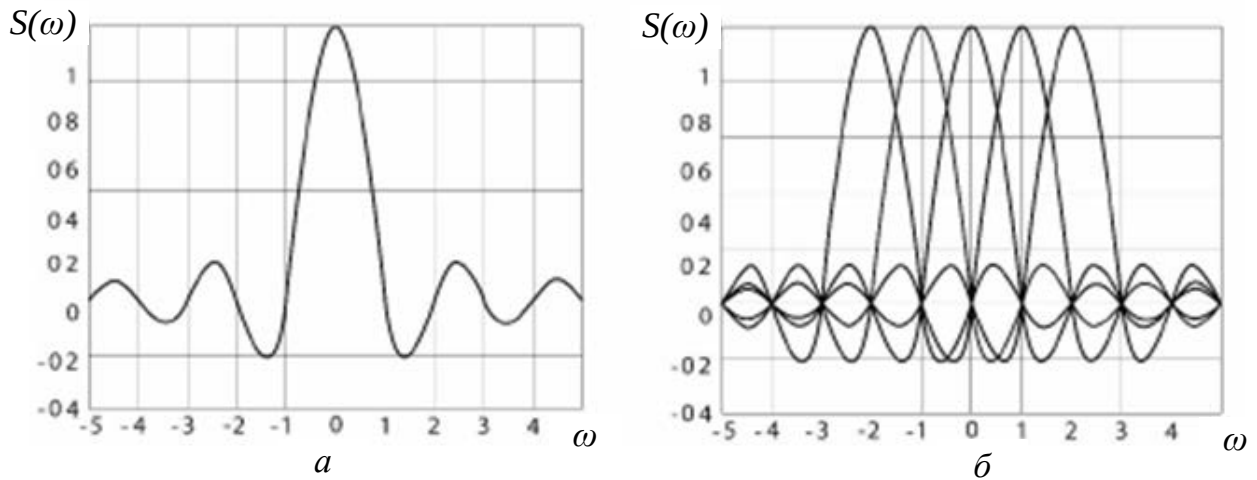


Рисунок 3.5 - Спектральна щільність одного елементарного символу (А)
і одного OFDM-символу (Б)

Переваги технології OFDM: висока швидкість передачі даних, прості алгоритми обробки пакетів даних на основі алгоритмів швидкого перетворення Фур'є, відносна незалежність від впливу зовнішніх завад тощо. До переваг також можна віднести можливість застосування різних схем модуляції для кожної піднесущої, що дозволяє адаптивно змінювати завадостійкість і швидкість передачі інформації [3, 4].

Недоліки такої технології: висока чутливість до зміщення частоти і фази вхідного сигналу відносно опорного коливання, низьку енергетичну ефективність, залежність від ефекту Доплера при застосуванні технології у мережах з рухомими абонентами [5].

Аналіз спектральної щільності одного елементарного OFDM-символу, рисунок 3.5, та технології його формування дозволяють стверджувати, що проблемною ланкою у контексті завадостійкості є положення та параметри кожної піднесущої. Мова про те, що завадостійкість забезпечується кількістю піднесущих, які займають чи не займають своє положення в частотному розподілі OFDM-символу.

Зміна параметрів радіосигналу у каналі передачі може привести до міжканальної інтерференції, наслідком якої є міжканальна завада. Її природа у впливі сусідніх несущих одна на одну через відхилення якоїсь з них від прийнятих номінальних значень. Важливо сформулювати принципи, виконання яких дозволить зменшити рівень таких міжканальних завад.

При створенні сигналу по технології OFDM необхідно:

- вибрати число піднесущих;
- частотний інтервал між сусідніми піднесущими;
- захисний інтервал часу між сусідніми OFDM-символами;
- тривалість канального символу;
- спосіб модуляції несущої;
- методи завадостійкого кодування.

OFDM-сигнал є сумою піднесущих, рисунок 3.5, кожна з яких модулюється своєю комбінацією біт з використанням фазової модуляції (ФМ) або квадратурної амплітудної модуляції (QAM). OFDM-символ містить N_s піднесущих, тоді можна вважати, що він переносить блок $i = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1$ символів з прийнятою модуляцією. Нехай d_i – комплексне число, що представляє амплітуду $|d_i|$ та початкову фазу $\arg(d_i)$ i -го гармонійної піднесущої OFDM-символу. Тоді комплексна обвідна одного OFDM-символу тривалістю T в момент часу t_k має вигляд:

$$\dot{u}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp \left\{ j 2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\}, \quad t_k < t < t_k + T. \quad (3.9)$$

З виразу (3.9) видно, що частотний інтервал між сусідніми піднесущими становить $\Delta f = 1/T$, а частоти всіх несущих кратні цьому інтервалу. Тривалість одного OFDM-символу така, що на ній розміщується ціле число періодів кожної несущої. На сусідніх піднесущих кількість періодів відрізняється на одиницю. Когерентна демодуляція такого сигналу можлива при використанні всіх ортогональних піднесущих на прийомі.

Для отримання, наприклад, модулюючого сигналу на першій піднесущій необхідно вхідний сигнал помножити на коливання $\exp\left\{-j2\pi\frac{i}{T}(t-t_k)\right\}$ і результат проінтегрувати на інтервалі часу $t_k < t < t_k + T$.

$$\int_{t_k}^{t_k+T} \dot{u}(t) \exp\left\{-j2\pi\frac{i}{T}(t-t_k)\right\} dt =$$

$$= \int_{t_k}^{t_k+T} \exp\left\{-j2\pi\frac{i}{T}(t-t_k)\right\} \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left\{j2\pi\frac{i}{T}(t-t_k)\right\} dt = d_1 T. \quad (3.10)$$

Отже, відповідно до формули (3.10) для кожного символу у процесі демодуляції визначається спектральна щільність амплітуд на одній з піднесутих частот. При цьому на кожній піднесущій спектри всіх інших піднесутих дорівнюють нулю – переходи через нуль спектрів всіх фазомодульованих сигналів відбуваються на частотах піднесутих, якщо вибір частот узгоджений з тривалістю OFDM-символу. Іншими словами - забезпечується відсутність взаємних впливів між несущими [5, 7].

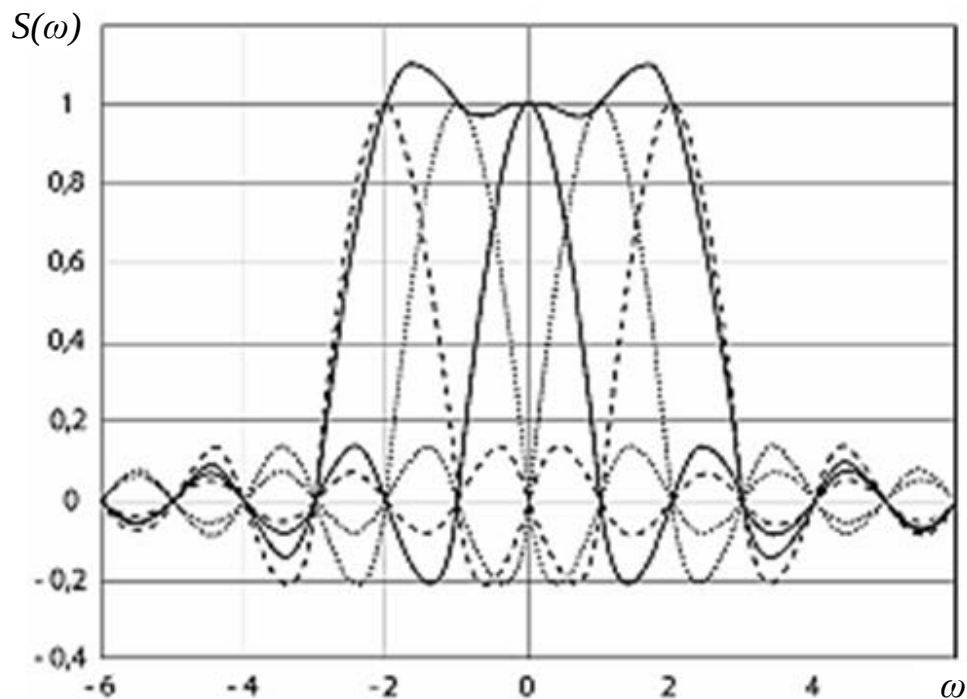


Рисунок 3.6 - Спектральна щільність суми п'яти несущих із однаковими амплітудами й початковими фазами

Рисунок 3.6 демонструє відсутність взаємних впливів між несущими на частотах піднесущих.

