

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ІІІРЄ ФРЕ III  
(повне найменування інституту, назва факультету)  
Радіотехніка та телекомунікації  
(повна назва кафедри)

## Пояснювальна записка

до магістерської роботи

магістр  
(рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему Моделювання каналу зв'язку з  
використанням ВМ моделювання

Виконав: студент VI курсу, групи РТ-98м  
спеціальності (напряму підготовки)

172 "Телекомунікації та радіотехніка"  
(код і назва напряму підготовки, спеціальності)

Спец. Інформаційні мережі зв'язку

Дейнека А.П.  
(прізвище та ініціали)

Керівник Кадак В.С.  
(прізвище та ініціали)

Рецензент Харчов О.С.  
(прізвище та ініціали)

м. Запоріжжя  
2017 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
**Запорізький національний технічний університет**  
 (повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет ІІІРЕ ФРЕТ  
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій  
 Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень) магістр  
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
 (код і назва)  
 Напрямок підготовки \_\_\_\_\_  
 (код і назва)

## ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри к.т.н. доц.  
Шилань Микола С.В.  
 “ ” 20\_\_ року

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

Файнесі Анні Стефанівні  
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції

керівник роботи к.т.н. доц. Кадак Владислав Семенович,  
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “27” жовтня 2017 року № 426

2. Строк подання студентом роботи 15.12.2017 р.

3. Вихідні дані до роботи Швидкість передавання символів - 256 кодів/с  
Види модуляції: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM.  
Стандарт передавання: 8  
Діапазон зміни Eb/No - 0...40 дБ

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробка моделі каналу зв'язку з використанням M-QAM. Алгоритми формування сигнального сузір'я у вигляді квадратної решітки. Моделі модулятора і демодулятора. Алгоритми вибірки BER для кожного виду модуляції.

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

Презентація Power Point, 32 слайди

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
1.2	к.т.н доц. Кадак В.С.		
Бюджет, ф. р. 023	регент Кушніков В.В.		
Острівна праця	ст. викл. Коробко О.В.	 31.10.17	 08.11.17
М. Крайнова	ст. викл. Степанова Л.М.		

7. Дата видачі завдання 1 вересня 2017 р.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Збір літератури	1 тиждень	
2	Розробка моделі каналу зв'язку з електронною М-ВНМ	2 тижні	
3	Алгоритм оформлення шкільного аудіо у вигляді квадратної решітки	2 тижні	
4	Моделі модуляторів і демодуляторів	1 тиждень	
5	Алгоритм оцінки BER для кожного виду модуляції	2 тижні	
6	Економічні розрахунки	1 тиждень	
7	Острівна праця та база у надзвичайних ситуаціях	1 тиждень	
8	Оформлення ПЗ	1 тиждень	
9	Гіготівка презентації	1 тиждень	

Студент

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

(прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

ПЗ: 151с., 77 рис., 24 табл., 14 джерел.

Об'єкт дослідження – Модуляція в цифрових каналах зв'язку з використанням M-QAM.

Мета роботи – Розробити модель каналу зв'язку з застосуванням методів M-QAM.

Метод дослідження – математичний та експериментальний.

В першому розділі розглянуто типи модуляції в цифрових каналах, основні вимоги до систем безпроводового зв'язку, типи модуляції в цифрових каналах та багатопозиційні прості методи модуляції. У другому розділі приведена модель каналу зв'язку з використанням M-QAM. Розглянуто алгоритм роботи сигнального кодера, показана структурна схема моделі каналу зв'язку з використанням методу QAM, реалізована програма алгоритму для AWGN каналу з QAM модуляцією та розраховано алгоритм бітової помилки. У третьому розділі розраховані економічні аспекти проекту, виходячи з яких, він є економічно ефективним. У четвертому розділі розглядається охорона праці та безпека життєдіяльності.

МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ  
ПЕРЕДАВАННЯ, ПЕРЕДАВАЧ, МОДУЛЬОВАНІ ПАРАМЕТРИ, КАНАЛ  
ЗВ'ЯЗКУ

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП .....	8
1 ТИПИ МОДУЛЯЦІЇ В ЦИФРОВИХ КАНАЛАХ.....	9
1.1 Основні вимоги систем безпроводового зв'язку.....	9
1.2 Типи модуляції в цифрових каналах .....	13
1.3 Багатопозиційні прості методи модуляції.....	23
1.3.1 Метод маніпуляції 4-PSK (QPSK).....	24
1.3.2 Квадратурна амплітудна маніпуляція.....	33
2 Модель каналу зв'язку з використанням M-QAM.....	47
2.1 Алгоритм роботи сигнального кодера.....	47
2.2 Структурна схема моделі каналу зв'язку з використан- ням методу QAM.....	53
2.3 Реалізація програмного алгоритму для AWGN каналу з QAM модуляцією.....	57
2.3.1 Опис основної програми.....	60
2.4 Алгоритм розрахунку бітової помилки.....	97
3 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	106
3.1 Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу.....	106
3.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи .....	107
3.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалі- зацію дипломного проекту.....	110
3.3.1 Розрахунок вартості матеріалів.....	111
3.3.2 Спеціальне устаткування.....	112
3.3.3 Розрахунок заробітної плати.....	112
3.3.4 Відрахування на соціальне страхування.....	113

3.3.5	Накладні витрати.....	114
3.3.6	Бальна оцінка економічної ефективності проекту...114	
4	ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	118
4.1	Аналіз потенційних небезпек.....	118
4.2	Заходи по забезпеченню техніки безпеки.....	120
4.3	Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці.....	122
4.4	Заходи з пожежної безпеки.....	132
4.5	Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	133
	ВИСНОВОК.....	138
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	141
	Додаток А.....	143
	Додаток Б.....	144
	Додаток В.....	146
	Додаток Г.....	148
	Додаток Д.....	149
	Додаток Е.....	150
	Додаток Ж.....	151

**ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ**

АМ	– Амплітудна модуляція
АМ-М	– М-ічна амплітудна маніпуляція
АФМ-М	– М-ічна амплітудно-фазова маніпуляція
АФЧМ-М	– Амплітудно-фазочастотна маніпуляція
АЦП	– Аналогово-цифровий перетворювач
АЧМ-М	– М-ічна амплітудно-частотна маніпуляція
БПН	– Без повертання до нуля
ЧМ-М	– М-ічна частотна маніпуляція
ФМ-М	– М-ічна фазова маніпуляція
ФЧМ-М	– М-ічна фазочастотна маніпуляція
ФНЧ	– Фільтр нижніх частот
ЦАП	– Цифро-аналоговий перетворювач

## ВСТУП

Модуляція – це процес зміни будь-яких параметрів несучого сигналу під дією інформаційного потоку. Даний термін зазвичай застосовують для аналогових сигналів. Стосовно до цифрових сигналів існує інший термін "маніпуляція", однак його часто замінюють всі тим же словом "модуляція" маючи на увазі, що мова йде про цифрових сигналах.

Існує три основних види маніпуляції сигналів: амплітудна (ASK), частотна (FSK) і фазова(PSK). Цей набір маніпуляцій визначається основними характеристиками, якими володіє будь-який сигнал.

АМ, ЧМ і ФМ є базисом і досить рідко застосовуються на практиці поодиноці. Найчастіше застосовуються їх модифікації або в поєднанні один з одним. Зокрема в стандарті GSM (Global System for Mobile Communications) на радіо інтерфейсі застосовується модуляція GMSK (Gaussian modulation with Minimum Shift Keying) - гаусовська маніпуляція з мінімальним фазовим зрушенням. Головна її перевага полягає в тому, що маніпулювати цим методом сигнал займає набагато меншу частотну смугу, ніж при звичайній фазовій маніпуляції. Однак в основу GMSK покладена, розглянута вище звичайна фазова маніпуляція, і це видно навіть з назви.

Таким чином, вибір того чи іншого методу маніпуляції обумовлений вимогами по перешкодозахищеності, пропускну здатності каналу зв'язку, вартістю реалізації обладнання і т.п.

При передачі дискретних даних по каналах зв'язку застосовуються два основних типи фізичного кодування - на основі синусоїдального несучого сигналу і на основі послідовності прямокутних імпульсів. Перший спосіб часто називається аналоговою модуляцією або маніпуляцією, підкреслюючи той факт, що кодування здійснюється за рахунок зміни параметрів аналогового сигналу. Другий спосіб зазвичай називають цифровим кодуванням. Ці способи відрізняються шириною спектру результуючого сигналу і складністю апаратури, необхідної для їх реалізації.

## 1 ТИПИ МОДУЛЯЦІЇ В ЦИФРОВИХ КАНАЛАХ

### 1.1 Основні вимоги до систем безпроводового зв'язку

Основними вимогами до систем безпроводового зв'язку являється забезпечення на виході приймача інформаційного сигналу з наступними параметрами:

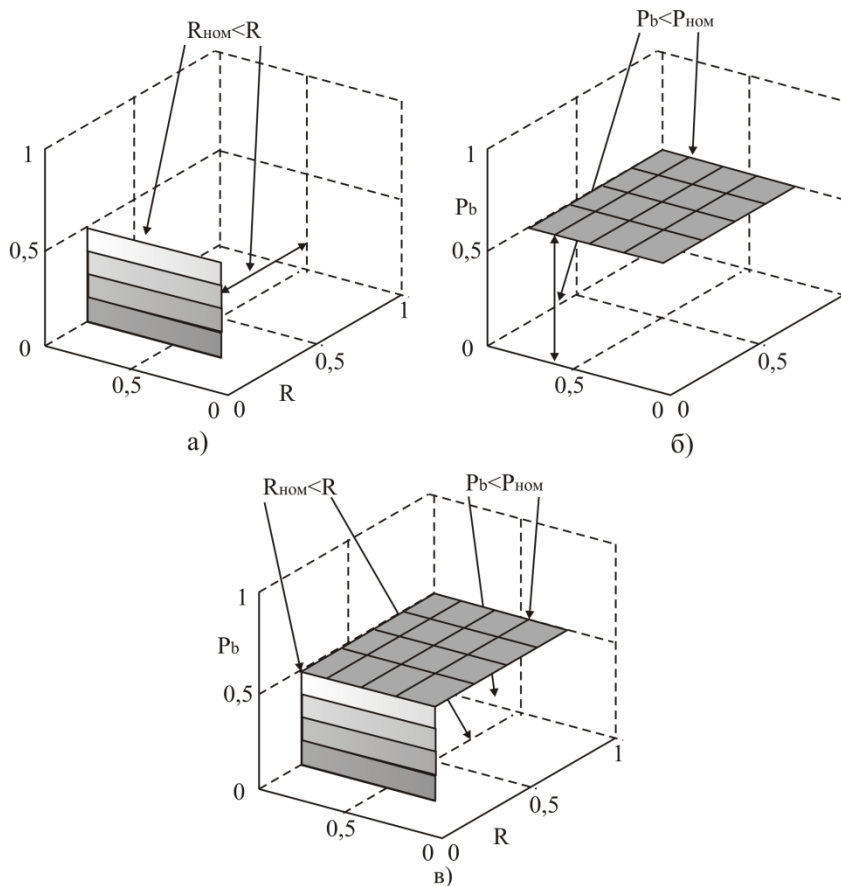
$$P_b \leq P_{bном} \quad (1.1)$$

$$R \geq R_{ном} , \quad (1.2)$$

де  $P_b, P_{bном}$  – ймовірність появи бітових помилок (BER) та її номінальне значення;

$R, R_{ном}$  – швидкість передавання та її номінальне значення, відповідно.

Ці вимоги можна представити у графічному вигляді (рис. 1.1).



а – за швидкістю передавання  $R$ , б – за коефіцієнтом бітової помилки  $P_b$ , сумісно за параметрами  $R$  і  $P_b$

Рисунок 1.1 – Основні вимоги до системи зв'язку

З умов (1.1), (1.2) виникає питання: яким повинен бути запас значень  $P_b$  та  $R$  відносно їх номінальних значень. На перший погляд можна вважати, що чим більший запас тим краще характеристики системи зв'язку. Але, з іншого боку, така система вимагає більших затрат як на стадії встановлення, так і на стадії експлуатації. Досить часто системи аналізуються в області близької до виконання умов (1.1), (1.2) з незначним запасом. Варто зауважити, що в більшості випадків значення  $P_b$  визначається через інтеграл похибок Гауса [1,2]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (1.3)$$

який не допускає інтегрування у явному виді, а лише чисельне інтегрування.

Очевидно, що для забезпечення заданих технічних вимог системі необхідно надати певні ресурси. Такими ресурсами являються необхідна смуга частот та відношення сигнал/шум на вході приймача. Тобто, система повинна забезпечувати вимоги(1.1), (1.2) при наявності наступних ресурсів [1]

$$B \leq B_{\text{ном}} \quad (1.4)$$

$$E_b/N_0 \leq (E_b/N_0)_{\text{ном}}, \quad (1.5)$$

де  $B$ ,  $B_{\text{ном}}$  – необхідна та номінальна смуга частот, відповідно;

$E_b/N_0$ ,  $(E_b/N_0)_{\text{ном}}$  – необхідне відношення сигнал /шум в точці прийому та його номінальне значення;

$E_b$  – енергія, що приходить на один біт;

$N_0$  – спектральна густина потужності шуму.

Безпроводні системи використовують специфічний канал зв'язку. Поняття канал зв'язку вживається у двоякому розумінні; у більш широкому розумінні канал зв'язку включає джерело повідомлень, передавальну та

приймальну частину, одержувача інформації, а в більш вузькому – власне безпроводний канал, тобто відкритий простір.

З точки зору виконання умов (1.4), (1.5) виникає аналогічна ситуація, як і при розгляді вимог до системи (1.1), (1.2). З однієї сторони більш вигідно надати системі кращі ресурси (більші значення  $(E_b/N_0)_{\text{ном}}$  та  $B_{\text{ном}}$ ) щоб система могла більш надійно виконувати свої функції. З іншого боку такий запас вимагає і більших затрат на систему.

Необхідно відзначити, що в системі відношення сигнал шум наявне у вигляді енергетичного ресурсу  $P_r/N_0$  у точці прийому (де  $P_r$  – потужність інформаційного сигналу). Але при аналізі цифрових систем більш зручно користуватися даними про відношення сигнал/шум у вигляді співвідношення  $E_b/N_0$ . Між цими енергетичними характеристиками існує однозначний зв'язок [1,2]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_r/N_0}{R}. \quad (1.6)$$

Однією з переваг використання відношення  $E_b/N_0$  являється те, що дане відношення, на відміну від відношення  $P_r/N_0$  є безрозмірним.

Побудова системи зв'язку визначається саме необхідністю забезпечення вимог (1.1), (1.2). При цьому інформаційний сигнал, який поступає на вхід системи, з швидкістю зміни вхідної інформації  $R$ , повинен зазнати ряд перетворень.

Так, наприклад, для передавальної частини можна відзначити декілька основних перетворень [1].

1. Кодування повідомлень. Вхідна інформація для цифрової системи представляє собою послідовність нулів і одиниць, причому тривалість кожного з них становить  $T_b$  (тривалість одного біта). Дана тривалість біта визначає швидкість передачі (швидкість зміни вхідної інформації) як

$$Rb = \frac{1}{T_b}.$$

Але вхідна інформація не являється електричним сигналом, тому не може бути безпосередньо введена в систему. Тому, спочатку необхідно виконати кодування повідомлень, а саме перетворення їх в електричний сигнал. У більшості випадків кодування здійснюється перетворенням в електричний сигнал прямокутної форми.

2. Фільтрація кодованих сигналів. Як було відзначено в результаті кодування повідомлень отримують сигнал прямокутної форми. Характерною особливістю таких сигналів є наявність крутих фронтів прямокутних імпульсів. Але в ряді випадків сигнали з пологими фронтами можуть бути більш придатними і ефективними для застосування у системі зв'язку.

3. Канальне кодування. Можливі випадки, коли для прийнятого сигналу не виконується умова (1.1). Тоді одним з шляхів забезпечення даної вимоги є застосування канального кодування. Одним з найбільш поширених видів канального кодування є використання надлишковості переданих повідомлень. В результаті, окрім інформаційних повідомлень передається додаткова інформація.

Саме завдяки надлишковості можливе виправлення певної кількості помилково прийнятих повідомлень, що сприяє виконанню умови (1.1).

4. Модуляція призначена для перенесення наявної смуги частот повідомлень, які являються низькочастотними сигналами (відеосигналами), в заданий частотний діапазон для даної системи зв'язку. При цьому необхідно відзначити, що кожен з багатьох наявних видів модуляції вносить суттєвий вплив на показники системи безпроводного зв'язку в цілому.

Тому вибір доцільного виду модуляції, є відповідальним етапом проектування системи в цілому. До того ж можна відзначити, що використання деяких компонентів відзначених перетворень, наприклад, канального кодування, можливе лише при певній необхідності, то застосування модуляції є обов'язковою компонентою радіосистем.

Для приймальної частини системи зв'язку перетворення здійснюються у зворотному (дзеркальному) порядку порівняно з передавальною частиною.