Різні телекомунікаційні системи працюють в умовах багатопроменевого поширення хвиль. Технологія OFDM забезпечує ефективну роботу у таких умовах. Для цього суттєво збільшується тривалість OFDM-символу, частина якого відводиться для створення захисного часового інтервалу. На практиці тривалість OFDM-символу вибирають після вибору захисного інтервалу. Тривалість захисного інтервалу T_g бажано робити якомога меншою, оскільки чим меншу частку інтервалу T_c він становить, тим менші енергетичні втрати, отже, менше необхідна випромінювана потужність для забезпечення необхідного значення відношення сигнал/шум у приймачі. Саме наявність захисного часового інтервалу забезпечує уникнення міжсимвольної інтерференції, що є наслідком багатопроменевого поширення хвиль.

Певний компроміс повинен бути при виборі тривалості OFDM-символу, який балансує між вимогами придушення міжсимвольної та міжканальної інтерференції. З одного боку вибір тривалості T_c символу базується на тому, щоб допустити енергетичні втрати не більші 1 дБ. Це означає, що тривалість символу повинна бути більшою захисного інтервалу принаймні в п'ять разів [5]. З іншого боку з тривалістю символу пов'язується частотний інтервал між піднесущими і чим більша тривалість, тим менший частотний інтервал (більша кількість несущих). Очевидно, що при збільшенні кількості несущих збільшується кількість операцій, що виконуються при модуляції і демодуляції сигналу, зростає вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу. Іншими словами – збільшується рівень міжканальних завад.

3.3 Алгоритм зменшення міжканальних завад з використанням сигналу з селективним спектром

OFDM – це багаточастотна технологія, яка є ефективною у різних прикладних застосуваннях. Її недоліком вважається чутливість до зсуву частот

у підканалах, в результаті якого виникає міжканальна інтерференція (ICI), що зменшує завадостійкість системи. Одним зі способів зменшення рівня ICI є застосування формувальних фільтрів на боці передавача або віконних функцій на боці приймача.

Проведемо порівняльний аналіз ймовірності бітової помилки OFDM-системи для випадків застосування прямокутного імпульсу, імпульсу виду “припіднятий косинус” та двопараметричного апроксимованого імпульсу. Також виконаємо дослідження співвідношення сигнал/завада в OFDM-системі для двопараметричного апроксимованого імпульсу з селективним спектром.

Формула OFDM-сигналу:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k p_d(t) e^{j2\pi f_k t}, \quad (3.11)$$

де N – кількість піднесущих; a_k – інформаційний символ k -ї піднесущої; $p_d(t)$ – версія формувального імпульсу $p(t)$, що зміщена на половину тривалості з початком у нульовий момент часу.

Ортогональність піднесущих забезпечується виконанням умов (3.4) та (3.8).

Зазначені вище три види імпульсів (прямокутний імпульс, імпульс виду “припіднятий косинус” та двопараметричний імпульс з кусково-лінійною апроксимацією) описуються залежностями (3.12), (3.13) і (3.14):

$$p_1(t) = \begin{cases} U, & |t| \leq \frac{T}{2}; \\ 0, & |t| > \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (3.12)$$

$$p_2(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq |t| < t_A; \\ \frac{U}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{\alpha T} \left(|t| - (1 - \alpha) \frac{T}{2} \right) \right] \right\}, & t_A \leq |t| < t_B; \\ 0, & |t| \geq t_B. \end{cases} \quad (3.13)$$

$$p_3(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq |t| < t_A; \\ (1 - \beta)U, & t_A \leq |t| < t_C; \\ \beta U, & t_C \leq |t| < t_B; \\ 0, & |t| \geq t_B. \end{cases} \quad (3.14)$$

де $t_A = (1 - \alpha)t_C$; $t_B = (1 + \alpha)t_C$; $t_C = T/2$; $0 \leq \alpha \leq 1$; $0 \leq \beta \leq 1$.

Спектральні щільності для наведених імпульсів:

$$P_1(f) = UT \operatorname{sinc}(\pi T f), \quad (3.15)$$

$$P_2(f) = UT \operatorname{sinc}(\pi T f) \frac{\cos(\pi \alpha T f)}{1 - 4\alpha^2 T^2 f^2}, \quad (3.16)$$

$$P_3(f) = UT \operatorname{sinc}(\pi T f) [1 - 2\beta(1 - \cos(\pi \alpha T f))]. \quad (3.17)$$

Інтегральний синус $\operatorname{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin x}{x}, & x \neq 0, \\ 1, & x = 0 \end{cases}$.

Дослідження для $\alpha = 0,25$ та кількості піднесущих $N=64$ показали, що найбільшому значенню сигнал/завада (SIR) для двопараметричного імпульсу відповідає $\beta_{opt} = 0,367$. Графік залежності SIR від параметра β наведено на рисунку 3.7.

На рисунку 3.8 наведені формувальні імпульси Найквіста у часовій та частотній областях, які відповідають формулам (3.12 – 3.17). Видно, що спектральна щільність ступінчатого імпульсу має найменші бокові пелюстки, що може надавати йому переваги у боротьбі з міжканальною інтерференцією.

Отримані також залежності ймовірності бітової помилки від E_b/N_0 для різних типів формувальних імпульсів Найквіста, рисунок 3.9. Дослідження виконані для модуляції QPSK [10].

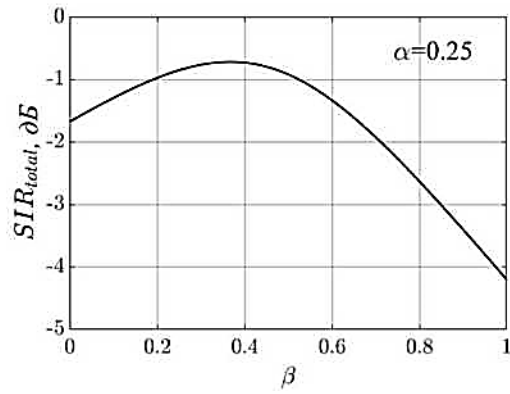


Рисунок 3.7 – Залежність значення SIR від параметра β

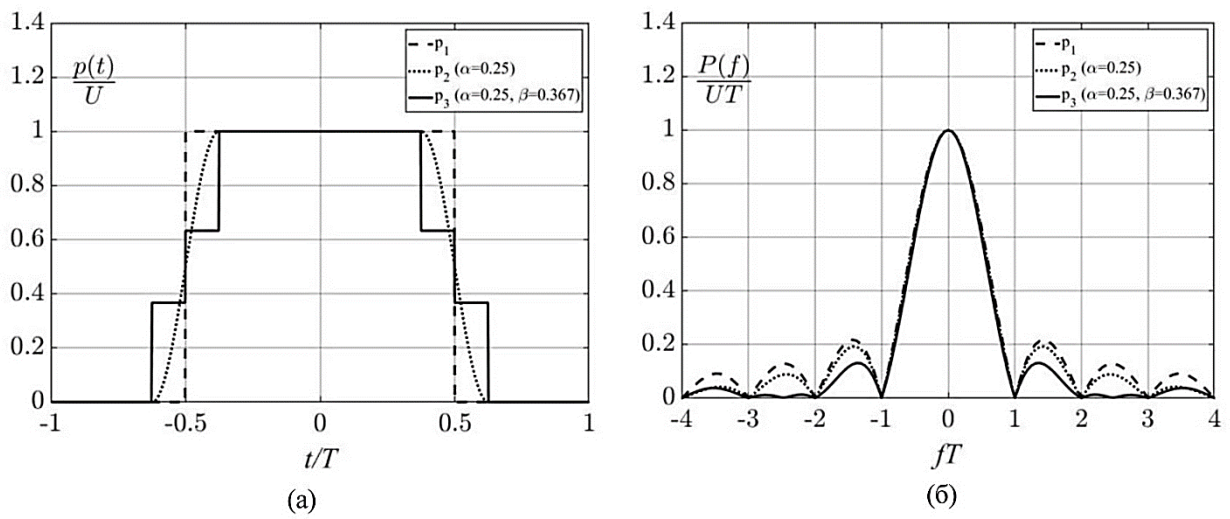


Рисунок 3.8 – Формувальні імпульси Найквіста у часовій (а) та частотній (б) області

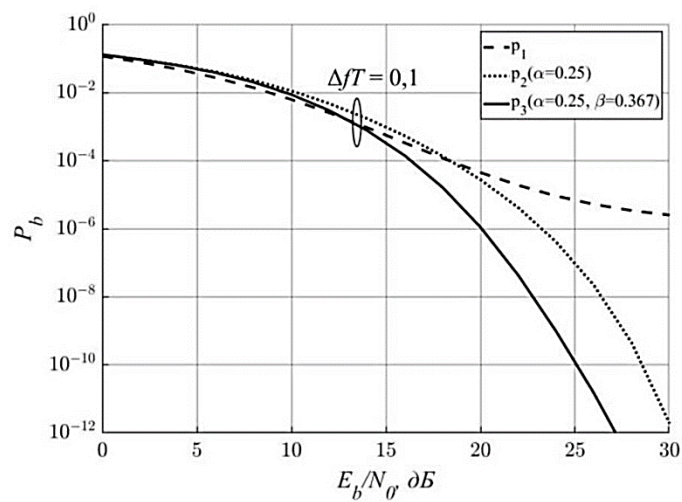


Рисунок 3.9 – Залежність бітової помилки для модуляції QPSK

Зазначимо, що для співвідношення $E_b/N_0 = 20$ дБ і вказаної кількості піднесуших $N=64$ імовірність бітової помилки для трьох досліджуваних формувальних імпульсів становить відповідно: $P_{bp_1} = 4,5 \cdot 10^{-5}$, $P_{bp_2} = 2,8 \cdot 10^{-5}$, $P_{bp_3} = 1 \cdot 10^{-6}$. Видно, що найменше значення імовірності характеризує формувальний фільтр з кусково-лінійною апроксимацією та значенням параметра $\beta_{opt} = 0,367$. Такий фільтр найкраще пристосований для боротьби з міжканальною інтерференцією у технології OFDM.

3.4 Висновки до розділу

Після проходження початкового інформаційного сигналу через селективний пристрій, що обмежує смугу частот, він є вже послідовністю необмежених у часі імпульсів, які частково накладаються один на одного. Теоретично кожен імпульс існує нескінченний час і спотворює форму сусідніх імпульсів. Явище спотворення інформації при обмеженні спектра, що полягає у взаємному впливі імпульсів цифрового сигналу називається міжсимвольною інтерференцією. Міжсимвольна інтерференція виникає також в ТКС, які працюють в умовах багатопроменевого поширення сигналів. Характерно це, зокрема, для технології OFDM.

Проаналізована можливість уникнення міжсимвольної інтерференції при обмеженні смуги частот модулюючого сигналу з використанням фільтрів, що відповідають критерію Найквіста. Як правило, такі фільтри використовуються в системах зв'язку з фазовою модуляцією, розроблених для забезпечення максимальної імовірності правильного прийому. Обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу.

Для усунення міжканальної інтерференції в технології OFDM потрібна ортогональність піднесуших – якщо скалярний добуток між піднесущими дорівнює нулю, то енергія взаємодії між ними відсутня.

Показано, що зменшення впливу міжканальних завад забезпечується проведенням демодуляції OFDM-символів точно на частотах піднесущих, оскільки на кожній з них має місце максимум спектральної щільності при нульових значеннях щільності на інших піднесущих. Боротьба з міжканальною інтерференцією відбувається на фоні багатопроменевого поширення хвиль і необхідністю уникнення міжсимвольної інтерференції. Це потребує збільшення тривалості захисного інтервалу (так званого префікса), отже, і збільшення тривалості OFDM-символу. Оскільки частотний інтервал між піднесущими пов'язаний з тривалістю OFDM-символів, то її збільшення приводить до зменшення цього частотного інтервалу, тобто сприяє виникненню умов для посилення міжканальної інтерференції. Рекомендовано знаходити компроміс залежно від умов експлуатації.

Показано, що найменше значення імовірності помилки від міжканальної завади характеризує формувальний фільтр з кусково-лінійною апроксимацією та значенням параметра $\beta_{opt} = 0,367$. Такий фільтр найкраще пристосований для боротьби з міжканальною інтерференцією у технології OFDM.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

На працівника під час дослідження алгоритмів роботи та структура трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції, могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- пряма і відбита блискіть;
- підвищення яскравість;
- недостатня освітленість робочої зони;

– 2. Психофізіологічні:

- статичне перевантаження;
- розумове перевантаження;
- емоційні перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Велике значення має характер роботи. Зокрема, при організації робочого місця проектувальника за ПК були дотримані наступні основні умови:

- оптимальне розміщення обладнання, що входить до складу робочого місця;
- достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні

рухи і переміщення;

- необхідно природне і штучне освітлення для виконання поставлених завдань;
- рівень акустичного шуму не повинен перевищувати допустимого значення.

Площа приміщення на одне робоче місце користувача повинна становити 6 м^2 , а об'єм не менше ніж 20 м^3 .

Головними елементами робочого місця проектувальника за ПК є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Рациональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і сталість розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібно для виконання робіт частіше, розташовано в зоні легкої досяжності робочого простору.

Максимальна зона досяжності рук – це частина моторного поля робочого місця, обмеженого дугами, що описуються максимально витягнутими руками при русі їх у плечовому суглобі.

Оптимальна зона – частина моторного поля робочого місця, обмеженого дугами, описуваними передпліччя при русі в ліктьових суглобах з опорою в точці ліктя і з відносно нерухомим плечем.

При роботі в положенні сидячи рекомендуються такі параметри робочого простору:

- ширина не менше 700 мм;
- глибина не менше 400 мм;
- висота робочої поверхні столу над статтю 700-750 мм.

Оптимальними розмірами столу є:

- висота 710 мм;
- довжина столу 1300 мм;
- ширина столу 650 мм.

Під робочою поверхнею повинно бути передбачено простір для ніг:

- висота не менше 600 мм;

- ширина не менше 500 мм;
- глибина не менше 400 мм.