Проектування систем безпроводового зв'язку доцільно проводити не лише з метою забезпечення системно заданих технічних вимог, а також і з врахуванням забезпечення підвищення ефективності їх функціонування.

В загальному випадку ефективність довільної системи визначається кількістю та якістю створеної продукції. Для систем зв'язку кількістю продукції можна вважати швидкість  $R$  передавання інформації для забезпечення якої необхідна певна смуга частот  $B$ . Аналогічно, якістю можна вважати ймовірність появи бітових помилок  $P_b$ , для забезпечення якої в точці прийому необхідне певне відношення сигнал/шум.

Відповідно ефективність системи визначається наскільки результативно використовується наданий частотний ресурс і потужність передавача та наскільки близька швидкість передавання до своєї теоретичної границі – пропускної здатності, як визначається теоремою Шенона-Хартлі. На практиці використовуються наступні показники ефективності системи, кожен з яких враховує швидкість передавання  $R$  [1]:

– частотна ефективність, як ступінь використання частотного ресурсу системи:

$$E_B = \frac{R}{B}; \quad (1.7)$$

– енергетична ефективність, як ступінь використання енергетичного ресурсу системи:

$$E_{PN} = \frac{R}{P_r/N_0}; \quad (1.8)$$

– інформаційна ефективність, як ступінь наближення швидкості передавання до пропускної здатності  $C$ :

$$E_C = \frac{R}{C}; \quad (1.9)$$

Відзначимо, що при аналізі систем доцільно використовувати нормовані (бажано безрозмірні) показники. Такими показниками, які широко застосовуються при проектуванні систем є безрозмірні нормовані показники: нормована швидкість передавання або частотна ефективність  $R/B$  і нормоване відношення сигнал/шум  $E_b/N_0$ .

Під час побудови реальної системи зв'язку можливе виникнення протиріччя між технічними вимогами та ефективністю. Наявність протиріччя базується на двох основних обмеженнях, які характерні для систем зв'язку. Дійсно, згідно з критерієм Найквіста для каналу зв'язку повинна виконуватися умова [2,3]:

$$B \geq \frac{R}{2}. \quad (1.10)$$

Тобто, критерій Найквіста вказує на те, яка мінімальна смуга частот необхідна для забезпечення в системі заданої швидкості передавання. Відповідно до виразу (1.10) можна визначити обмеження для частотної ефективності системи:

$$E_b = \gamma = \frac{R}{B} \leq 2 \text{ символ/с/Гц} \quad (1.11)$$

Як видно з (1.11), максимальна частотна ефективність для відеосигналу складає  $\gamma_{\max}=2$ .

На практиці мінімальна ширина смуги частот, згідно з критерієм Найквіста, внаслідок неідеальної фільтрації збільшується на 10...40% [1,2,3], тобто реальна нормована швидкість передавання зменшується з ідеальних 2 символ/с/Гц до 1,4...1,8 символ/с/Гц.

Другим обмеженням виступає теорема Шенона-Хартлі. Згідно з цією теоремою пропускна здатність системи визначається виразом [1,3]:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1.12)$$

де  $C=R_{\max}$ , – пропускна здатність системи, під якою розуміють максимальну швидкість передавання;

$S/N$  – відношення сигнал шум з потужності.

Тобто, теорема Шенона-Хартлі вказує на взаємозв'язок між відношенням сигнал/шум та іншими параметрами системи. З залежності (1.12) видно, що пропускна здатність каналу зв'язку з адитивним білим шумом є функцією середньої потужності прийнятого сигналу  $S$ , середньої потужності шуму  $N$  та ширини смуги пропускання  $B$ . На рис 1.2 приведена графічна залежність нормована пропускної здатності каналу, що отримана на підставі (1.12).

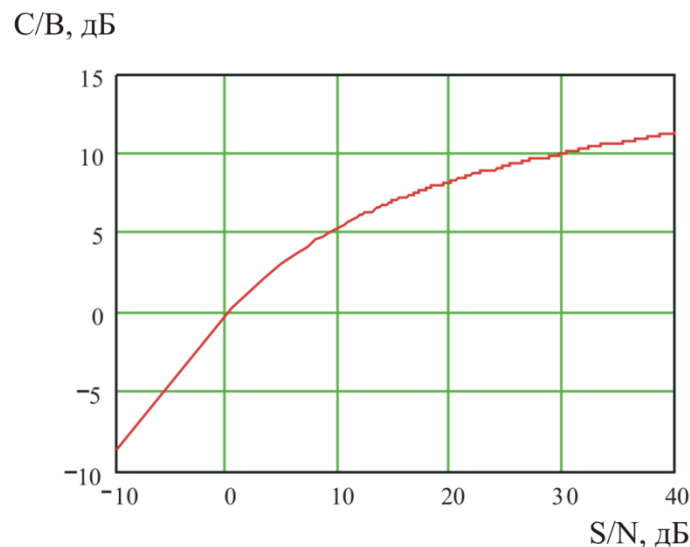


Рисунок 1.2 – Залежність нормованої пропускної здатності

Теоретично (при використанні достатньо складної схеми кодування) інформацію можна передавати з довільною швидкістю  $R$  ( $R < C$ ), гарантуючи при цьому мале значення BER. Практично залежність (1.12) свідчить, що параметри  $B$ ,  $S$ ,  $N$  встановлюють границі швидкості передавання інформації.

Як визначалося, для зручності врахування умови (1.12) під час синтезу ефективних цифрових систем безпроводного зв'язку доцільно перейти від відношення сигнал/шум ( $S/N$ ) до параметру  $E_b/N_0$ . Це здійснюється на підставі наступних міркувань. Середню потужність шуму можна визначити через смугу пропускання і спектральну густину білого шуму  $N_0$ :

$$N = N_0 \cdot B. \quad (1.13)$$

Енергія , що приходить на один біт визначається потужністю сигналу і тривалістю одного біта:

$$E_b = S \cdot T_b. \quad (1.14)$$

Звідки потужність прийнятого сигналу можна визначити як

$$S = E_b \cdot R = E_b \cdot C_{|R=C}. \quad (1.15)$$

Підставляючи (1.13) і (1.15) до виразу для пропускної здатності (1.12), можна отримати:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left[ 1 + \left( \frac{E_b}{N_0} \right) \cdot \left( \frac{C}{B} \right) \right], \quad (1.16)$$

або

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{B}{C} \left( 2^{\frac{C}{B}} - 1 \right). \quad (1.17)$$

Залежності, які отримані на підставі (1.16), (1.17) зображено на рис.1.3, рис. 1.4.

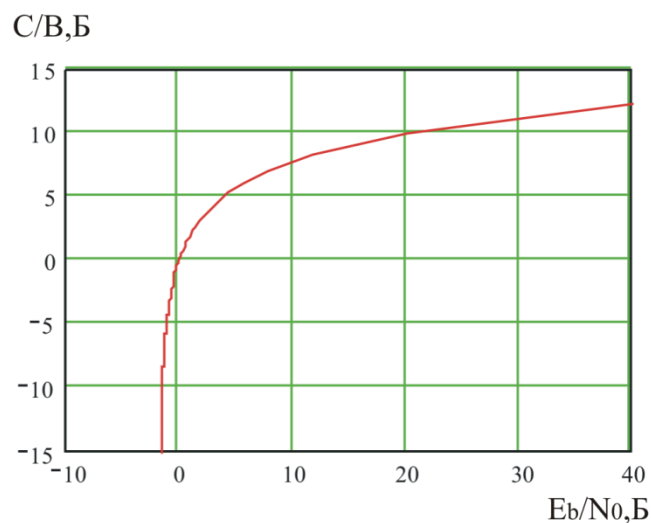


Рисунок 1.3 – Залежність нормованої пропускної здатності від відношення  $E_b/N_0$

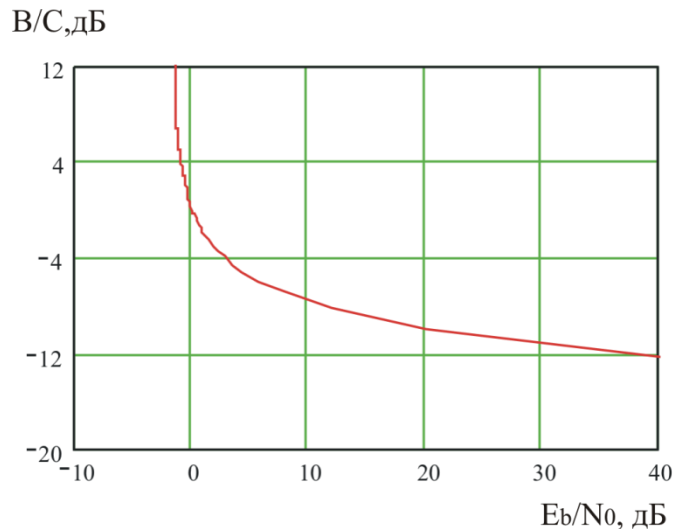


Рисунок 1.4 – Залежність нормованої смуги пропускання від відношення  $E_b/N_0$

З приведених графіків видно, що існує нижня границя відношення  $E_b/N_0$  при якій неможливе безпомилкове передавання інформації.

Як відомо [3], дана границя становить мінус 1,6 дБ. Таке найменше значення відношення  $E_b/N_0$ , нижче якого передавання інформації без помилок неможливе становить границю Шенона. Одночасно границя Шенона являється мінімально можливим співвідношенням енергій одного біта до спектральної густини потужності адитивного білого гаусівського шуму, якого можна досягнути при використанні завадостійкого кодування для забезпечення будь-якого малого значення BER.

## 1.2 Типи модуляції в цифрових каналах

У лініях зв'язку переносниками інформації є не власне кодовані повідомлення, а модульовані ними допоміжні сигнали. Модуляція – це нелінійне перетворення характеристик і параметрів сигналу-переносника інформації сигналом повідомленням для передавання інформації по лініях зв'язку. Як переносники інформації найчастіше використовують електричні або оптичні сигнали.

Модуляція у системах зв'язку виконує декілька функцій. По-перше, модуляція дозволяє одночасно передавати по одному каналу багато

інформаційних повідомлень, які займають приблизно однакову частотну смугу, перенесенням спектра повідомлень у різні області частотного діапазону.

По-друге, модуляція дає змогу реалізувати інформаційний обмін на тих ділянках частотного діапазону, які найсприятливіші для генерації та поширення сигналу по каналу зв'язку.

По-третє, спектри модульованих коливань складніші, займають ширшу смугу частот, ніж спектри власне повідомлень, що підвищує завадостійкість систем передавання інформації.

Зворотну операцію – виділення інформаційного повідомлення з модульованого сигналу – називають демодуляцією або детектуванням. Операції модуляції і демодуляції виконують відповідно модулятори і демодулятори відповідно. Оскільки модуляція (демодуляція) належить до нелінійних перетворень, у складі модуляторів мають бути або нелінійні елементи, або лінійні схеми зі змінними у часі параметрами.

У разі передавання дискретних повідомлень модуляцію використовують для нанесення на переносний попередньо закодованого повідомлення, при цьому інформаційний параметр несучого коливання (амплітуда, частота або фаза) змінюється стрибкоподібно і протягом тривалості імпульсу первинного сигналу залишається постійним. Такий процес називають маніпуляцією або дискретною модуляцією.

Немодульоване несуче коливання може бути представлено у вигляді  $u_m(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi)$  і наведено на рис. 1.5, а. Відповідно до такого подання несуче коливання має три параметри, за якими можна кодувати інформацію: амплітуда, частота і фаза. Приклади амплітудо-, частото- та фазоманіпульованих сигналів показано на рис. 1.5 [4].

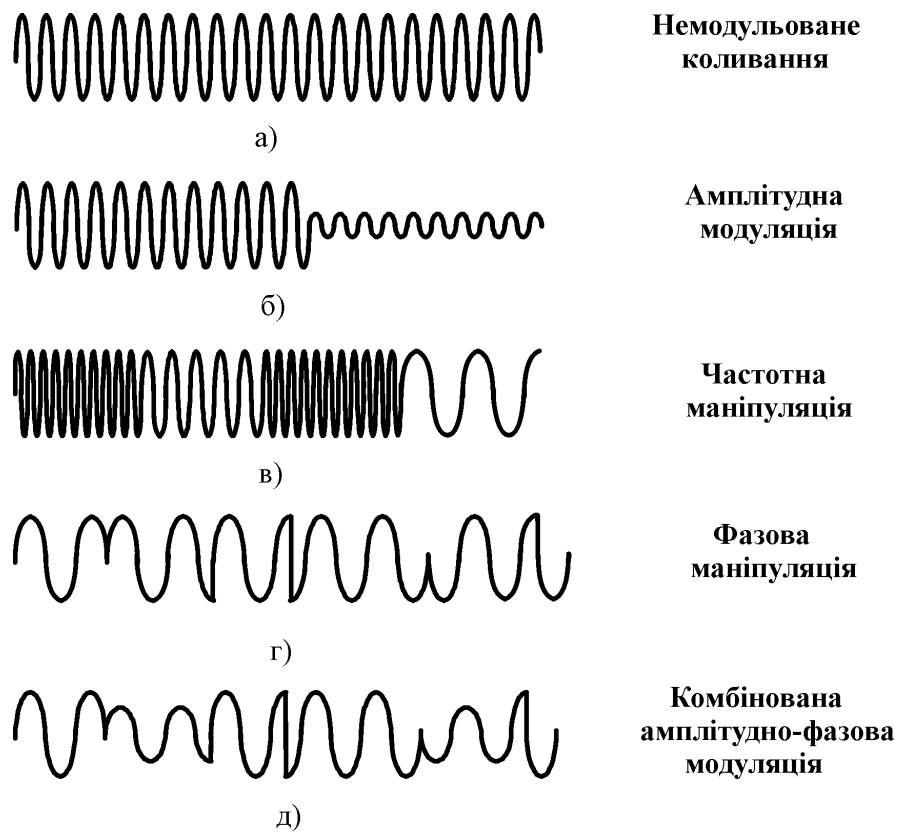


Рисунок 1.5 – Можливі види модульованих сигналів

Для амплітудної модуляції амплітуда несучого коливання змінюється відповідно до зміни інформаційного сигналу. Якщо модуляційний сигнал представлений у цифровому вигляді і може приймати тільки два значення – логічного нуля або логічної одиниці, то математичний вираз для АМ сигналу має такий вигляд [5]:

$$s(t) = [1 + am_n(t)] \cos \omega_0 t,$$

де  $a$  – коефіцієнт модуляції ( $0 < a \leq 1$ );

$m_n(t)$  –  $n$ -рівневий сигнал у вигляді симетричних імпульсів нормованих до максимальної амплітуди;

$\omega_0$  – частота несучого коливання.

На рис. 1.5, б представлені графіки коливання АМ сигналу для значення коефіцієнта модуляції  $a < 1$ . У разі амплітудної маніпуляції для логічної одиниці вибирається один рівень амплітуди синусоїди несучої частоти. А для логічного нуля інший. Цей спосіб рідко використовують на

практиці через низьку завадостійкість, але часто застосовують у поєднанні з іншим видом модуляції – фазовою модуляцією.

Якщо модуляція стовідсоткова ( $a=1$ ), то у випадку двійкового нуля несуче коливання не передається і таке кодування сигналу отримало назву амплітудної маніпуляції.

Кодування інформації у миттєвому значенні частоти несучого коливання отримало назву частотної модуляції. Для цього типу модуляції амплітуда несучого коливання залишається незмінною. Різновид частотної модуляції, для якого інформаційний сигнал приймає тільки дискретні логічні значення має назву частотної маніпуляції. Для частотної маніпуляції миттєве значення частоти може приймати два або більше дискретних значень на окремий біт або інформаційний символ (рис. 1.5, в). У разі частотної маніпуляції значення вихідних даних 0 і 1 передаються відрізками синусоїди різної частоти. Цей спосіб модуляції не потребує складних схем і його зазвичай застосовують у низько швидкісних цифрових системах передавання.

Процес зміни поточної фази несучого коливання за законом модуляції відомий як фазова модуляція. У загальному вигляді фазо-модульоване коливання можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} s[t, u(t)] &= A \cdot \cos\{2\pi f_0 t + \varphi[u(t)]\} = \\ &= \operatorname{Re}\{A \cdot \exp\{j\varphi[u(t)]\} \cdot \exp[j2\pi f_0 t]\}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

З аналізу (1.18) випливає, що інформація, яка міститься у модулюючому сигналі  $u(t)$ , закодована у комплексній обвідній сигналу, що передається [2,4]:

$$A^* = A \cdot \exp\{j\varphi[u(t)]\}. \quad (1.19)$$

Поняття комплексної обвідної має дуже важливе значення як для теорії, так і для техніки цифрового зв'язку.

У випадку дискретного інформаційного сигналу фазова модуляція перетворюється на фазову маніпуляцію (рис.1.5,г). Для наведеного прикладу у процесі модуляції двійковим інформаційним сигналом фаза радіосигналу на кожному тактовому інтервалі може приймати тільки два значення, які відрізняються на  $180^\circ$ .

У разі фазової маніпуляції значенням вихідних даних 0 і 1 відповідають сигнали однакової частоти й амплітуди, але з різними початковими зсувами.

У сучасних системах часто використовують більші набори фазових кутів. Це дозволяє передавати у одному канальному символі не один, а декілька інформаційних біт. Наприклад, системи стільникового зв'язку стандарту IS-136 CDMA використовують різновид фазової маніпуляції, а саме квадратурну фазову маніпуляцію КФМ-4 (QPSK), яка реалізує передачу двох інформаційних біт за один канальний символ.

І нарешті, для цифрових систем зв'язку представляє інтерес вид модуляції, для якого забезпечується одночасна модуляція декількох параметрів гармонічного колювання – амплітуди, частоти або фази. На рис. 1.5д наведено приклад одночасної маніпуляції амплітуди і фази.

Як відзначалося, вплив модуляції на систему полягає не лише у перенесенні спектра інформаційного сигналу у виділений для каналу зв'язку частотний діапазон, а являється набагато ширшим. В іншому випадку усі системи могли б використовувати один вид модуляції і проблема підвищення ефективності системи шляхом вибору виду модуляції та режимів її функціонування відпала би сама собою.

Реально ситуація є зовсім протилежною, тому використовуються десятки видів цифрової модуляції. Більше того вплив процесів модуляції/демодуляції на характеристики системи зв'язку є визначальним [6,7].

В процесі здійснення модуляції наявні дві складові – вхідна інформація та несуче коливання, на базі яких формується модульований сигнал. Розглянемо детальніше ці складові.

Взагалі цифрові системи передачі характеризуються двома важливими особливостями [4,8]:

– по-перше, будь-які повідомлення надаються у цифровій формі, тобто у вигляді послідовності біт  $\{a_i, i = \dots -1, 0, +1 \dots\}$ ; для довільного значення індексу «і» символ  $a_i$  може приймати тільки значення із алфавіту  $\{0,1\}$ ;

– по-друге, передавач системи зв'язку формує і передає по черзі у канал передачі кінцеву кількість сигналів  $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$ , що відрізняються за формою, які прийнято називати канальними символами; один канальний символ переносить один або більшу кількість інформаційних біт, які належать передачі; якщо  $M = 2$ , то систему передачі називають двійковою, а для  $M > 2$  маємо М-ічну систему.

Тобто, вхідна інформація для цифрової системи передавання представляє собою послідовність бітів (нулів та одиниць), причому тривалість кожного біта становить  $T_b$ . В результаті наявний потік вхідної інформації з швидкістю  $R = 1/T_b$ .

Але, як відзначалося, вхідна інформація не є електричним сигналом, тому вона не може бути представлена у вигляді часової залежності амплітуди напруги або струму і не може здійснювати модуляцію коливання. Вхідну інформацію спочатку необхідно перетворити в електричний сигнал, тобто здійснити кодування вхідної інформації.

Відповідно, в результаті кодування (до формування канальних символів) інформаційні біти перетворюються на електричні імпульси прямокутної, трикутної форм, у вигляді відрізків гармонічного коливання і т.ін. Досить часто для кодування використовується послідовність додатних і від'ємних імпульсів прямокутної форми без постійної складової (цей сигнальний формат для двійкових сигналів відомий як формат без

повернення до нуля – БПН, або англійською NRZ). Отриманий кодовий сигнал в подальшому може використовуватися вже як сигнал, що безпосередньо здійснює модуляцію несучого коливання.

Несуче коливання, як правило, є гармонічним коливанням. Як показано на рис. 1.5 модулюючий сигнал може діяти як окремо на амплітуду, частоту та фазу несучого коливання так і одночасно на декілька параметрів, зокрема на амплітуду і фазу(рис.1.5д). В результаті отримуємо амплітудну маніпуляцію (ASK), частотну маніпуляцію (FSK), фазову маніпуляцію (PSK) і комбіновану амплітудно-фазову (QAM) маніпуляцію.

Якщо кожен біт вхідної інформації змінює параметри несучого коливання (тобто, один радіосимвол переносить один інформаційний біт), то отримуємо двійкові або бінарні види модуляції (BASK, BFSK, BPSK).

Але, крім бінарних модуляцій, як було відзначено, використовуються також так звані M-ічні або M-рівневі модуляції, де  $M > 2$ . При цьому декілька вхідних бітів об'єднуються у символи.

Узагальнену класифікацію основних видів маніпульованих сигналів наведено на рис.1.6 [1,9].

По-перше, відзначимо, що на рис.1.6 відокремлені також широкосмугові види модуляції, які використовуються в системах з розширенням спектра – зокрема, розширення спектра методом прямої послідовності DSSS, яке застосовується в системах з використанням множинного доступу з кодовим розділенням (CDMA), розширення спектра методом стрибків по частоті FHSS, яке застосовується в стандарті GSM, а також системи з використанням розділення на підставі мультиплексування за допомогою ортогональних піднесучих (OFDM), яке знайшло широке застосування у цифровому телебаченні та мережах безпроводного зв'язку (стандарт IEEE 802.16, відомий як WiMax).

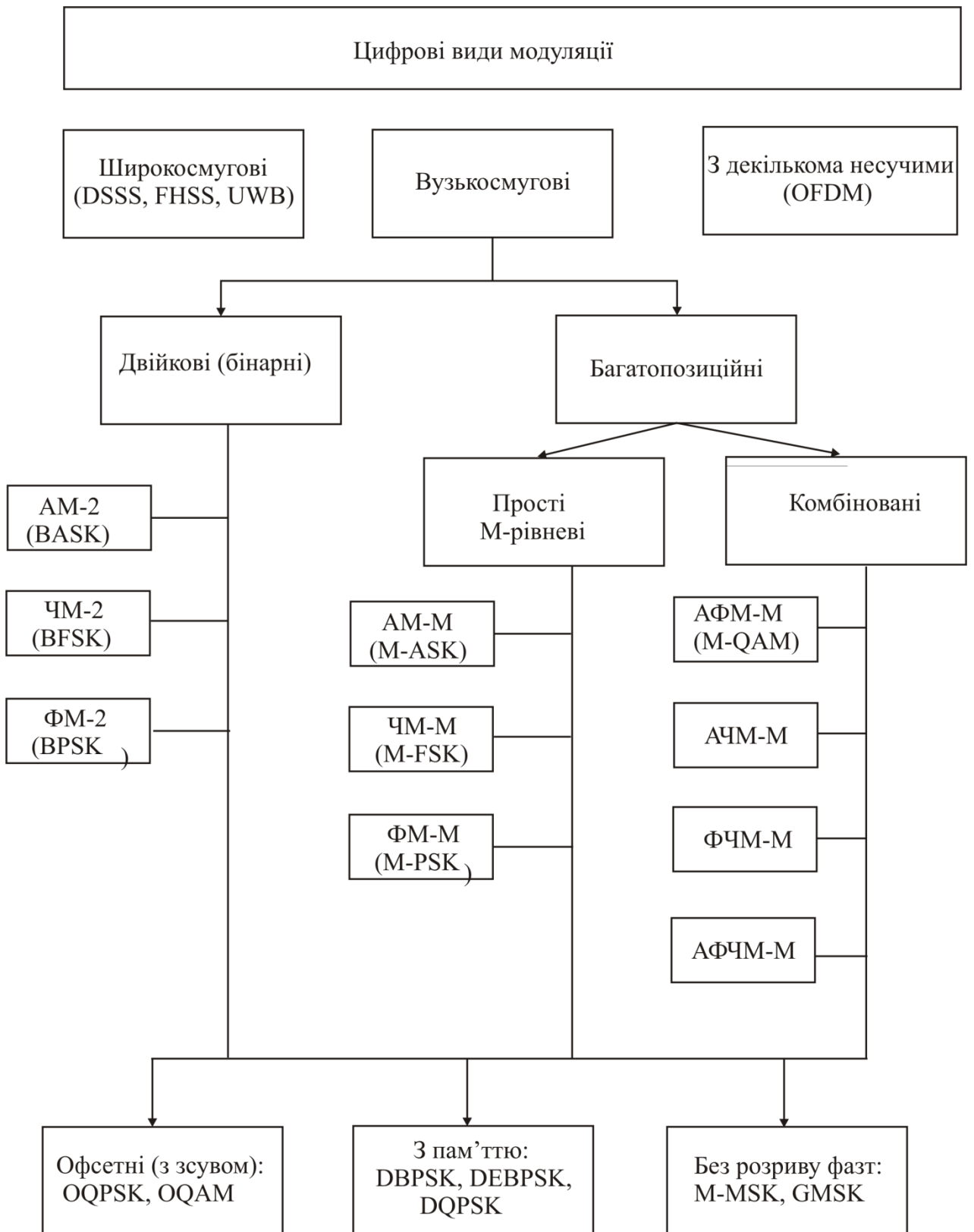


Рисунок 1.6 – Класифікація маніпульованих сигналів

Основною задачею магістерської роботи є моделювання каналу зв'язку з використанням ефективних багатопозиційних методів модуляції, що

відносяться до вузькосмугових методів. Тому, аналіз вузькосмугових методів маніпуляції у запропонованій класифікації проведено більш детально і, відповідно, серед цих методів виділені вже розглянуті методи двійкової або бінарної маніпуляції і відокремлена ціла низка методів багатопозиційної маніпуляції, які розділені на дві групи – прості і комбіновані методи.

Як відзначалося у випадку об'єднання  $k$ -бітів отримуємо  $M=2^k$  різних символів і саме такі види маніпуляції називають багатопозиційними або  $M$ -ічними ( $M$ -рівневими) видами маніпуляції. В свою чергу багатопозиційні види маніпуляції за кількістю інформативних параметрів сигналу можна розділити на дві основні групи: прості й комбіновані. До простих належать види маніпуляції з одним інформативним параметром -  $M$ -ічна амплітудна маніпуляція АМ-М (MASK),  $M$ -ічна частотна маніпуляція ЧМ-М (MFSK),  $M$ -ічна фазова маніпуляція ФМ-М (MPSK).

До комбінованих у загальному випадку відносять види маніпуляції з кількома інформаційними параметрами –  $M$ -ічна амплітудно-фазова маніпуляція (АФМ-М, або  $M$ -QAM),  $M$ -ічна амплітудно-частотна маніпуляція (АЧМ-М),  $M$ -ічна фазочастотна маніпуляція (ФЧМ-М) і амплітудно-фазочастотна маніпуляція АФЧМ-М. Основні характеристики модуляції можна розділити на три види (рис.1.7).

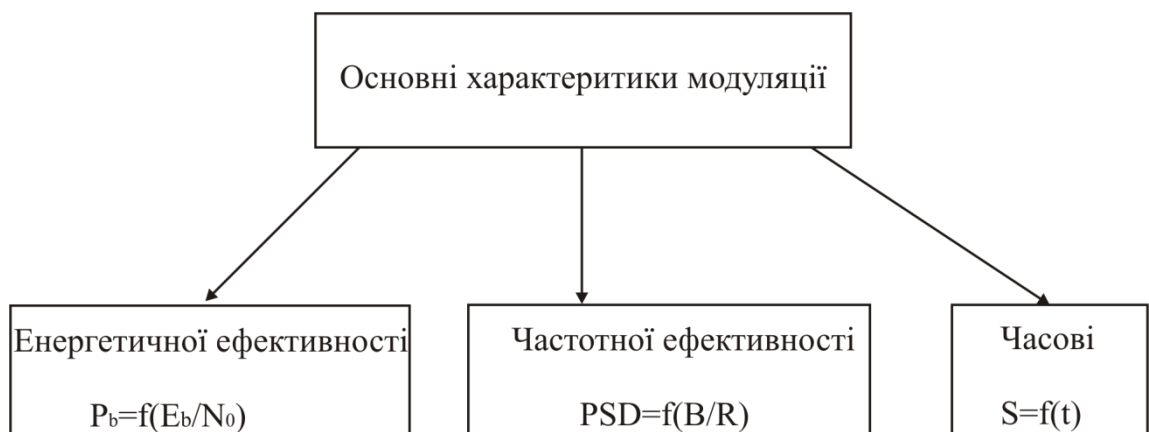


Рисунок 1.7 – Основні характеристики методів модуляції

Якщо часові характеристики (осцилограми) носять в основному пізнавальний характер, то характеристики енергетичної та частотної ефективностей модуляції суттєво впливають на показники системи в цілому.

У параграфі 1.1 показано, що максимальне значення частотної ефективності системи передавання відеосигналу  $(R/B)_{\max}=2$ . Але при застосуванні модуляції даний показник в більшості випадків значно погіршується. Справа в тому, що модульований сигнал  $S_M$  представляє собою пермноження двох складових – модуляційного сигналу та несучого коливання [9]:

$$S_M = S_m S_c = S_m A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c),$$

де  $S_M$  – модулюючий сигнал;

$A_c, \omega_c, \varphi_c$  – амплітуда, частота та фаза несучого коливання, відповідно.

Відомо [9], що у випадку застосування модулюючого сигналу у вигляді полярного NRZ сигналу ширина смуги частот модульованого сигналу становить  $2f_{mv}$  (де  $f_m$  – верхня частота модулюючого сигналу, який є відеосигналом). В результаті для модульованого сигналу частотна ефективність зменшується порівняно з частотною ефективністю модулюючого сигналу (відеосигналу):

$$(E_f)_m = \left( \frac{R}{B_m} \right)_{\max} = 1. \quad (1.20)$$

Саме на значення частотної ефективності, що визначається виразом (1.20) необхідно орієнтуватися при застосуванні модуляції, крім спеціально оговорених випадків.

Розглянемо частотну ефективність системи при використанні M-рівневої модуляції. В модуляторі в процесі об'єднання k-бітів в один символ формуються M-рівневі модуляції ( $M=2^k$ ), причому в даному випадку тривалість символу збільшується, а швидкість передавання відповідно зменшується:

$$T_s = kT_b, \quad (1.21)$$

$$R_s = \frac{R}{k}. \quad (1.22)$$

Як видно із залежності (1.22), при використанні  $M$ -рівневої модуляції, згідно з критерієм Найквіста (1.10) можна ширину смуги частот також зменшити в  $k$ -разів. Але, з даної залежності можна зробити інший, важливий для практики висновок: якщо ширину смуги частот в обох випадках (бінарної та  $M$ -рівневої) залишити однаковою ( $B=\text{const}$ ), то швидкість передавання інформації при використанні  $M$ -рівневих модуляцій збільшується у  $k$ -разів.

Відповідно, при використанні  $M$ -рівневих модуляцій представляють інтерес наступні показники: кількість бітів в символах, ширина смуги частот кожного каналу, швидкість передавання інформації.

### 1.3 Багатопозиційні прості методи модуляції

Багатопозиційні прості методи маніпуляції передбачають виконання маніпуляції лише одного інформативного параметра сигналу – амплітуди, частоти або фази. У процесі маніпуляції ці параметри можуть набувати одне з  $M > 2$  дозволених значень.

Відповідно до цього розрізняють  $M$ -ічні амплітудно-маніпульовані, частото-маніпульовані і фазоманіпульовані сигнали. У відомих цифрових системах передачі використовують маніпульовані сигнали з  $M=4, 8, 16, 32, 64$  і навіть 256.

Це дає змогу значно підвищити швидкість передавання інформації, оскільки кожним символом передається  $\log_2 M$  бітів. Однак такі системи стають більш критичними до дії шумів і завад, оскільки з підвищенням  $M$  зростають вимоги до розрізнення двох сигналів з близькими значеннями інформативних параметрів.

### 1.3.1 Метод маніпуляції 4-PSK (QPSK)

Зупинимося детальніше на відносно простій завадостійкій маніпуляції типу ФМ-4 (4-PSK), яка звичайно у технічній літературі трактується як квадратурна фазова маніпуляція – QPSK.

Назва маніпуляції цього й інших методів містить термін “квадратурна”. Можна відзначити, що квадратурне представлення сигналів є досить доцільним і потужним засобом описання цифрових модульованих сигналів.

Дійсно фазоманіпульоване несуче коливання може бути зображено у вигляді лінійної комбінації синусоїдного і косинусоїдного коливань із нульовими початковими фазами. Це впливає із тригонометричного рівняння:

$$\begin{aligned} A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) &= A(t)\cos\varphi \cdot \cos\omega_0 t - A(t)\sin\varphi \cdot \sin\omega_0 t = \\ &= I(t) \cdot \cos\omega_0 t + Q(t)\sin\omega_0 t. \end{aligned} \quad (1.23)$$

Відмітимо, що  $A(t)\cos\varphi$  і  $A(t)\sin\varphi$  на тактовому інтервалі є константами, і, значить, виступають коефіцієнтами під час представлення радіочастотного сигналу (1.23) у вигляді лінійної комбінації сигналів  $\cos\omega_0 t$  і  $\sin\omega_0 t$ .