Робочі місця з ПК повинні бути розташовані від стіни з вікнами на відстані не менш ніж 1,5 м, від інших стін - на відстані не менше ніж 1 м. При розміщенні робочого місця поряд з вікном кут між екраном монітора і площиною вікна повинен складати не менше 90^0 (для виключення відблисків), частину вікна, що прилягає, бажано зашторити. Недопустиме розташування ПК, при якому працюючий повернений обличчям або спиною до вікон кімнати або до задньої частини ПК, в яку монтуються вентилятори. При розміщенні робочих столів з ПК слід дотримуватись таких відстаней: між бічними поверхнями ПК – 1,2 м, від тильної поверхні одного ПК до екрана іншого ПК – 2,5 м.

Приміщення, де здійснювалося дослідження алгоритму роботи та структура трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції можна віднести до 1 класу, тобто це приміщення без підвищеної небезпеки [13].

Електротехнічне устаткування: апаратури, кабелі й керівництва, розподільні пристрої всіх видів і напруг по своїх номінальних параметрах задовольняє умовам роботи як при нормальних режимах, так і при коротких замиканнях, перенапругах, перевантаженнях.

Для забезпечення безпеки встановлюються наступні технічні рішення:

- Забезпечено недоступність струмопровідних частин (застосована схована проводка, кабель прокладений у спеціальних ринвах).
- Забезпечено ізолювання струмопровідних частин з використанням ізоляції, опір якої не нижче 1кОм/В, передбачені постійний контроль і профілактика ізоляції.
- Розподільні шафи, пускові пристрої й клемні коробки закритого типу (розміщаються в спеціальних кожухах) - для забезпечення недоступності неізованих струмопровідних частин.
- Напруга освітлювальної мережі приймається 220 В із заземленою нейтраллю.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Основним нормативним документом, що регламентує параметри мікроклімату виробничих приміщень, є ДСН 3.3.6.042-99 [14]. Цей документ встановлює оптимальні і допустимі значення температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, допустиму температуру внутрішніх поверхонь приміщення (стіни, стеля, підлога) і зовнішніх поверхонь технологічного обладнання, а також допустиму інтенсивність теплового випромінювання нагрітих поверхонь у приміщенні та відкритих джерел тепла (нагрітий метал, скло, відкритий вогонь тощо) для робочої зони — визначеного простору, в якому знаходяться робочі місця постійного або непостійного (тимчасового) перебування працівників

Робота з дослідження алгоритму роботи та структури трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139 Дж/с) [15]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено:

1. У холодний період року для обігріву будівлі використовується централізована парова система опалення.
2. Забезпечення допустимих метеорологічних умов праці в приміщенні здійснюється за допомогою системи кондиціонування.
3. Систематичне (раз за зміну) вологе прибирання.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

У сучасній техніці застосовується безліч речовин, які можуть потрапляти в повітря і становити небезпеку здоров'ю людей. Залежно від ступеня токсичності, фізико-хімічних властивостей, шляхів проникнення в організм, санітарні норми встановлюють гранично допустимі концентрації (ГДК) шкідливих речовин у повітрі робочої зони виробничих приміщень, перевищення яких неприпустиме.

В приміщенні, де здійснюється дослідження алгоритму роботи та структури трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції можливими шкідливими речовинами у повітрі є пил та озон. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які 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	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи (раціональна організація проведення робіт залежно від пори року і доби, чергування праці і відпочинку), так і технічні засоби (вентиляція, кондиціонування повітря, опалювальна система).

4.2.3 Виробниче освітлення

Стан освітлення виробничих приміщень відіграє важливу роль і для попередження виробничого травматизму. Багато невгасних випадків на виробництві стається через погане освітлення. Втрати від цього становлять досить значні суми, а, головне, людина може загинути або стати інвалідом. Раціональне освітлення повинно відповідати таким умовам: бути достатнім

(відповідним нормі); рівномірним; не утворювати тіней на робочій поверхні; не засліплювати працюючого; напрямок світлового потоку повинен відповідати зручному виконанню роботи. Це сприяє підтримці високого рівня працездатності, зберігає здоров'я людини та зменшує травматизм.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [16]) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 4.3:

Таблиця 4.3 - 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 і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	V0,15 - до 0,3	II	Г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимальне використання бічного природного освітлення.
- 2) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.
- 3) Система природного освітлення доповнюється загальним штучним освітленням, що створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

4.2.4 Виробничий шум

Шум – це хаотична сукупність різних за силою і частотою звуків, що заважають сприйняттю корисних сигналів і негативно впливають на людину. Фізична сутність звуку – це механічні коливання пружного середовища

(повітря, рідини). Під час звукових коливань утворюються області зниженого і підвищеного тиску, що діють на слуховий аналізатор (мембрану вуха).

Постійна дія сильного шуму може не лише негативно вплинути на слух, але й викликати інші шкідливі наслідки – дзвін у вухах, запаморочення, головний біль, підвищення втоми, зниження працездатності.

Шум має акумулятивний ефект, тобто акустичні подразнення, накопичуючись в організмі людини, все сильніше пригнічують нервову систему. Тому перед втратою слуху від впливу шумів виникає функціональний розлад центральної нервової системи. Особливо шкідливий вплив шуму позначається на нервово-психічній діяльності людини.

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [17]. Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Працюючи за комп'ютером, користувач підпадає під вплив високочастотного електромагнітного поля (ЕМП). Як показують результати вимірювання електромагнітного випромінювання, інтенсивність опромінення

ЕМП від комп'ютера підсилюється, коли одночасно оператор ще й розмовляє по мобільному телефону.

Люди, які працюють в ЕМП, що перевищує допустимі норми, швидко втомлюються, скаржаться на головні болі, загальну слабкість, болі в ділянці серця. Вони стають дратівливими, у них збільшується пітливість та порушується нічний сон. Відтак, захист від ЕМВ не лише покращить самопочуття працівників, але і допоможе створити більш сприятливі умови для праці.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітора комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 - Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	10В / м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	0,3 А / м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати: для дорослих користувачів	20кВ / м
для дітей дошкільних установ і що вчаться середніх спеціальних і вищих навчальних закладів	15кВ / м

Для зниження дії цих видів випромінювання рекомендується застосовувати монітори із зниженим рівнем випромінювання, встановлювати захисні екрани, а також дотримуватися регламентованих режимів праці та відпочинку.

4.3 Пожежна безпека

Забезпечення пожежної безпеки на підприємстві покладається на його керівника (власника). В свою чергу, наказом по підприємству він визначає

обов'язки інженерно-технічного персоналу та працівників щодо забезпечення пожежної безпеки на ділянках підприємства. Керівник також призначає відповідальних за пожежну безпеку окремих будівель, споруд, приміщень та експлуатацію технічних засобів протипожежного захисту. Якщо на підприємстві не призначено спеціально уповноваженої особи відповідальної за загальну пожежну безпеку підприємства, то організаційну роботу з підготовки зазначених документів здійснює, як правило, спеціаліст з охорони праці.

Обов'язки щодо забезпечення пожежної безпеки, утримання та експлуатації засобів протипожежного захисту мають бути відображені у відповідних посадових документах (функціональних обов'язках, інструкціях, положеннях тощо).

В приміщенні, де здійснювалося дослідження алгоритму роботи та структури трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д». Пожежну небезпеку несуть у собі лише кабельні електропроводки до обладнання, що є припустимим для даної категорії приміщень [18].