Оскільки складові  $\cos\omega_0 t$  і  $\sin\omega_0 t$  мають фазовий зсув  $90^\circ$ , то на фазовій діаграмі вони ортогональні (інакше кажучи, знаходяться у квадратурі). Тобто,  $\cos\omega_0 t$  і  $\sin\omega_0 t$  можна розглядати як базові вектори на двомірній фазовій діаграмі. Відповідно, косинусоїдний сигнал  $I(t)$  прийнято називати реальною або синфазною компонентою даних, а синусоїдний  $Q(t)$  – уявною, або квадратурною складовою. Таким чином, для квадратурних каналів можливо розглядати дві окремих двійкових маніпуляції з їх

наступною суперпозицією. У такому представленні процеси модуляції і демодуляції набувають легшої схемотехнічної реалізації (рис. 1.8) [4].

Так, у наведеному модуляторі за допомогою місцевого гетеродину формуються два коливання однієї і тієї ж частоти із фазовим зсувом  $90^\circ$  – синусоїдна і косинусоїдна високочастотні компоненти. Потік інформаційних даних розподіляється на послідовності непарних і парних імпульсів, які утворюють два окремих потоки  $I(t)$  і  $Q(t)$ . За цього кожен з потоків має символну швидкість удвічі меншу за бітову швидкість (тобто тривалість кожного символу удвічі більша за тривалість інформаційного біту). Сформовані квадратурні потоки каналних символів надходять до балансних змішувачів ЗМ1, ЗМ2 (використовуються також еквівалентні терміни «перемножувачі» і «перемножуючі модулятори»). Оскільки  $I(t)$  і  $Q(t)$  компоненти є двійковими (рис.1.9), то це буде призводити до зміни поточної фази несучого коливання у квадратурних каналах на  $180^\circ$ .

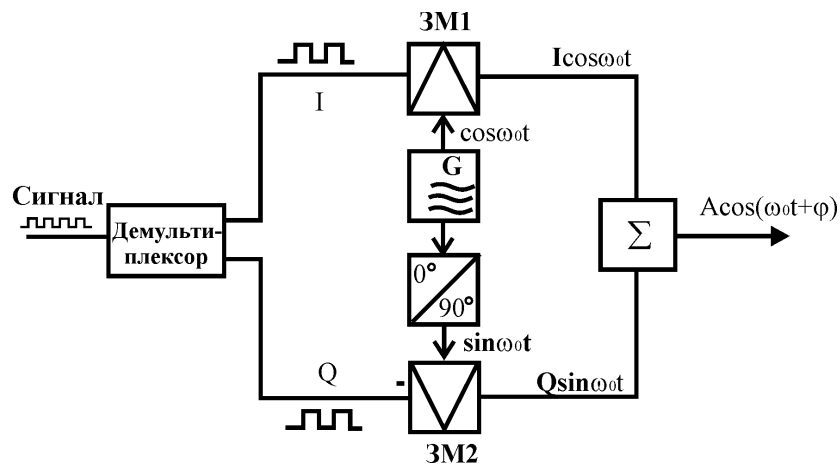


Рисунок 1.8 – Функціональна схема квадратурного I/Q модулятора

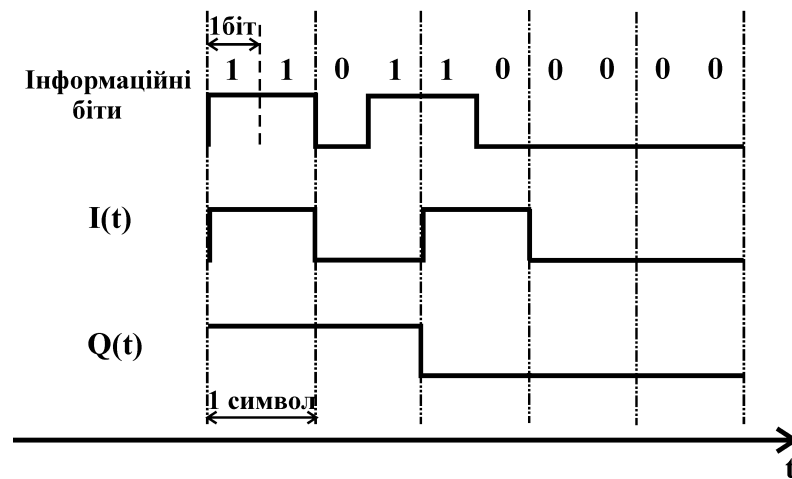


Рисунок 1.9 – Формування квадратурних компонент із двобітових символів

Обидві радіочастотні компоненти квадратурних каналів  $I(t)\cos\omega_0 t$  і  $Q(t)\sin\omega_0 t$  потім додаються у суматорі. Через двійковий характер компонент  $I(t)$  і  $Q(t)$ , подалі будемо просто їх позначати через  $I$  і  $Q$ . Зауважимо, що у техніці цифрового зв'язку, ці двобітові символи прийнято розглядати як комплексні символи  $I + jQ$ .

У приймачі також генеруються два квадратурних опорних коливання і відбувається демодуляція кожної із компонент окремо. Набагато легше проводити детектування сигналів із фазовим зсувом  $180^\circ$ , який спостерігається у кожному з квадратурних каналів, ніж результуючого радіочастотного сигналу із чотирма можливими фазовими зсувами, що відрізняються на  $90^\circ$ .

На відміну від двійкової фазової маніпуляції, де один каналний символ переносить один інформаційний символ, квадратурна фазова маніпуляція дозволяє реалізувати передачу одним каналним символом двох інформаційних бітів. Пари бітів, які слідують один за одним, можуть приймати значення з наступного ансамблю:  $\{0\ 0\}$ ,  $\{0\ 1\}$ ,  $\{1\ 0\}$ ,  $\{1\ 1\}$ . Якщо для передачі кожної пари використовувати тільки один каналний символ, то буде потрібно реалізувати чотири каналних символи  $\{s_0(t), s_1(t), s_2(t), s_3(t)\}$ . За цього швидкість передачі символів у канал зв'язку стає у два рази меншою у порівнянні зі швидкістю надходження інформаційних бітів до входу

модулятора  $i$ , відповідно, один канальний символ тепер займає часовий інтервал тривалістю  $2T$ .

Оскільки для КФМ-4 (QPSK) на один символ, що передається, приходится два біти інформації, то КФМ-4 є більш ефективним методом модуляції у порівнянні з двійковою (бінарною) фазовою модуляцією ФМ-2 (BPSK), для якої передається тільки один біт інформації на символ.

Як канальні символи для QPSK можна вибрати такі радіосигнали:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= s[t, \varphi_i(t)] = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \varphi_i(t)] = \\ &= \operatorname{Re}\{A \cdot \exp[j\varphi_i(t)] \cdot \exp[j2\pi f_0 t]\}, \quad 0 \leq t \leq 2T, \end{aligned} \quad (1.24)$$

де  $\varphi_i(t) \equiv \frac{\pi}{4}(2i + 1)$  – відхилення фази радіосигналу з номером  $i$  від фази немодульованого несучого коливання;

$\dot{A} = A \cdot \exp[j\varphi(t)]$  – комплексна обвідна цього сигналу на інтервалі часу  $[0, 2T]$  для  $i = 0, 1, 2, 3$ .

У подальшому замість чотирьох канальних символів, або чотирьох радіосигналів, можна розглядати один радіосигнал, комплексна амплітуда якого може приймати чотири значення, які представлені на сигнальному сузір'ї сигналу QPSK (рис. 1.10).

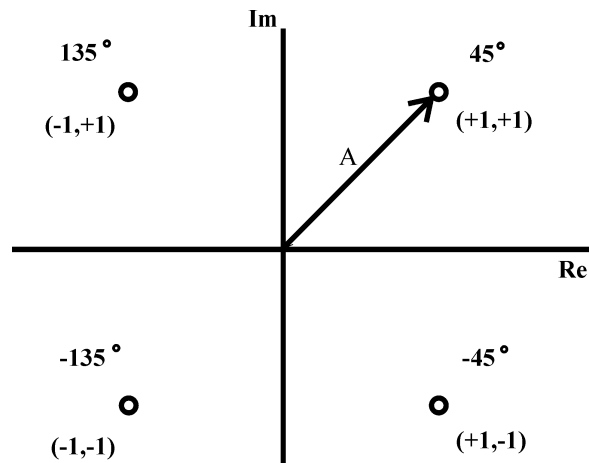


Рисунок 1.10 – Сигнальне сузір'я сигналу QPSK

Квадратурна фазова модуляція може бути реалізована наступним шляхом. Потік даних, що надходить з бітовою швидкістю  $1/T$  (біт/с) на вході модулятора розподіляється на два потоки даних. Тобто, послідовність біт, що надходить до модулятора (табл.1.1) розподіляється на дві підпослідовності  $b_{2i-1}$  і  $b_{2i}$ , до першої з яких входять усі непарні біти (табл. 1.2), а до другої усі парні біти (табл.1.3).

Таблиця 1.1 – Вхідна послідовність інформаційних біт

a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12	a13	a14	a15
0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1

Таблиця 1.2 – Підпослідовність непарних бітів

b1=a1	b3=a3	b5=a5	b7=a7	b9=a9	b11=a11	b13=a13	b15=a15
0	1	1	0	1	0	1	1

Таблиця 1.3 – Підпослідовність парних бітів

b2=a2	b4=a4	b6=a6	b8=a8	b10=a10	b12=a12	b14=a14
1	0	1	0	1	1	0

Біти, що займають однакові позиційні номери у таблицях 2.2, 2.3  $\{b_1, b_2\}$ ,  $\{b_3, b_4\}$ ,  $\{b_5, b_6\} \dots \{b_{13}, b_{14}\}$  утворюють пари, які доцільно розглядати як комплексні біти. Дійсна частина такого комплексного біту є біт непарної підпоследовності (синфазна або I компонента), а уявна частина – біт парної підпоследовності (квадратурна або Q компонента). Отримані таким чином комплексні біти перетворюється у комплексну последовність електричних імпульсів тривалістю  $2T$  (тривалість канального символу) зі значеннями  $+1$  або  $-1$  дійсної та уявної частин, які саме і використовуються для модуляції несучого коливання  $\exp\{j2\pi f_0 t\}$ .

Тепер ближче підійдемо до пояснення роботи квадратурного I/Q модулятора як комплексного модулятора з математичної точки зору. Розглянемо один комплексний біт. Позначимо значення електричного імпульсу, що відповідає дійсній частині комплексного біту (це значення біту непарної підпоследовності) через символ I. Відповідно, значення електричного імпульсу, що відповідає уявній частині комплексного біту (це значення біту парної підпоследовності) через символ Q. Відмітимо, що I і Q можуть приймати значення  $+1$  або  $-1$ . Тоді процес модуляції несучого коливання електричними імпульсами I і Q можна характеризувати наступними рівняннями:

$$I \cdot \cos(2\pi f_0 t) = I \cdot \frac{\exp\{j2f_0 t\} + \exp\{-j2f_0 t\}}{2},$$

$$Q \cdot \sin(2\pi f_0 t) = I \cdot \frac{\exp\{j2f_0 t\} - \exp\{-j2f_0 t\}}{2j}.$$

Результуючий радіочастотний сигнал утворюється як суму синфазної та квадратурної компонент:

$$\begin{aligned} s(t) &= I \cdot \cos(2\pi f_0 t) + Q \cdot \sin(2\pi f_0 t) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{(I - jQ) \cdot \exp[j2\pi f_0 t] + (I + jQ) \cdot \exp[-j2\pi f_0 t]\} \end{aligned} \quad (1.25)$$

Якщо тепер ввести позначення:

$$\begin{aligned}
 I + jQ &= \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot e^{j\varphi}, \\
 I - jQ &= \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot e^{-j\varphi}, \\
 \varphi &= \arctg(Q/I),
 \end{aligned}
 \tag{1.26}$$

то, остаточно, для результуючого сигналу із (1.25) впливає:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot \left[ \frac{\exp(j2\pi f_0 t - \varphi) + \exp(-j2\pi f_0 t + \varphi)}{2} \right] = \\
 &= \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot \cos(2\pi f_0 t - \varphi).
 \end{aligned}$$

Таким чином, змінюючи значення  $I$  і  $Q$  у загальному випадку можна отримати амплітудну і фазову модуляцію. Так, якщо прийняти, що  $I$  і  $Q$  можуть приймати значення  $+1$  або  $-1$ , то амплітуда такого сигналу буде мати постійне значення і дорівнювати  $\sqrt{2}$ , а фаза  $\varphi$  згідно з (1.26) прийматиме чотири можливих значення:  $+45^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-135^\circ$ .

Отримані результати дозволяють представити комплексну обвідну високочастотного сигналу у випадку КФМ-4 (QPSK) модуляції у наступному вигляді:

$$\dot{A}^*(t) = \sqrt{2}A \cdot \exp\left[j \frac{\pi}{4} (2i + 1)\right], \quad i = 0, 1, 2, 3 \text{ на інтервалі } 0 < t \leq 2T.$$

За проведеним аналізом можливо запропонувати наступну функціональну схему модулятора QPSK (рис. 1.11) [4,8].

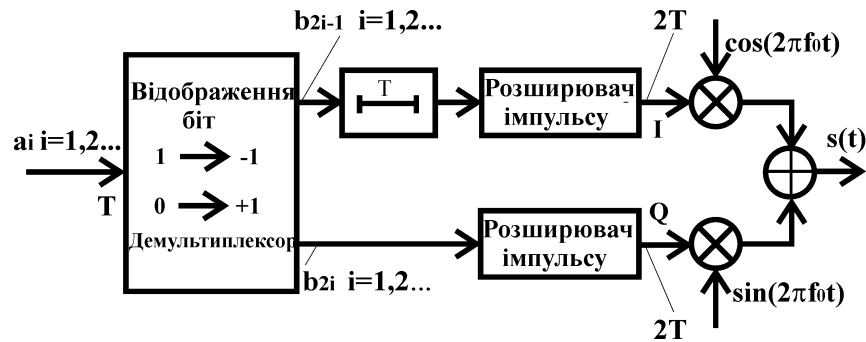


Рисунок 1.11 – Функціональна схема модулятора КФМ-4 (QPSK)

На вхід першого блоку надходять інформаційні біти, які перетворюються у послідовність прямокутних імпульсів додатної і від’ємної полярностей тривалістю  $T$ . Для розподілення потоку даних на дві підпослідовності з непарними і парними бітами використовується демультиплексор, що використовується як послідовно-паралельний перетворювач. Для того, щоб парні і непарні біти були синхронізовані у часі підпослідовність з непарними бітами після демультиплексору затримується на інтервал рівний тривалості інформаційного біту. Далі тривалість імпульсів в обох підпослідовностях збільшується до величини  $2T$  (тобто визначається тривалість каналного символу) і вже після цього здійснюється перенесення на частоту несучого коливання у кожному квадратурному каналі.

Аналіз функціональної схеми свідчить, що у кожному каналі здійснюється бінарна фазова маніпуляція, але введення другого ортогонального каналу дозволяє практично удвічі збільшити ефективність використання заданої смуги частот, оскільки результуючий каналний символ вже переносить два інформаційних біти.

Для визначення властивостей модульованих сигналів, окрім сигнального сузір’я, досить часто використовують діаграму фазових переходів, яка відтворює графічне зображення траєкторій переміщення сигнальних точок у сигнальному сузір’ї під час переходу від одного каналного символу, що передається, до іншого. Відмітимо, що введення символу  $I$  для дійсної частини комплексного біту і символу  $Q$  для уявної

частини дозволяє представляти як сигнальне сузір'я, так і діаграму фазових переходів у координатах I, Q. Саме таке зображення фазових переходів у координатах I, Q отримало у літературі назву фазового сузір'я (англійською – phase constellation). Для сигналу QPSK така діаграма фазових переходів наведена на рис. 1.12.

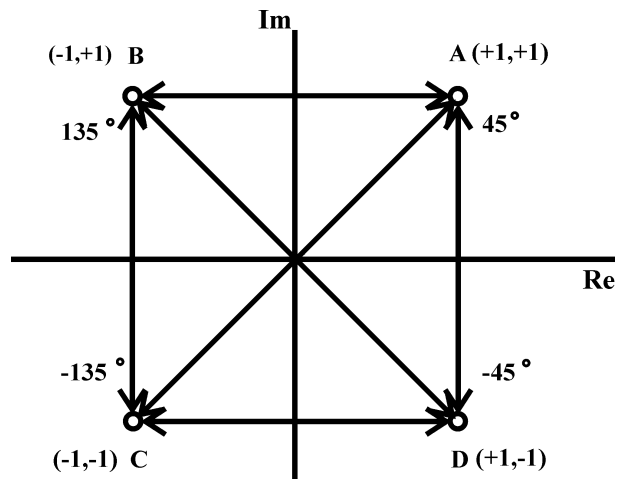


Рисунок 1.12 – Фазове сузір'я (діаграма фазових переходів)  
для сигналу КФМ-4 (QPSK)

Чотири можливих стани на фазовому сузір'ї це  $+45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $-135^\circ$ . Так, наприклад, точка з координатами  $(+1,+1)$  розташована на лінії, що утворює кут  $45^\circ$  з осями координат і відповідає передачі символів  $(+1,+1)$  в обох квадратурних каналах модулятора. Якщо наступною парою символів буде  $(-1,+1)$ , якій відповідає фазовий кут  $+135^\circ$ , то від точки  $(+1,+1)$  необхідно провести стрілку до точки  $(-1,+1)$ , що буде означати перехід фази радіосигналу від значення  $+45^\circ$  до значення  $+135^\circ$  (тобто, поточна фаза змінилася на  $+90^\circ$ ). Але, якщо наступною парою символів буде  $(-1,-1)$ , якій відповідає фазовий кут  $-135^\circ$ , то від точки  $(+1,+1)$  необхідно провести стрілку до точки  $(-1,-1)$ , що свідчить про проходження фазової траєкторії через початок координат і зміну фази радіосигналу від значення  $+45^\circ$  до значення  $-135^\circ$  (поточна фаза змінилася на  $180^\circ$ ).