За вогнестійкістю приміщення відноситься до другої категорії [18, 19]. Робоча зона розробника відноситься до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де відбувається дослідження алгоритму роботи та структури трактів формування та обробки сигналів з модуляцією QPSK за наявності міжканальної інтерференції такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- використання електро побутових пристроїв (електрочайники,

обігрівачі); попадання вологи на працююче електрообладнання;

- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- щорічне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту;
- своєчасне інформування про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання тощо.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

У приміщенні на випадок виникнення пожежі для обмеження її розповсюдження знаходиться переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5, що відповідає нормам. Підходи до засобів первинного пожежегасіння та відключення електросхем устаткування вільні.

У коридорі приміщення розташована схема евакуації людей при пожежі. Шляхи евакуації з відділу відповідають правилам пожежної безпеки. У будинку є два виходи, ширина коридору – 2-3 метри, ширина дверей – 0,8 м., двері відкриваються по ходу руху людей у випадку евакуації.

Інструкції та інші внутрішні документи підприємства з пожежної безпеки слід розробляються на основі діючих правил та інших державних нормативних актів з пожежної безпеки, виходячи зі специфіки пожежної небезпеки будівель, споруд, технологічних процесів, технологічного та виробничого обладнання.

В цілому приміщення по категорії вибухо- і пожежонебезпечності та ступеню вогнестійкості відповідає нормам.

4.4 Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці, як технічні рішення стосовно: гігієни праці та виробничої санітарії, мікроклімат приміщень, виробниче освітлення, виробничий шум та випромінювання. Також розглянуто пожежна безпека у виробничих приміщеннях та технічні рішення системи запобігання пожежі та систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

Розглянуто математичні залежності для фазомодульованого сигналу. Показано на структурних схемах, що формування QPSK-сигналу реалізується через об'єднання синфазної та квадратурної компонент з амплітудами, що приймають значення ± 1 . Доцільно вибрати для чотирьох різновидів символів фази 45° , 135° , 225° та 315° : вони легко генеруються за допомогою методу I/Q модуляції, тому що підсумовування сигналів I та Q, які або інвертовані, або не інвертовані, призводить до цих чотирьох фазових зсувів. Показано, що спектральна ефективність вдвічі вища у порівнянні з бінарною фазовою модуляцією.

Зазначається, що проблема впливу неоднозначності фази, що виникає в оцінці фази несущої $\varphi(t)$ у процесі демодуляції, обумовлена використанням так званих методів модуляції, що використовують абсолютні значення фази для кодування символів, що підлягають передачі. Вона може бути подолана шляхом використання диференційної фазової модуляції замість абсолютної.

Показана можливість впливу на модулюючий сигнал для забезпечення певної компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Для цього у сучасних цифрових системах використовують так звані формувальні фільтри, які називають фільтрами Найквіста (вони змінюють форму модулюючих сигналів). Наведено математичні залежності та спектральні характеристики сигналів на виході такого фільтра. При цьому було встановлено, що включення формувального фільтра призводить до безперервного руху вектора комплексної обвідної QPSK сигналу по комплексній площині, в результаті чого сигнал набуває змін амплітуди та фази.

Виконано аналіз завадостійкості QPSK-модуляції та розрахована залежність бітової похибки від співвідношення E_b/N_0 .

Запропоновані структурні схеми та алгоритми роботи модуляторів та демодуляторів QPSK-сигналів. На основі аналізу часових діаграм та алгоритму

роботи QPSK-модулятора показано, що при зміні певної форми дибітів мають місце максимально можливі (180°) фазові стрибки у сформованому фазомодульованому сигналі. Такі фазові переходи супроводжуються змінами рівня обвідної. Виникає паразитна амплітудна модуляція, коли рівень обвідної спадає до нуля. Це призводить до підвищення рівня побічного випромінення, що створює передумови для міжканальної інтерференції. Сигнал з абсолютною модуляцією QPSK може бути прийнятий тільки за допомогою когерентного демодулятора. Цей пристрій повинен мати ускладнену структуру, яка б забезпечувала потрібну фазову однозначність сформованої опорної несущої частоти.

Зазначено, що уникнути недоліків абсолютної QPSK-модуляції можна застосуванням модифікованих схем. Мова йде про квадратурну фазову маніпуляцію зі зсувом OQPSK, диференціальну квадратурну фазову модуляцію DQPSK та диференціальну квадратурну фазову модуляцію зі зсувом $\pi/4$ – *DQPSK*.

Наведена структура та алгоритм роботи модулятора та демодулятора OQPSK. Реалізація квадратурної фазової модуляції зі зсувом базується на рознесенні у часі моментів зміни фаз у квадратурних каналах.

Показано, що отримання диференціальної квадратурної фазової модуляції DQPSK базується на введенні у структуру модулятора кодувального, а в структуру демодулятора – декодувального пристроїв. Кодувальний пристрій в схемі DQPSK-модулятора забезпечує перетворення дибітних комбінацій з виходу послідовно-паралельного кодера (ППК) C_k та D_k у нові послідовності I'_k та Q'_k . Наведено алгоритм цих перетворень, а також алгоритм роботи декодувального пристрою DQPSK-демодулятора.

Наведено структурну схему та алгоритм роботи $\pi/4$ – *DQPSK*-пристрою модуляції. Алгоритм показує процедуру формування у кодувальному пристрої з потоків дибітів C_k та D_k модулюючих послідовностей синфазного (I) і квадратурного (Q) каналів. Зміни фази несущого коливання $\Delta\varphi_k$ відбуваються

відносно значення фази несущого коливання φ_{k-1} у попередній символний інтервал $(k-1)T_s$, що є ознакою "диференціальності" модуляції. Тому демодуляція $\pi/4 - DQPSK$ -радіосигналу можлива як когерентним, так і некогерентним демодуляторами.

Проаналізована можливість уникнення міжсимвольної інтерференції при обмеженні смуги частот модулюючого сигналу з використанням фільтрів, що відповідають критерію Найквіста. Як правило, такі фільтри використовуються в системах зв'язку з фазовою модуляцією, розроблених для забезпечення максимальної імовірності правильного прийому. Обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу.

Для усунення міжканальної інтерференції в технології OFDM потрібна ортогональність піднесущих – якщо скалярний добуток між піднесущими дорівнює нулю, то енергія взаємодії між ними відсутня.

Показано, що зменшення впливу міжканальних завад забезпечується проведенням демодуляції OFDM-символів точно на частотах піднесущих, оскільки на кожній з них має місце максимум спектральної щільності при нульових значеннях щільності на інших піднесущих. Боротьба з міжканальною інтерференцією відбувається на фоні багатопроменевого поширення хвиль і необхідністю уникнення міжсимвольної інтерференції. Це потребує збільшення тривалості OFDM-символу, зменшення частотного інтервалу між піднесущими, тобто сприяє виникненню умов для посилення міжканальної інтерференції. Рекомендовано знаходити компроміс залежно від умов експлуатації.

Показано, що найменше значення імовірності помилки від міжканальної завади характеризує формувальний фільтр з кусково-лінійною апроксимацією та значенням параметра $\beta_{opt} = 0,367$. Такий фільтр найкраще пристосований для боротьби з міжканальною інтерференцією у технології OFDM.