Відзначимо, що фаза несучого коливання може змінюватися тільки один раз на інтервалі  $2T$ , оскільки на цьому інтервалі значення фазового куту може відповідати тільки одному із чотирьох можливих фазових станів. Якщо для наступного інтервалу у кожному з потоків не відбувається зміни знаку каналних імпульсів, то фаза несучого коливання не змінюється. Зміна фази одного з потоків приводить до фазового зсуву носія на  $90^\circ$ , а зміна фази одночасно у обох каналах до фазового зсуву на  $180^\circ$ .

Як це впливає з (1.9) та аналізу рис.2.7, швидкість передачі символів для QPSK дорівнює половині швидкості передачі біт інформації. У порівнянні з бінарною фазовою модуляцією це означає, що ефективність використання заданої смуги частот збільшується удвічі.

### 1.3.2 Квадратурна амплітудна маніпуляція

Як видно з проведеного у параграфі 1.3.1 аналізу, при застосуванні  $M$ -ічної фазової модуляції амплітуда і частота несучого коливання впродовж сеансу зв'язку залишаються постійними. Змінюється тільки значення початкової фази кожного каналного символу.

Квадратурна амплітудна модуляція (quadrature amplitude modulation – QAM) передбачає одночасну зміну амплітуди і початкової фази кожного каналного символу (рис. 1.5, д). Один каналний символ для методу QAM може бути представленим у вигляді [4,8]:

$$s(t) = A_m \cos(2\pi f_0 t + \Phi_m) = \operatorname{Re}[A_m \cdot \exp(j\Phi_m) \cdot \exp(j2\pi f_0 t)], \quad (i-1)T < t < iT,$$

де  $\dot{A}_m = A_m \cdot \exp(j\Phi_m)$  – комплексна амплітуда каналного символу,  $m=1, 2, \dots, M$ .

Для побудови сигнального сузір'я доцільно представити вираз для  $s(t)$  у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_m \cos(2\pi f_0 t + \Phi_m) = A_m \cos(\Phi_m) \cos(2\pi f_0 t) + A_m \sin(\Phi_m) \sin(2\pi f_0 t) = \\ &= a_m \cos(2\pi f_0 t) + b_m \sin(2\pi f_0 t), \quad (i-1)T < t < iT, \end{aligned} \quad (1.27)$$

де коефіцієнти  $a_m, b_m$  визначають координати  $m$ -ї точки фазового сузір'я.

Якщо порівняти вирази (1.24) для методу QPSK і вираз (1.27) для методів M-QAM, то можна зробити висновок, що якісно вони подібні і методи M-QAM можна також реалізувати на підставі квадратурного подання радіосигналу з використанням I,Q – модулятора.

Як було визначено один канальний символ M-QAM сигналу може переносити  $m = \log_2 M$  інформаційних бітів. Зокрема для  $M=16$  маємо  $m=4$ . Тому, якщо вважати, що тривалість одного біта рівняється  $T_b$ , то тривалість одного канального символу QAM сигналу рівняється  $T_s = mT_b$ . Відповідно під час формування такого сигналу потік інформаційних бітів повинен групуватися у блоки з  $m$  бітів. Для кожного такого блоку повинен бути сформований один відповідний канальний символ. Процес встановлення такої відповідності в технічній літературі називають сигнальним кодуванням.

При великих значеннях  $M$  задавати множину можливих координат сигнальних точок найпростіше за допомогою цілих чисел, нумерацію яких починають від початку координат. Наприклад для квадратної решітки, яку зображено на рис.1., можна ввести позначення  $a_{\min}, b_{\min}$  для координат точок найближчих до початку координат. Тоді, якщо усі сусідні точки мають однакові відстані між собою впродовж кожної осі, то координати інших точок можна визначити через значення координат найближчих точок за допомогою співвідношень

$$a_k = \pm k a_{\min} \quad (1.28)$$

$$b_l = \pm l b_{\min} , \quad (1.29)$$

де індекси  $k$  і  $l$  приймають цілочислові значення.

Можна відзначити, що в принципі такий підхід і було застосовано під час формування символів для методу QPSK. Дійсно, метод QPSK можна трактувати не тільки як варіант методу 4-PSK, але й як окремий випадок методу QAM, а саме 4-QAM. Якщо припустити, що для методу 4-QAM

необхідно реалізувати сигнальне (фазове) сузір'я у вигляді квадратної решітки, то, очевидно, необхідно визначити координати двох точок по осі I і координати двох точок по осі Q. При обранні мінімальної відстані по обом вісям  $a_{\min}=1$ ,  $b_{\min}=1$ , то згідно з (1.28) і (1.29) ці дві координати для кожної осі відповідатимуть значенням коефіцієнтів  $k=l=1$  і складуть пару  $-1,+1$  по осі I і таку ж пару  $-1,+1$  по осі Q.

Оскільки один каналний символ M-QAM сигналу може переносити  $m=\log_2 M$  інформаційних бітів, то для  $M=4$  маємо  $m=2$ . Тому, якщо вважати, що тривалість одного біта рівняється  $T_b$ , то тривалість одного каналного символу 4-QAM сигналу рівняється  $T_s=2T_b$ . Відповідно під час формування 4-QAM сигналу потік інформаційних бітів повинен групуватися у блоки з 2 бітів. Для кожного такого блоку повинен бути сформований один відповідний каналний символ. Але саме так і формуються каналні символи для методу QPSK (рис. 1.13, рис. 1.9).

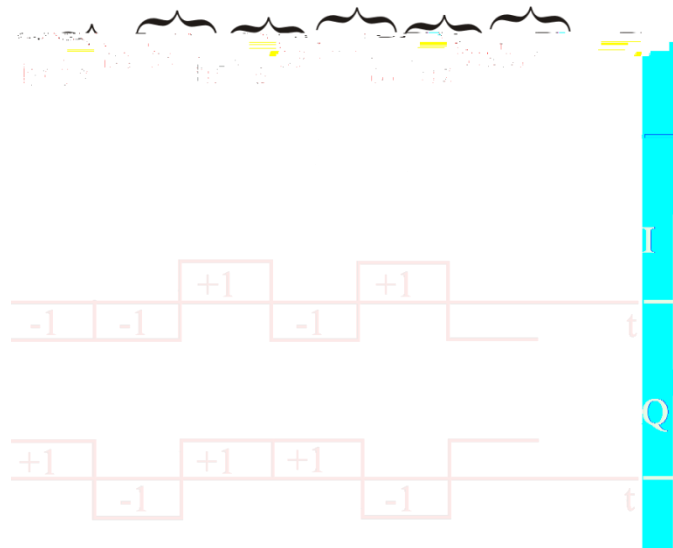


Рисунок 1.13 – Формування каналних символів для методу 4-QAM (QPSK)

Далі, якщо перетворення інформаційних біт на електричні імпульси відбувається за алгоритмом, для якого логічний “0” відповідає прямокутному імпульсу з рівнем  $+1$ , а логічна “1” відповідає прямокутному імпульсу з

рівнем -1, то процедура сигнального кодування набуває простої інтерпретації – таблиця 1.1., а відповідне сигнальне сузір'я має вигляд квадратної решітки – рис. 1.14.

Таблиця 1.4. Сигнальне кодування методу QPSK (4 -QAM)

B	b	I	Q
0	0	1	1
0	1	1	-1
1	0	-1	1
1	1	-1	-1

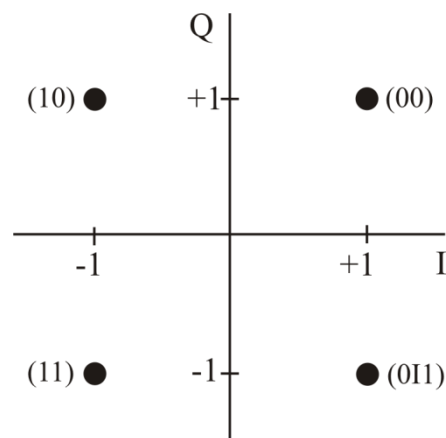


Рисунок 1.14 – Фазове сузір'я і сигнальне кодування для методу 4-QAM (QPSK)

Оскільки вирази для формування сигналів QPSK (1.24) і M-QAM (1.27) на підставі квадратурного подання сигналів подібні, то такий підхід до формування сигнального сузір'я можна роз поширити і на більші значення  $M > 4$ .

Дійсно в [10] показано, що коефіцієнти  $k$  і  $l$ , необхідні для визначення координат точок по осям  $I$ ,  $Q$  можна подати у загальному вигляді :

$$k(l) = 2m - 1 - L, \quad (1.30)$$

де  $L = \sqrt{M}$ ,  $m=1,2,\dots,L$ .

Очевидно, що для розглянутого прикладу  $M=4$ ,  $L=2$  і для значень  $m=1$ ,  $m=2$  отримаємо множину точок  $-1,+1$ .

Якщо за запропонованим алгоритмом реалізувати сигнальне сузір'я у вигляді квадратної решітки для методу 16-QAM, то, очевидно, що для такого виду модуляції необхідно сформулювати чотири значення для I компоненти і чотири значення для Q компоненти, що у підсумку дає 16 можливих станів.

Тобто, при  $M=16$  і, відповідно,  $L=4$ , з (1.31) для  $m=1$ ,  $m=2$ ,  $m=3$ ,  $m=4$  отримаємо, що значення індексів  $k(l)$  належать множині  $(-3, -1, 1, 3)$ . Сукупність усіх точок цього сигнального сузір'я може бути задана за допомогою наступної матриці:

$$|k,l| = \begin{pmatrix} (-3,+3) & (-1,+3) & (+1,+3) & (+3,+3) \\ (-3,+1) & (-1,+1) & (+1,+1) & (+3,+1) \\ (-3,-1) & (-1,-1) & (+1,-1) & (+3,-1) \\ (-3,-3) & (-1,-3) & (+1,-3) & (+3,-3) \end{pmatrix}$$

Відповідно сигнальне кодування для методу 16-QAM відображено у таблиці 1.5 а фазове сузір'я наведено на рис. 1.15.

Таблиця 1.2 – Сигнальне кодування методу 16-QAM

B(1)	B(2)	B(3)	B(4)	I	Q	B(1)	B(2)	B(3)	B(4)	I	Q
0	1	0	1	3	3	1	0	0	1	-1	3
0	1	0	0	3	1	1	0	0	0	-1	1
0	1	1	0	3	-1	1	0	1	0	-1	-1
0	1	1	1	3	-3	1	0	1	1	-1	-3
0	0	0	1	1	3	1	1	0	1	-3	3
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	-3	1
0	0	1	0	1	-1	1	1	1	0	-3	-1
0	0	1	1	1	-3	1	1	1	1	-3	-3

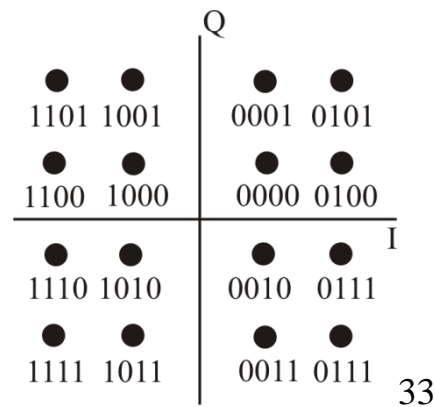


Рисунок 1.15 – Фазове сузір'я методу 16-QAM/

Сигнал може переходити до будь-якого стану наведеної фазової діаграми.

Відповідно до таблиці 1.2 для маніпуляції 16-QAM за один канальний символ передається чотири інформаційних біти. Це означає, що тривалість одного канального символу для цього методу  $T_c = 4T_b$ . Відповідно потік інформаційних біт для методу 16-QAM перетворюється на блоки із чотирьох біт і кожному такому блоку відповідає один канальний символ.

Необхідно відзначити, що різні канальні символи сигналу 16-QAM (на відміну від методу QPSK) мають різну енергію, відстань між різними сигнальними точками також відрізняється. В результаті ймовірність невірного визначення символу у приймачі для різних символів також виходить різною.

Квадратурна амплітудна модуляція при  $M=16$  знайшла застосування у транкінговій системі радіозв'язку iDEN (інтегрована цифрова мережа з розширеними можливостями) та цифрових релейних станціях.

Запропонований алгоритм формування фазового сузір'я у вигляді квадратної решітки застосовується і при більш складних методах QAM (64-QAM, 256-QAM).

Наприклад, для  $M=64$  і  $L=8$  відповідно до (1.30) отримуємо, що значення індексів  $k(l)$  належать множині  $(-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7)$ , що надає вісім координат по осі I і вісім координат по осі Q, що в результаті надає 64 точки



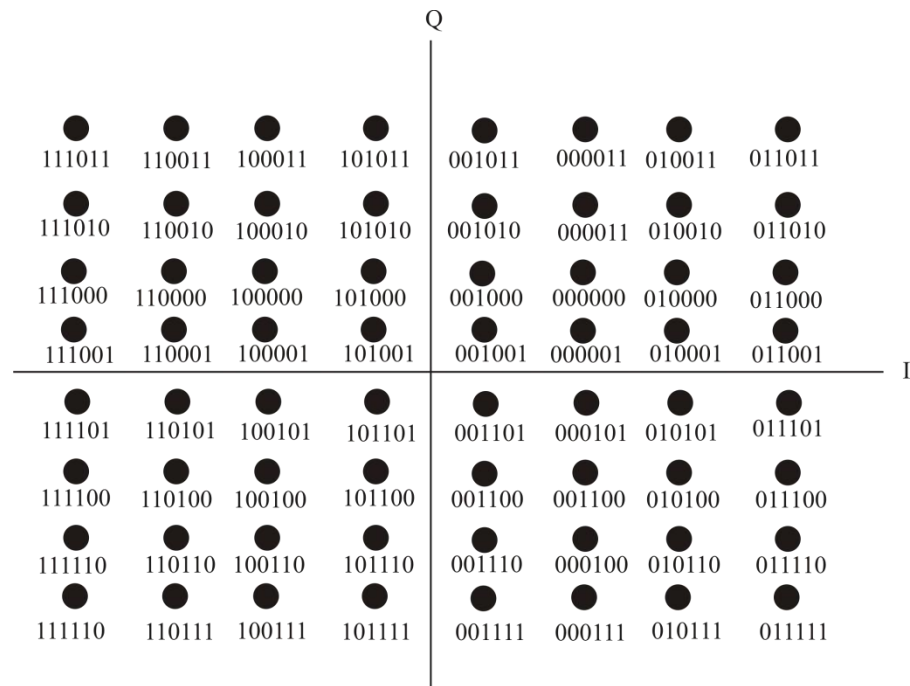


Рисунок 1.16 – Фазове сузір'я для методу 64-QAM

Наведені на рис. 1.14...1.16 фазові сузір'я мають форму квадратної решітки, у вузлах якої розташовані сигнальні точки. Можна відзначити, що це не єдина можлива форма фазового сузір'я і не завжди оптимальна. Зокрема, сигнальне сузір'я може бути реалізованим у вигляді хреста, кола і т. і., що особливо доцільно для більших значень  $M$  [13–15]. У сучасних системах зв'язку значення  $M$  може перевищувати 1024.

Так, наприклад, на рис.1.17 зображено фазове сузір'я для варіанту 16-QAM з квадратною решіткою (рис.1.17а) і варіанту QAM зі зниженою чутливістю до флуктуацій фази несучої частоти (рис.1.17б). Зниження чутливості досягається завдяки більшому куту між сигнальними векторами. Характерною особливістю сузір'я на рис.1.17б є те, що модульовальні параметри для  $I$ ,  $Q$  компонент взаємозв'язані і не можуть обиратися незалежно один від одного. Наприклад, значення  $I=1$  може відповідати лише двом значенням другого модульовального параметра  $Q=\pm 1$ .