У роботі також наведено основні заходи з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Круглик, О. С., Калюжний, О. і Семенов, В. Ю. (2019) «Ефективна демодуляція QPSK сигналів у каналах з несприятливими умовами радіоприймання», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (78), с. 13-18. doi: 10.20535/RADAP.2019.78.13-18
2. Кабак В.С., Уваров Р.В. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: Навчальний посібник. [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров—Запоріжжя, 2007. – 375 с
3. Costas.J.P."Synchronous communications proceedings of the IRE", Vol.47, p.p.2058-2068, 1959.
4. Marc Stebber J. PSK Demodulation (Part 1), WJ Communications, Inc, 2001.
5. Kikkert C.J. Digitally demodulating binary phase shift keyed data signals, In Practice, Canberra, 1999.
4. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону. Монографія. – Житомир : ФОП «Євенюк О.О.», 2015. – 208 с.
5. Бортник Г.Г. Цифровий метод спектрального оцінювання випадкових сигналів. Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.В. Стальченко - Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2014, -№ 2, С. 108-114
6. Бойко Ю. М. Дослідження ефективності алгоритмів канального кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, О. І. Пасічник // Зв'язок: загальногалуз. наук.-вироб. журн. – Київ, 2016. – № 5. – С. 56–67.
7. Пятін І. С. Моделювання цифрової системи зв'язку з завадостійким кодуванням / І. С. Пятін, В. В. Сергєєв // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2017. – № 6. – С. 89–91.
8. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах

телекомунікаційних систем за наявності завод : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с.

9. Бортник Г.Г. Математична модель джитеру у волоконно-оптичних системах передачі інформації. Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.А. Челоян. - Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології, 2009, № 1. – С. 234-238.

10. Науменко М., Погребняк Л. Удосконалений метод просторово-часового блочного кодування для частотно-селективних нестаціонарних каналів систем військового радіозв'язку. Збірник наукових праць ВІПІ. 2017. Вип. №1. С. 81 – 86.

11. Науменко М., Погребняк Л. Удосконалений метод просторово-часового блочного кодування для частотно-селективних нестаціонарних каналів систем військового радіозв'язку. Збірник наукових праць ВІПІ. 2017. Вип. №1. С. 81 – 86.

12. ДСТУ ОHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог ОHSAS 18001:2007 (ОHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с

13. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

14. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

15. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

16. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

17. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja->

[nor8425.html](http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html)

18. 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>

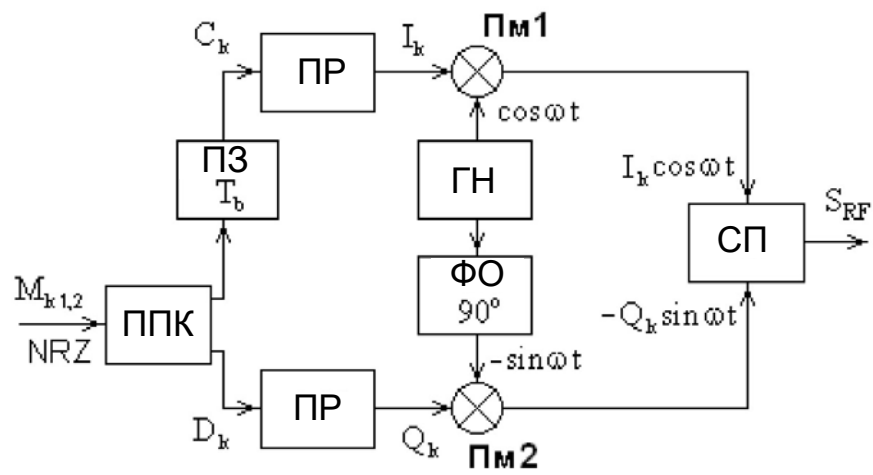
19. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

Додаток А
(обов'язковий)

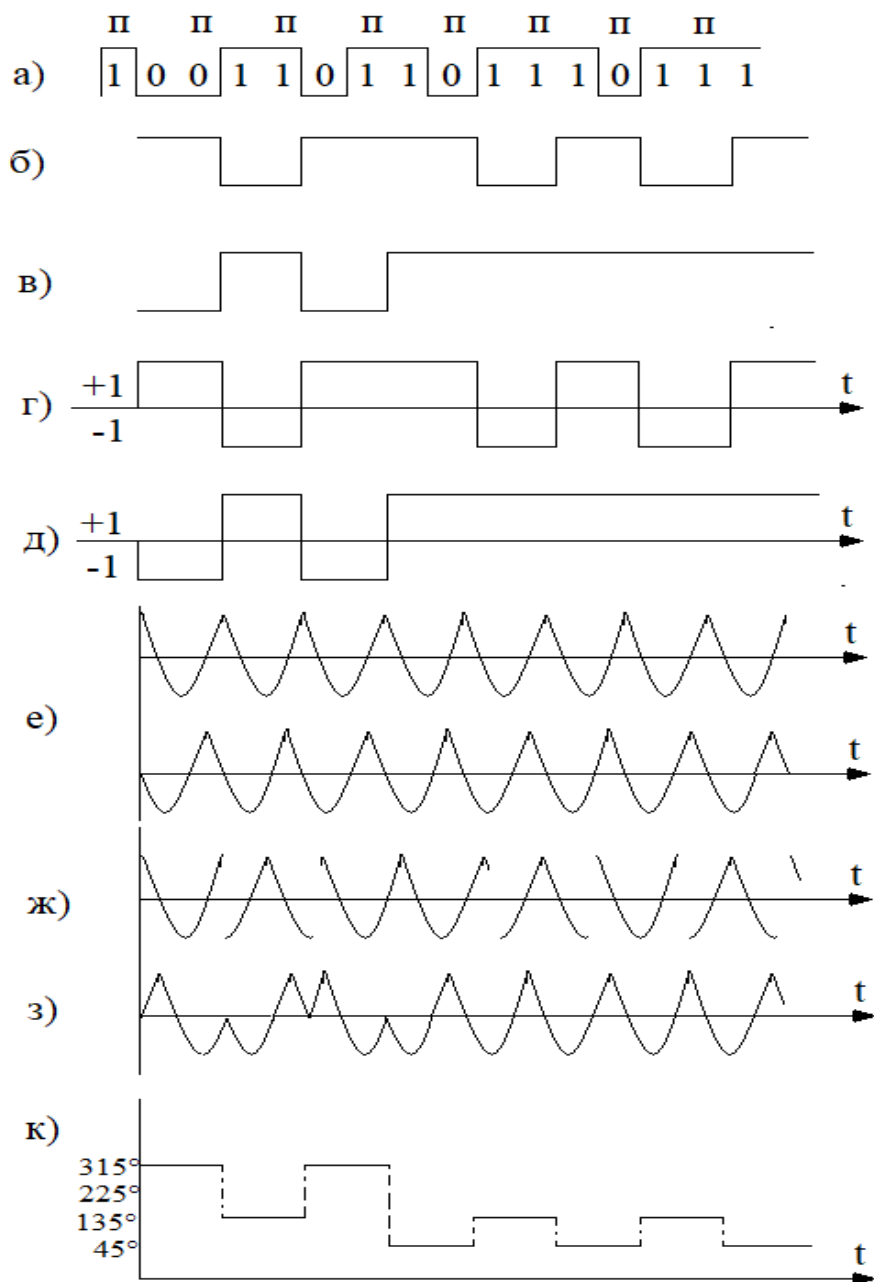
ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

**АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА СТРУКТУРА ТРАКТІВ ФОРМУВАННЯ ТА
ОБРОБКИ QPSK-СИГНАЛІВ З КОМПЕНСАЦІЄЮ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА
МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ**