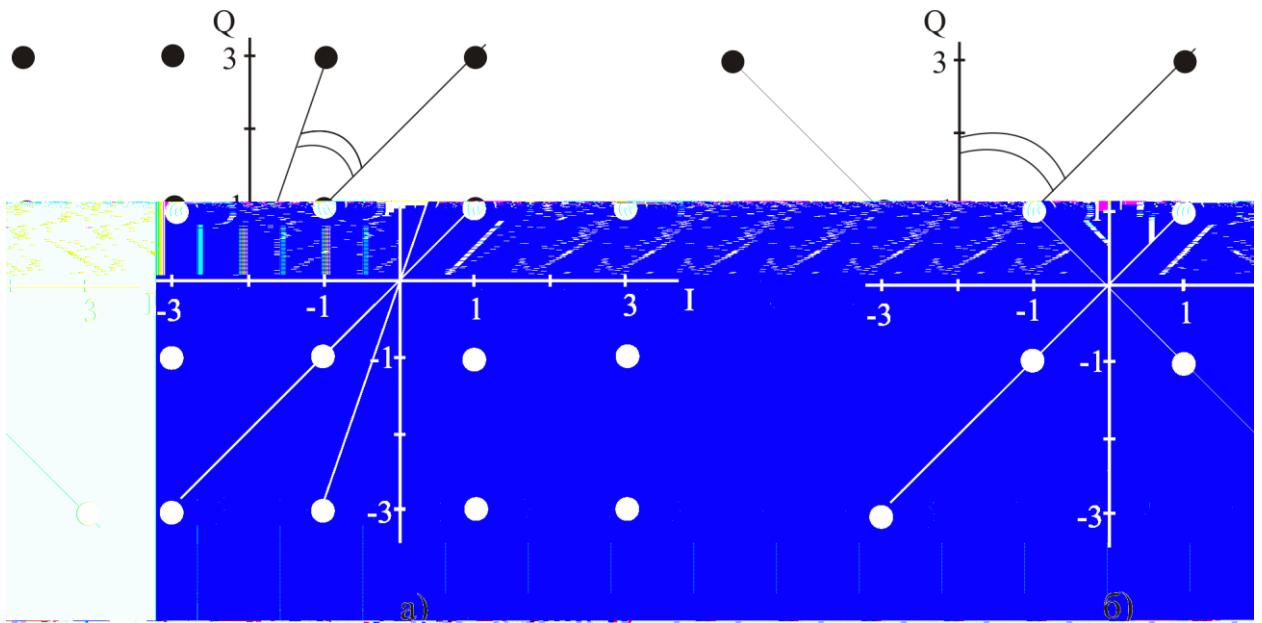


Рисунок 1.17 – Варіанти сигнального сузір'я для методів M-QAM

Якщо порівняти спектральну ефективність методу M-QAM з іншими видами цифровими методами модуляції, зокрема, бінарними то згідно з (1.22) можна відзначити, що вона має найкращі показники з цього параметру. Дійсно, в параграфі 1.2 було показано, що для M-рівневої багатопозиційної модуляції ( $M=2^k$ ) відбувається формування каналних символів тривалістю  $T_s=kT_b$ . Це означає, що швидкість передавання інформації при використанні M-рівневих модуляцій збільшується у k-разів. В таблиці 1.7 наведені порівняльні характеристики бінарних та M-QAM модуляцій, які свідчать про значно більшу спектральну ефективність методів M-QAM [2].

Таблиця 1.7 – Порівняльні характеристики бінарних та M-QAM модуляцій

Показник	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
Теоретична спектральна ефективність	1	2	4	6
Реальна спектральна ефективність в системах з лінійним підсиленням, біт/(с·Гц)	0,8	1,6	3,2	5

Продовження таблиці 17

Реальна спектральна ефективність в системах з нелінійним підсиленням, біт/(с·Гц)	0,3	0,7	1...1,5	2...2,5
S/N, дБ, що необхідне для $P_b=10^{-4}$	8,4	11,4	19,2	25,5
$E_b/N_0$ , дБ, що необхідне для $P_b=10^{-4}$	8,4	8,4	13,2	17,8

З аналізу таблиці 1.7 можна зробити висновок що для досягнення підвищеної спектральної ефективності або зниження необхідного значення S/N при заданій ймовірності похибки, або і того і другого разом. Доцільно застосовувати метод M-QAM. Якщо канал (приймач/передавач) вважається лінійним, то за допомогою багатопозиційної модуляції можна наблизитися до теоретичної границі Шенона.

Ширина спектра такого сигналу приблизно така ж як і для M-ічного фазоманіпульованого сигналу. Але даний спосіб модуляції може забезпечити меншу ймовірність бітової помилки і тому у ряді випадків застосування M-QAM є більш доцільним (рис. 1.18) [8].

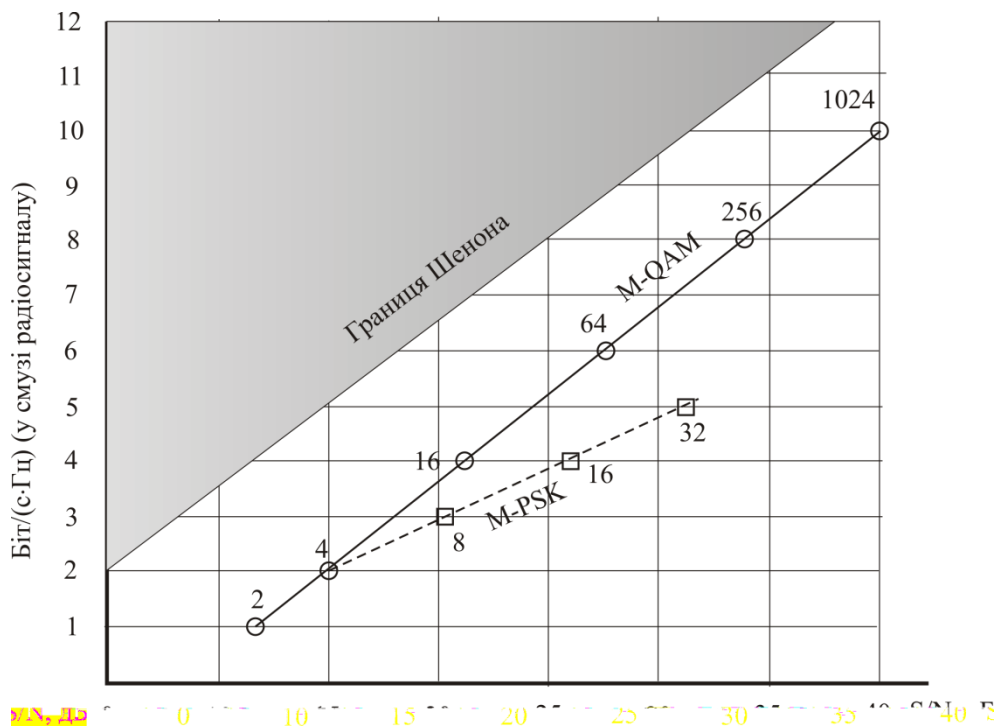


Рисунок 1.18 – Залежність спектральної ефективності M-позиційної когерентної M-QAM і M-PSK від відношення S/N при  $P_b=10^{-8}$

У загальному випадку  $M$ -рівневі системи  $M$ -QAM з лінійним підсиленням мають спектральну ефективність більшу порівняно з методом QPSK, який має теоретичну граничну ефективність  $2 \text{ біт}/(\text{с}\cdot\text{Гц})$ , а, наприклад, система 256-QAM з лінійним підсиленням має теоретичну спектральну ефективність  $8 \text{ біт}/(\text{с}\cdot\text{Гц})$ . Для порівняння відзначимо, що метод модуляції GMSK, який набагато ефективніший з точки зору перетворення енергії джерела живлення у потужність радіочастотного сигналу, має значно меншу спектральну ефективність (приблизно  $1 \text{ біт}/(\text{с}\cdot\text{Гц})$ ).

Але, з іншого боку,  $M$ -QAM сигнал не має постійної амплітуди, а це означає, що застосування цього способу модуляції вимагає підвищених вимог до лінійності каналу передачі. Дійсно, практичне застосування методів  $M$ -QAM зустрічається з дуже важливою проблемою між символної інтерференції, що за умови впливу нелінійностей як передавального, так і приймального тракту приводить до заміни одного символу на інший, тобто збільшення ймовірності бітової помилки.

Тому, такі види модуляції, як 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM вимагають застосування ультра лінійних підсилювачів і забезпечення значно більшого відношення сигнал/шум у порівнянні із більш простими методами QPSK і GMSK (рис. 1.19) [2].

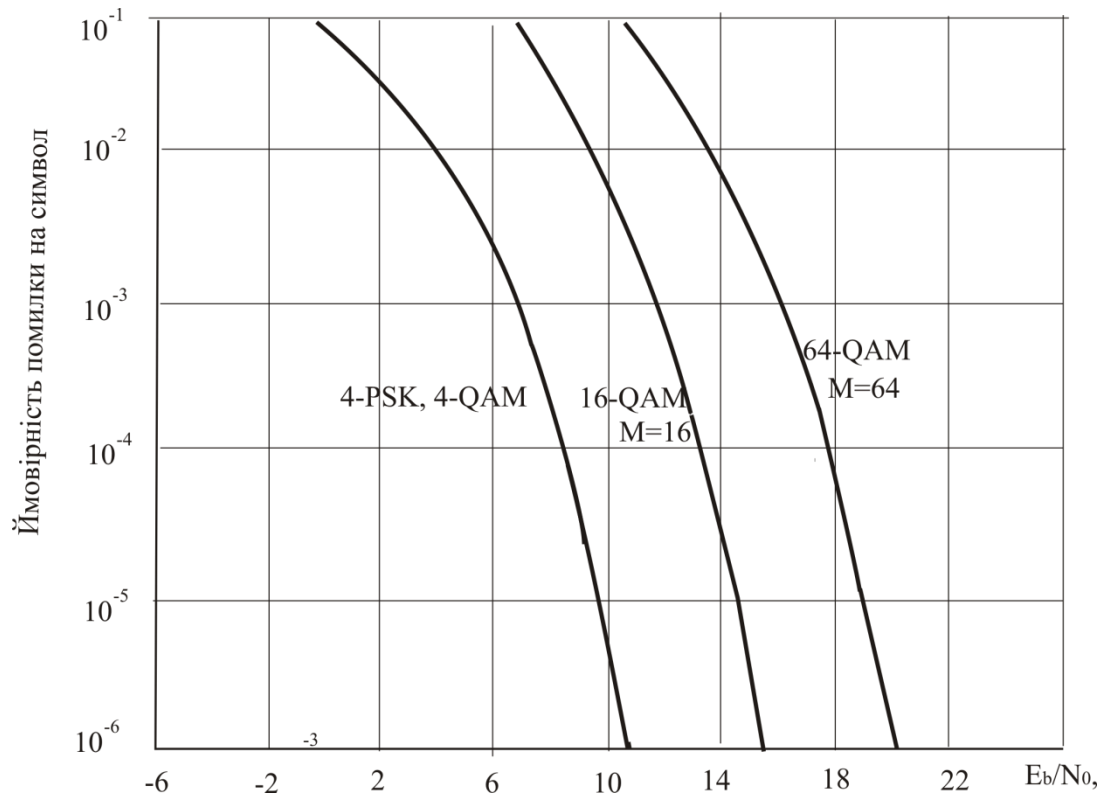


Рисунок 1.19 – Залежність ймовірності помилки на символ від відношення  $E_b/N_0$

Так, для досягнення ймовірності бітової помилки  $P_b = 10^{-4}$  метод 16-QAM у порівнянні із QPSK вимагає приблизно на 8 дБ більшого значення сигнал/шум (19,2 дБ замість 11,4 дБ) і збільшення на 4,8 дБ відношення енергії, що приходить на один біт, до спектральної щільності шуму –  $E_b/N_0$  (13,2 дБ замість 8,4 дБ)[6].

Тому відзначимо, що, незважаючи на більш високі показники з теоретичної спектральної ефективності, використання QAM через підвищення вимог до відношення сигнал/шум не дозволяє реально збільшити спектральну ефективність, наприклад, системи стільникового зв'язку у цілому. З цієї причини квадратурна амплітудна модуляція на теперішній час у системах стільникового зв'язку не використовується. Але, методи M-QAM знайшли широке застосування у стандарті регіональних безпроводних мереж IEEE 802.16 (WiMax).

З проведеного аналізу для моделювання можна запропонувати схему модулятора для методів M-QAM на підставі виразу (1.28) і розглянутого I,Q

модулятора ( рис. 1.20), а спрощена схема каналу зв'язку з використанням M-QAM зображена на рис. 1.21 [8, 9].

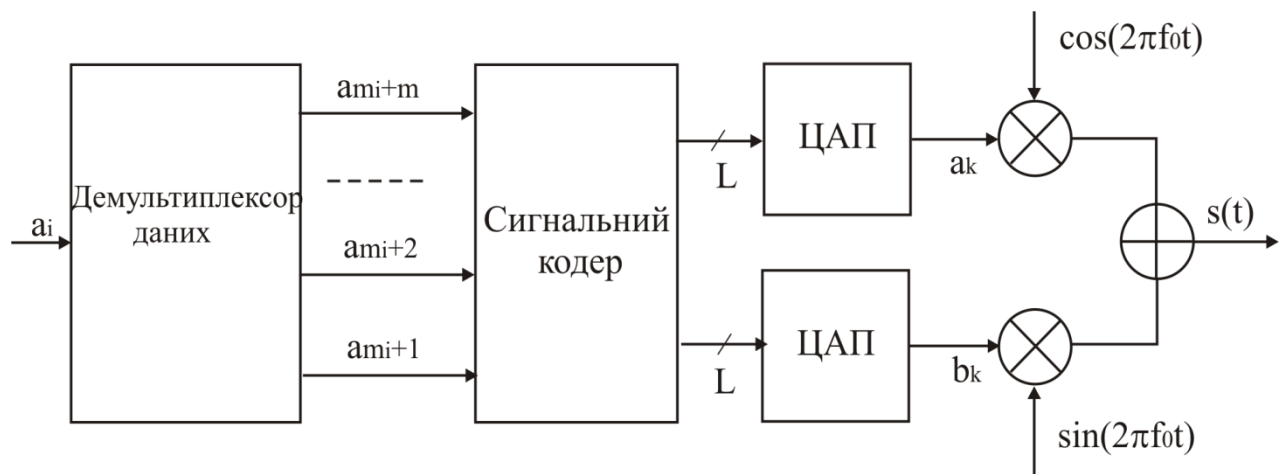


Рисунок 1.20 – Функціональна схема модулятора M-QAM сигналу



Рисунок 1.21 – Структурна схема каналу зв'язку з використанням M-QAM

При моделюванні необхідно взяти до уваги той факт, що згідно з теоремою Найквіста про відсутність міжсимвольних спотворень необхідно застосувати для каналних символів формуючий фільтр Найквіста. На практиці фільтр, який задовольняє вимозі теореми Найквіста про частоткову симетрію, отримав назву фільтр типу “піднесений косинус”. Імпульсна характеристика і амплітудно-частотна характеристика такого фільтра зображені на рис. 1.22 [11].

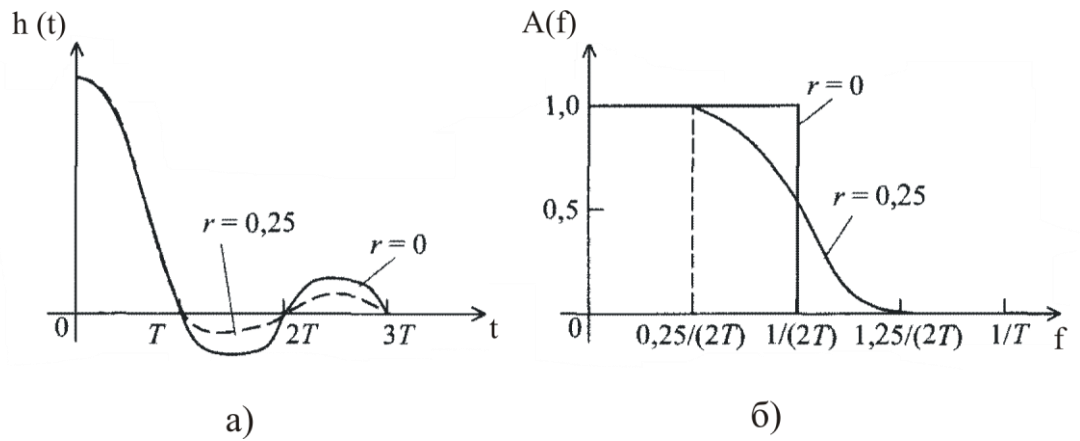


Рисунок 1.22 – Імпульсна (а) та амплітудно-частотна характеристики фільтра типу “піднесений косинус”

Імпульсна характеристика фільтра визначається виразом:

$$h(t) = \frac{1}{T} \cdot \frac{\sin(t/T) \cos[2\pi(B - f_0)t]}{t/T [1 - 4(B - f_0)t]^2},$$

де  $T$  - тривалість сигналу,  $f_0=1/2T$ ,  $B$ -смуга пропускання фільтра.