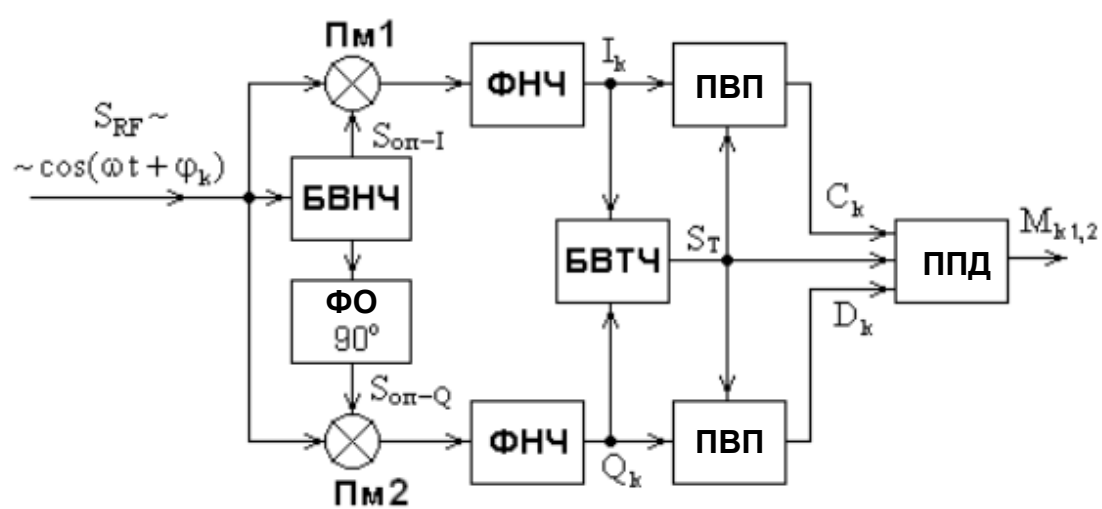
назва бакалаврської дипломної роботи



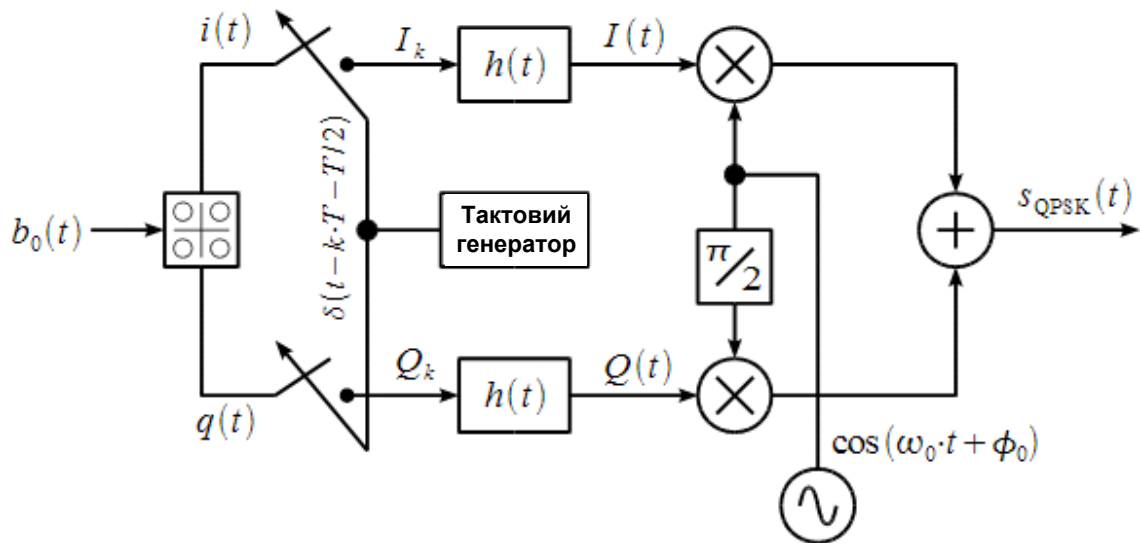
Структурна схема QPSK-модулятора



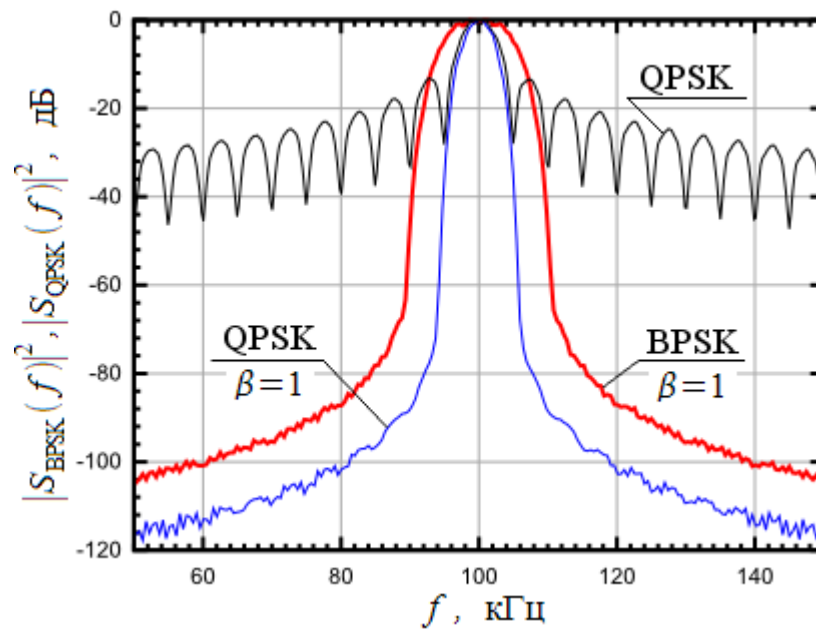
Часова діаграма роботи QPSK-модулятора



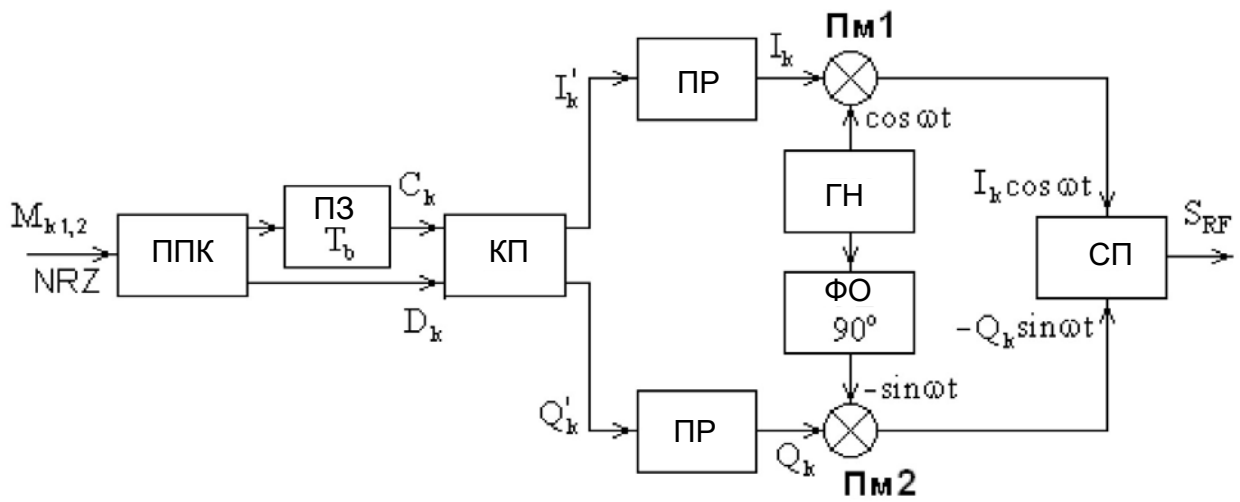
Структурна схема когерентного демодулятора QPSK-сигналу