Амплітудно-частотну характеристику характеристика фільтра типу “піднесений косинус” можна подати у вигляді:

$$A(f) = 1, \quad |f| < f_0(1 - r);$$

$$A(f) = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left[\frac{\pi}{2f_0} \left(\frac{f_0 - |f|}{\alpha}\right)\right]}, \quad f_0(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_0(1 + \alpha);$$

$$A(f) = 0, \quad |f| > f_0(1 + \alpha);$$

Параметром характеристики виступає так званий коефіцієнт згладжування  $\alpha$ . Коефіцієнт  $\alpha$  визначається як:

$$\alpha = \frac{B - f_0}{f_0}$$

Фільтр, що використовується в стандарті WiMax, має коефіцієнт згладжування  $\alpha = 0,25$ .

## 2 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ M-QAM

### 2.1 Алгоритм роботи сигнального кодера

На підставі запропонованої функціональної схеми модулятора QAM (рис.1.) визначимо структурні схеми передавального і приймального трактів моделі і визначимо основні задачі, які виносяться на моделювання.

Як випливає з попереднього аналізу радіосигнал з QAM модуляцією формується шляхом додавання радіосигналів, які формуються у двох незалежних квадратурних I, Q каналах. Формування модулюючих каналних I,Q символів для проведення моделювання реалізується на базі сигнального кодера. Алгоритм роботи сигнального кодера передбачає виконання визначених процедур [11].

1. Проводиться розділення вхідної послідовності біт ( $a_{2m+1}, \dots, a_{2m+2n}$ ) на дві підпослідовності:  $b_1(a_{2m+1}, \dots, a_{2m+n})$  і  $b_2(a_{2m+n+1}, \dots, a_{2m+2n})$ .
2. Для обох підпослідовностей здійснюються наступні обчислення:

$$a_I(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+j} \times 2^{n-j} \quad (2.1)$$

$$a_Q(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+n+j} \times 2^{n-j} \quad (2.2)$$

### 3. Використовуючи матрицю перетворення

$$C = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & -1 & 1 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -7 & -5 & -1 & -3 & 7 & 5 & 1 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -15 & -13 & -9 & -11 & -1 & -3 & -5 & -7 & 15 & 13 & 9 & 11 & 1 & 3 & 5 & 7 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

обчислюються амплітуди I і Q каналних символів:

$$d_I(k) = C(n, a_I(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1} \quad (2.4)$$

$$d_Q(k) = C(n, a_Q(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1} \quad (2.5)$$

Відзначимо, що наведена матриця може застосовуватися при різних значеннях параметра методів  $2^{2n}$  – QAM, тобто при  $n=1,2,3,4$  (що відповідає методам 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM). Тобто, запропонований алгоритм є загальним для реалізації будь-яких методів  $2^{2n}$  - QAM модуляції. Наприклад, для  $n=1$ , тобто для метода 4-QAM, перша процедура призводить до розділення вхідної послідовності символів на підпослідовність непарних ( $a_1, a_3, \dots, a_{2m+1}$ ) та парних ( $a_2, a_4, \dots, a_{2m+2}$ ) символів.

Відповідно для 4-QAM обчислення за виразами (2.1), (2.2) для перших чотирьох бітів надає наступне:

- перший I-канальний символ  $a_I(1)$  визначається значенням  $a_1$ , а другий символ  $d_I(2)$  визначається значенням  $a_3$ , тобто  $a_I(1) = a_1$ ,  $d_I(2) = a_3$ ;
- перший Q-канальний символ  $a_Q(1)$  визначається значенням  $a_2$ , а другий символ  $d_Q(2)$  визначається значенням  $a_4$ , тобто  $a_Q(1) = a_2$ ,  $d_Q(2) = a_4$ .

Тобто, цим алгоритмом практично реалізується розбиття вхідної послідовності на блоки з двох інформаційних бітів, причому перший біт з блоку надходить до I-каналу, а другий – до Q- каналу.

Далі, відповідно до (2.4), (2.5) з матриці перетворення  $C$  використовується перша строка і згідно зі значенням  $a_{I(Q)}+1$  обирається безпосередньо значення модулюючого символу. Можна відзначити, що, оскільки коефіцієнти матриці мають як від’ємний, так і додатний знаки, то при такому алгоритмі відпадає необхідність додаткової процедури перетворення інформаційної послідовності до формату NRZ. Процес реалізації сигнального кодування для 4-QAM за таким алгоритмом роботи продемонстровано на рис. 2.1.

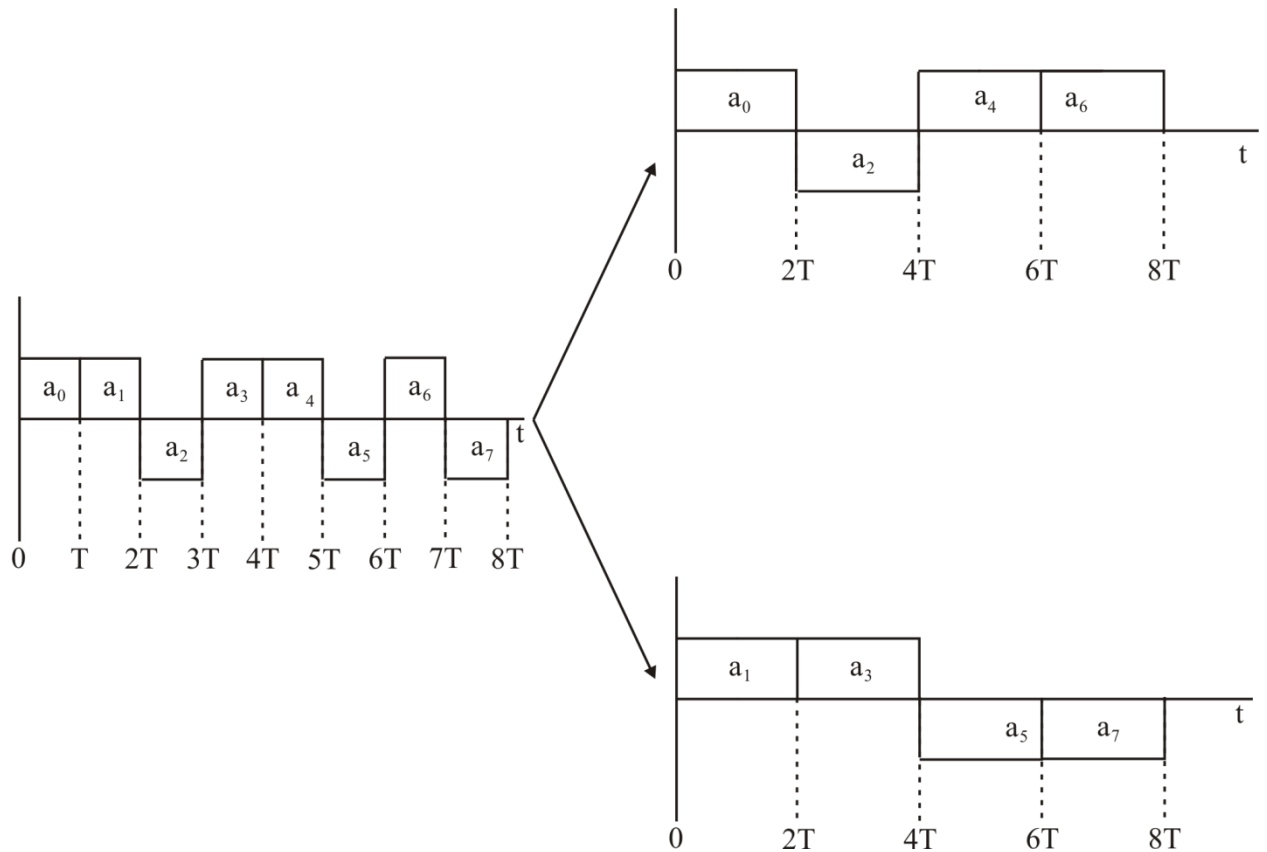


Рисунок 2.1 – Алгоритм формування каналних символів для методу 4-QAM

Для формування сигнального сузір'я застосуємо вирази (2.4), (2.5) і матрицю перетворення (2.3).

Очевидно, що для  $n=1$ , використовується тільки перша строка матриці  $S$ , що в результаті призведе до формування наступних координат  $I$ ,  $Q$  символів (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 – Сигнальне кодування для методу 4-QAM (перший варіант)

Непарний біт	Парний біт	I	Q
0	0	-1	-1
0	1	-1	1
1	0	1	-1
1	1	1	1

Якщо змінити порядок знаків у матриці перетворення на протилежний, тобто, використовувати матрицю  $C$  у вигляді:

$$C = \begin{matrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & -1 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 5 & 1 & 3 & -7 & -5 & -1 & -3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 15 & 13 & 9 & 11 & 1 & 3 & 5 & 7 & -15 & -13 & -9 & -11 & -1 & -3 & -5 & -7 \end{matrix}$$

то результат сигнального кодування визначиться таблицею 2.2.

Таблиця 2.2 – Сигнальне кодування для методу 4-QAM (другий варіант)

Непарний біт	Парний біт	I	Q
0	0	1	1
0	1	1	-1
1	0	-1	1
1	1	-1	-1

Обидва можливі варіанти фазового сузір'я зображені на рис. 2.2.

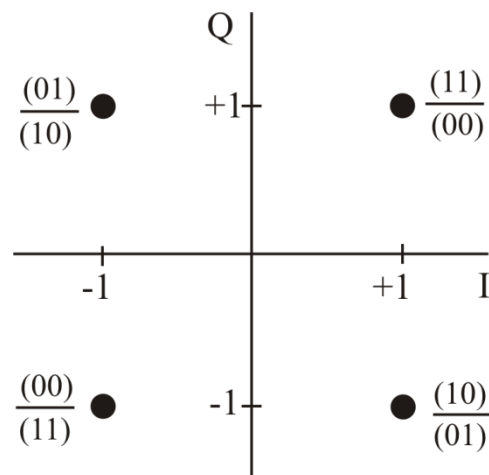


Рисунок 2.2 – Сигнальне сузір'я методу 4-QAM

Очевидно, що отримане сигнальне сузір'я повністю тотожне сигнальному сузір'ю класичного методу QPSK. Як відомо, послідовність інформаційних бітів для методу QPSK спочатку перетворюється до формату

NRZ без постійної складової. Причому, якщо до перетворення застосовувати алгоритм, для якого логічна одиниця “1” перетворюється на електричний імпульс з рівнем +1, а логічний нуль “0” відповідає електричному імпульсу з рівнем -1, то отримаємо перший варіант сигнального сузір’я (на рис.2.2 значення дибітів відповідають чисельнику). Якщо ж логічній одиниці відповідає електричний імпульс з рівнем -1, а логічному нулю електричний імпульс з рівнем +1, то формується другий варіант сигнального сузір’я (на рис.2.2 значення дибітів відповідають знаменнику).

Розглянемо процес формування каналних символів для методу 16-QAM, Подаючи 16-QAM у вигляді  $2^{2n} - \text{QAM}$ , очевидно, що у даному випадку  $n=2$ . Тоді за першою процедурою відбувається розбиття вхідної послідовності на блоки з чотирьох бітів, причому перші два біти надходять до I каналу, а третій і четвертий до Q каналу. Відповідно з виразів (2.1), (2.2) для I, Q-каналних символів отримаємо:

$$a_I(1) = 2a_1 + a_2, \quad (2.6)$$

$$a_Q(1) = 2a_3 + a_4; \quad (2.7)$$

Далі за виразами (2.4), (2.5) відбувається формування амплітуд I, Q – каналних символів. Очевидно, що у даному випадку використовується друга строка матриці.

$$C[2] = -3 \quad -1 \quad 1 \quad 3 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0$$

Наприклад для запропонованого варіанту матриці згідно з (2.4), (2.5) кодування відбувається відповідно до таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Сигнальне кодування для методу 16-QAM

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	I	Q	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	I	Q
0	0	0	0	-3	-3	1	0	0	0	1	-3
0	0	0	1	-3	-1	1	0	0	1	1	-11
0	0	1	0	-3	1	1	0	1	0	1	1

Продовження таблиці 2.3

0	0	1	1	-3	3	1	0	1	1	1	3
0	1	0	0	-1	-3	1	1	0	0	3	-3
0	1	0	1	-1	-1	1	1	0	1	3	-1
0	1	1	0	-1	1	1	1	1	0	3	1
0	1	1	1	-1	3	1	1	1	1	3	3

Відповідне фазове сузір'я зображено на рис. 2.3.

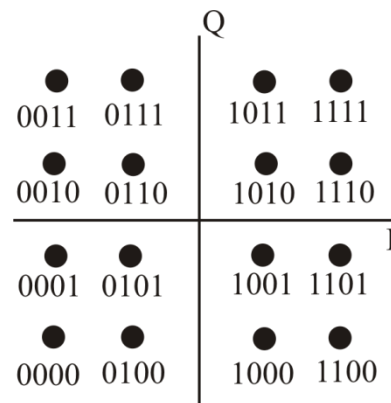


Рисунок 2.3 – Сигнальне сузір'я методу 16-QAM

Аналізуючи рис. 2.3 і, зокрема, значення блоків з чотирьох бітів для сусідніх точок сигнального сузір'я, необхідно відзначити, що запропонований алгоритм кодування реалізує, так зване, кодування Грея. За таким кодуванням сусідні точки сигнального сузір'я відрізняються значенням тільки одного біта.

При переході до моделювання методу  $2^{2^3}$ -QAM, тобто 64-QAM за першою процедурою відбувається формування блоків з шести інформаційних бітів, причому перші три біти надходять до I каналу, а четвертий, п'ятий і шостий до Q каналу. Відповідно з виразів (2.1), (2.2) для I і Q-канальних символів методу 64-QAM отримаємо:

$$a_I(1) = 4a_1 + 2a_2 + a_3, \quad (2.8)$$

$$a_Q(1) = 4a_4 + 2a_5 + a_6, \quad (2.9)$$

Формування безпосередньо амплітуд  $I$ ,  $Q$  – каналних символів проводиться за (2.4), (2.5) з використанням третьої строки матриці перетворення. Очевидно, що далі цей процес можливо розпоширити і на методи 256 – QAM, 1024- QAM з використанням матриці перетворення більш високого порядку.

## 2.2 Структурна схема моделі каналу зв'язку з використанням методу QAM

Відповідно після формування каналних  $I$ ,  $Q$  символів у сигнальному кодері у кожному з каналів подалі здійснюється APSK (амплітудно-фазова) маніпуляція.

Сучасні модеми каналів зв'язку реалізуються, як правило, на базі так званої DSPH – архітектури, тобто з використанням цифрових сигнальних процесорів (DSP) і, відповідно, цифрових методів обробки сигналів.

Тому, у подальшому тракці модулятора відповідно до алгоритмів цифрової обробки сигналів проводиться операція передискретизації, а саме на часовому інтервалі, що відповідає тривалості одного символу проводиться додавання нульових відліків згідно з обраним порядком дискретизації.

Як відомо [2,3], для забезпечення передачі інформації в каналі зв'язку без міжсимвольної інтерференції необхідно для модулюючої послідовності застосувати фільтрацію з використанням формуючого фільтра Найквіста.

Відповідно в кожному з каналів модулятора QAM після формування каналних  $I$ ,  $Q$  символів у сигнальному кодері і здійснення операції передискретизації проводиться подальша обробка модулюючого сигналу у формуючому фільтрі з передавальною функцією і імпульсною характеристикою, що були розглянуті у параграфі 1.

Для реалізації безпосередньо амплітудно-фазової модуляції в кожному з каналів необхідно перетворити сигнал до аналогової форми за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП).

Результуючі сигнали після перемножувачів і є вихідними сигналами кожного з каналів, які подаються до суматора, на виході якого утворюється модульований радіосигнал для передачі через канал зв'язку.

Відповідна структурна схема передавального тракту з використанням методу QAM за запропонованим алгоритмом зображена на рис. 2.4.

Структурна схема приймального тракту для методу QPSK зображена на рис. 2.5. На приймальному боці прийнятий антеною сигнал по-перше проходить через смуговий фільтр, який забезпечує придушення усіх позасмугових завадових сигналів.

Подальша обробка сигналу здійснюється за допомогою I,Q демодулятора, який як і I,Q модулятор складається з двох квадратурних каналів.

Першим кроком обробки у кожному з каналів виступає перенесення радіосигналу до основної смуги частот. Для моделювання пропонується схема когерентного прийому, для якої на приймальному боці формується поновлене несуче коливання. Відповідно для I-каналу таким коливанням виступає  $K\cos\omega_0t$ , а для квадратурного каналу  $K\sin\omega_0t$ .

В результаті перемноження прийнятого сигналу і поновлених квадратур після ФНЧ утворюється сигнал в основній смузі частот з якого необхідно виділити інформаційну послідовність.

Як відзначалося, в сучасній апаратурі приймального тракту усі подальші кроки виконується за допомогою DSPH (digital signal processor hardware) апаратури, яка передбачає застосування цифрових методів обробки сигналів із використання цифрових сигнальних процесорів.