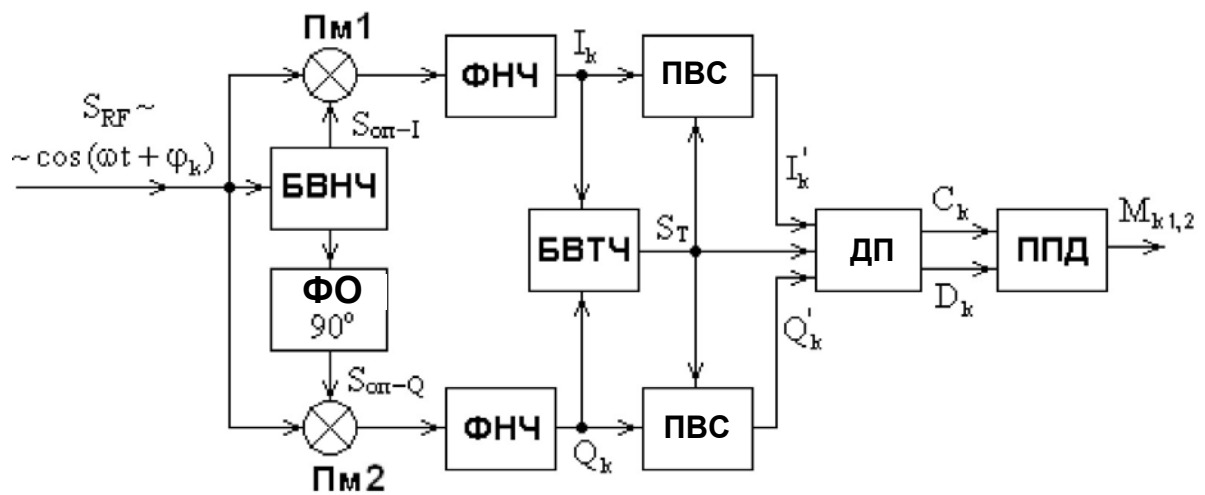
Структурна схема QPSK-модулятора
з формувальним фільтром Найквіста



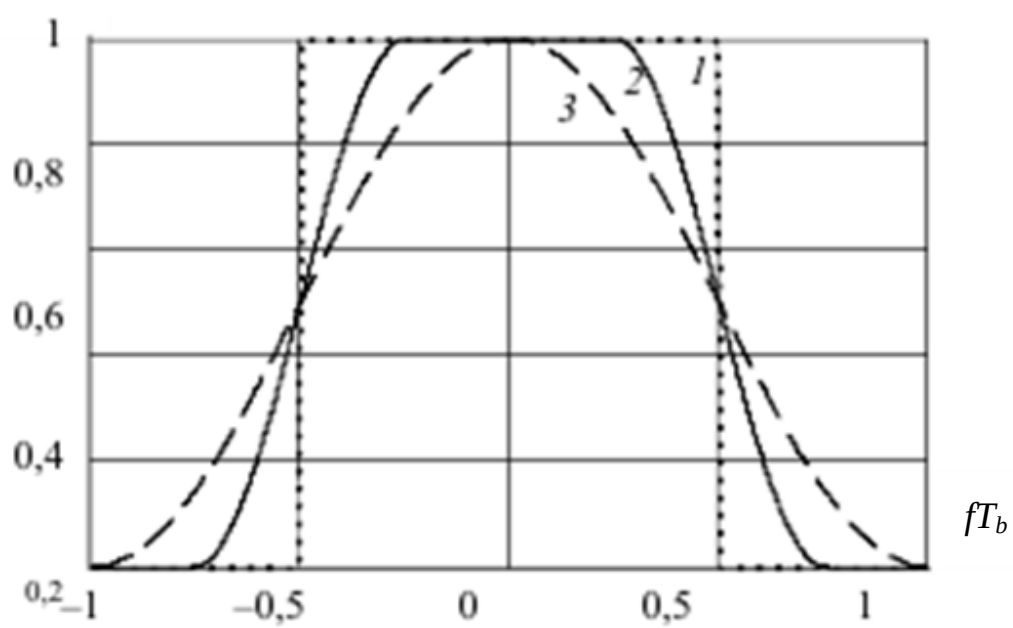
Спектри BPSK та QPSK сигналів
з формувальним фільтром Найквіста



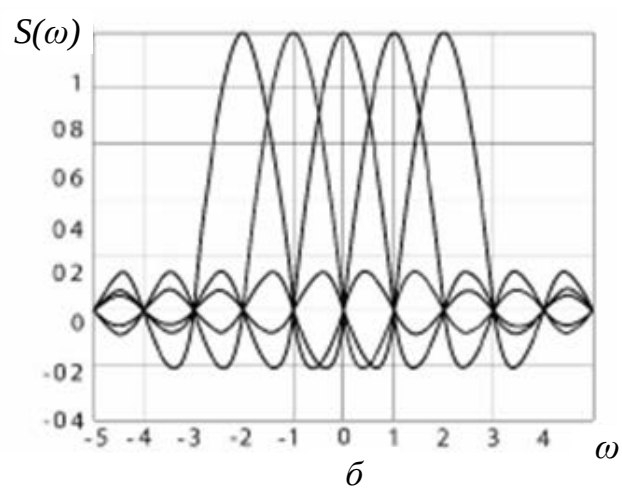
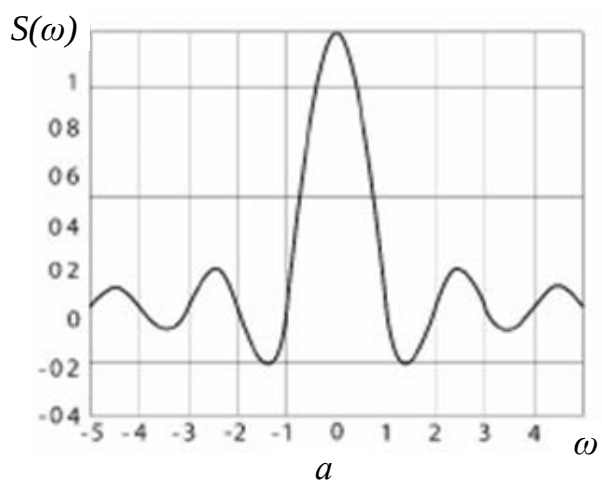
Структурна схема DQPSK-модулятора



Когерентний демодулятор DQPSK-радіосигналу



Частотна характеристика фільтра Найквіста



Спектральна щільність одного елементарного символу (a)
і одного OFDM-символу (b)

Додаток Б

Протокол
перевірки кваліфікаційної роботи
на наявність текстових запозичень

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки QPSK-сигналів з компенсацією міжсимвольної та міжканальної інтерференції

Тип роботи: Бакалаврська дипломна робота

(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра інфокомунікаційних систем і технологій, факультет інформаційних електронних систем

(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 92,78 % Схожість 7,22 %

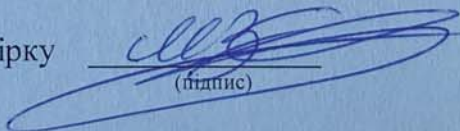
Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

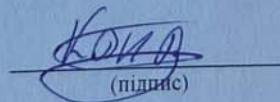
Особа відповідальна за перевірку


(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

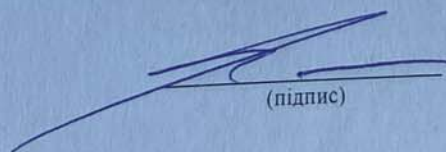
Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Кондратюк М.А.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Барась С. Т.
(прізвище, ініціали)