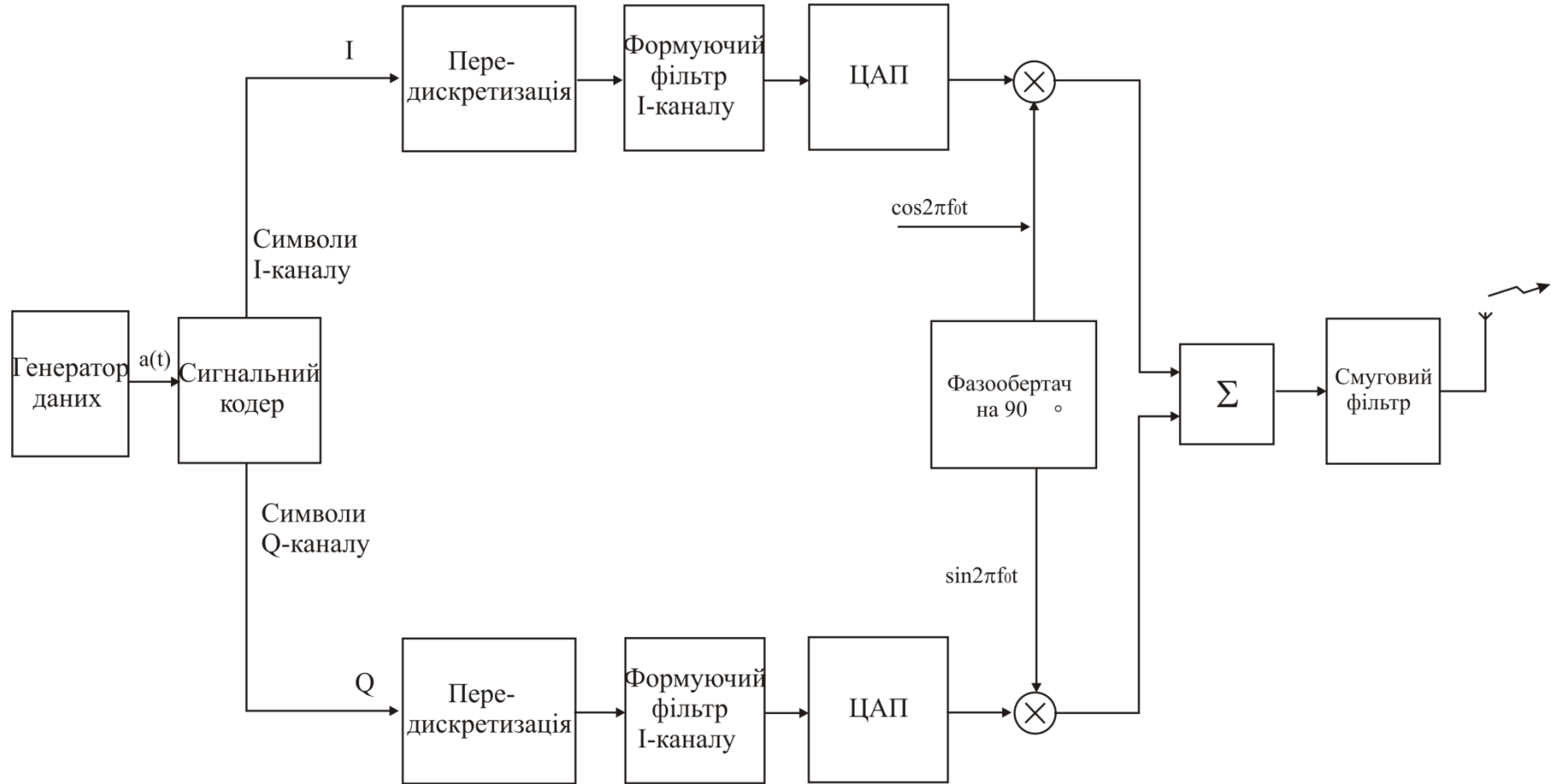


Рисунок 2.4 – Структурна схема передавального тракту каналу зв'язку з використанням методу QAM

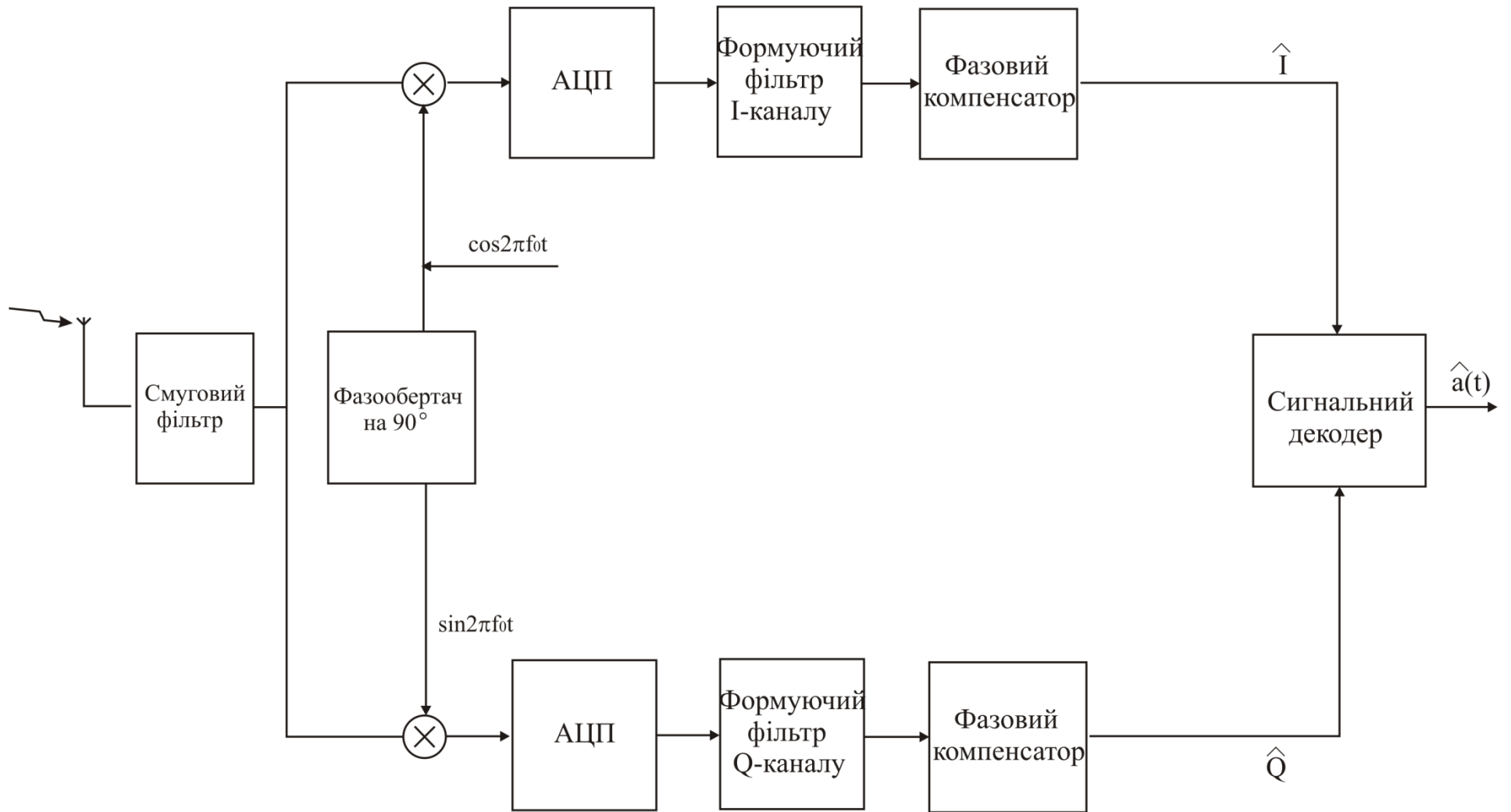


Рисунок 2.5 – Структурна схема приймального тракту каналу зв'язку з використанням методу QPSK

Відповідно сигнал знову необхідно подати у вигляді цифрових вибірок, для чого використовуємо аналогово-цифровий перетворювач (АЦП).

Аналогічно як і в модуляторі у кожному каналі демодулятора застосовується такий же формуючий цифровий фільтр, як і на передавальному боці.

Для відфільтрованого дискретизованого сигналу необхідно обрати точку синхронізації і провести операцію зворотну передискретизації. Останнім кроком є застосування сигнального декодера, який реалізує операцію зворотну сигнальному кодуванню.

За технічним завданням питання поновлення несучого коливання, а також питання тактової синхронізації під час моделювання не розглядаються, а вирішуються основні методи реалізації модема в основній смузі частот.

При моделюванні необхідно дві основних задачі:

а) провести моделювання каналу зв'язку за наявності у каналі тільки білого шуму, тобто, так званого – AWGN каналу (без впливу ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль).

б) провести розрахунок залежності BER від відношення  $E_b/N_0$  для різних методів M-QAM і порівняти дані моделювання з теоретичними.

### 2.3 Реалізація програмного алгоритму для AWGN каналу з QAM модуляцією

У відповідності до проведеного аналізу на рис. 2.6 зображена блок-схема алгоритму моделювання модема.

Для проведення моделювання процесу модуляції за методом QAM і розрахунку ймовірності бітової помилки використовуються сім програм, повний лістинг яких наведено у додатку А-Ж [11]. Основною програмою є програма `main.m`. Підпрограми `qammod.m` `qamdemod.m` реалізують процедури сигнального кодування і сигнального декодування відповідно. Підпрограми `comroversamp.m`, `comrconv.m` реалізують операцію передискретизації і згортки передискретизованої послідовності з імпульсною

характеристикою формуючого фільтра. За допомогою підпрограми comb.m до вхідного сигналу демодулятора додається білий шум визначеної потужності.

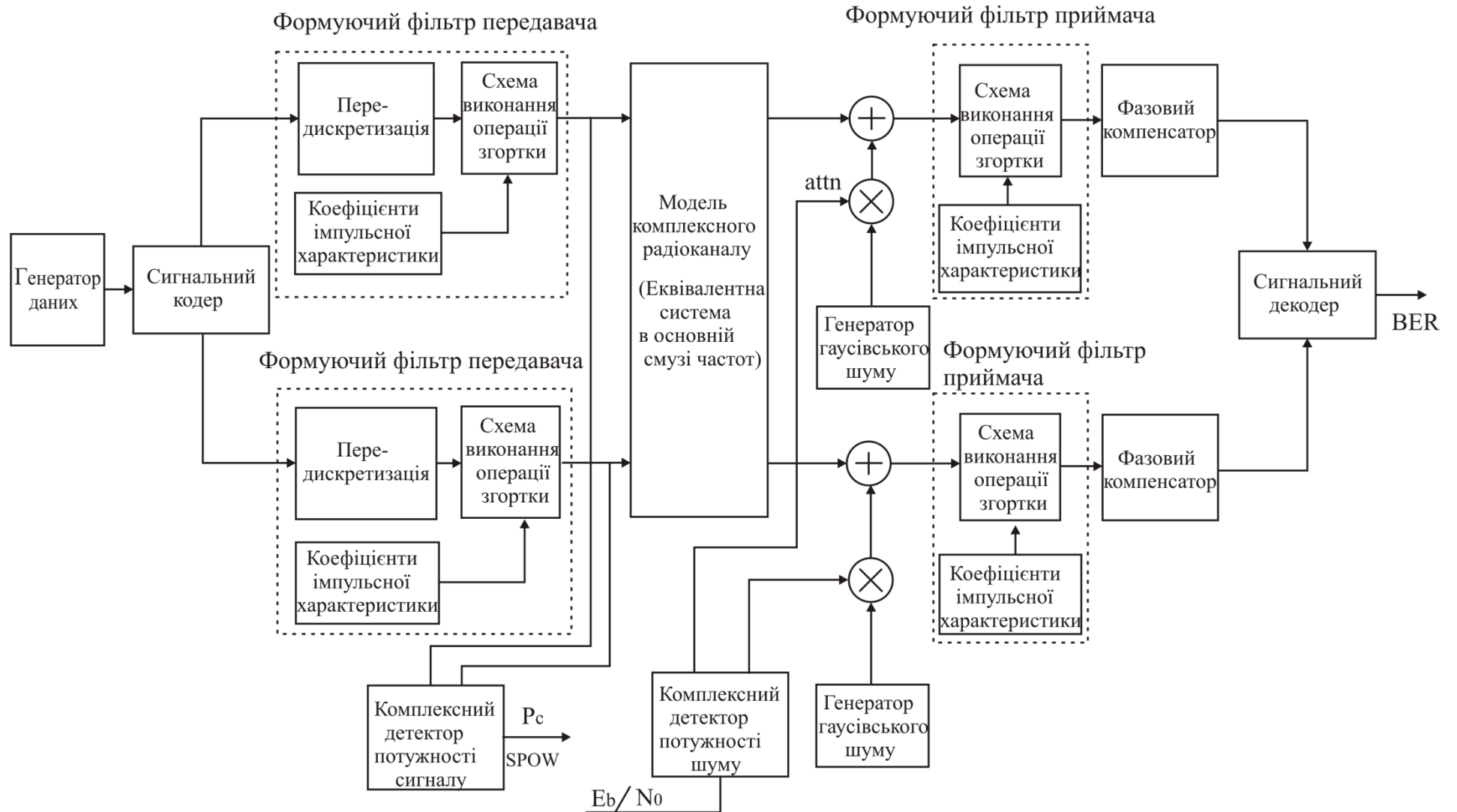


Рисунок 2.6 – Блок-схема алгоритму моделювання модему M-QAM

### 2.3.1 Опис основної програми

По-перше, вводяться початкові дані для моделювання. Введемо такі позначення:

$sr$  [кбіт/с] – швидкість передачі символів;

$br$  [кбіт/с] – швидкість передачі інформаційних бітів;

$m_l$  – кількість бітів, що передаються за один символ. Як відомо, кількість бітів, що переносяться за один символ визначається наступним виразом:  $m_l = \log_2 M$ , де  $M$  – основа обраної системи числення. Оскільки спочатку аналізується 16-QAM ( $M=16$ ), то очевидно, що для такого варіанту  $m_l=4$ ;

$nd$  – кількість переданих символів, для яких буде проводиться розрахунок ймовірності помилкового прийому за одну реалізацію випадкового процесу (один цикл моделювання). Задамося значенням  $nd$  рівним 100;

$ebn_0$  – початкове значення енергії, що приходить на один біт  $E_b$ , до спектральної щільності шуму  $N_0$ . Як відомо, у цифрових системах зв'язку аналогом відношення сигнал/шум, яке характеризує аналогові системи, виступає саме параметр  $E_b/N_0$ , оскільки для цифрової системи необхідно враховувати швидкість передавання інформаційних бітів у визначеній смузі частот.

IPOINT – порядок передискритизації.

В термінах алгоритмічної мови програмування середовища Matlab блок введення початкових даних набуває наступного вигляду:

```
% main.m

% Simulation program to realize QAM transmission system

%*****Preparation
part*****
```

```

sr=256000.0; % Symbol rate
ml=4; % ml : Number of modulation levels
br=sr.*ml; % bit rate
nd=100; % Number of symbols
ebn0=8; % Eb/N0
IPOINT=8; % Number of oversamples.

```

Перші три рядки, що починаються з символу % є коментарями програми, які визначають ім'я головної програми `i`, відповідно, метод модуляції – `qam.m` `i`, власне, назву програми – програма моделювання системи передачі з використанням методу QAM.

Швидкість передавання символів задана рівною 256000 біт/с, або 256 кбіт/с, кількість бітів `ml`, що переносяться за один радіосимвол, як було визначено, для  $2^{2n}$  QAM рівняється  $2n$  і задається у програмі параметром `ml`, відповідно бітова швидкість `br` визначається як результат перемноження символної швидкості на параметр `ml`, що у випадку QAM-16 означає, що бітова швидкість рівняється `ml*nd`. Тобто у випадку 16-QAM бітова швидкість для моделювання рівняється 1024 кбіт/с.

Кількість символів, що підлягають аналізу для однієї реалізації випадкового процесу прийнята рівною `nd=100`, початкове значення параметру  $E_b/N=8$ .

Наступним блоком програми є завдання параметрів формуючого фільтра Найквіста.

Як відомо, для усунення міжсимвольної інтерференції у каналі зв'язку згідно з теоремою Найквіста про кососиметричну функцію необхідно використовувати формуючий фільтр типу “піднесений косинус.”

Оскільки, відповідно до функціональної схеми каналу зв'язку, формуючий фільтр застосовується як на передавальному так і на приймальному боці, то на практиці застосовується фільтр відомий як “корінь квадратний з фільтра Найквіста або фільтр типу  $\sqrt{RC}$ . Для моделювання

відклику такого фільтра на вхідну послідовність даних необхідно визначити імпульсну перехідну характеристику такого фільтра.

Коефіцієнти імпульсної характеристики фільтра  $\sqrt{RC}$  розраховуються за допомогою підпрограми **hrollfcoef**(irfn, IPOINT,sr,alfs,1/0) [11].

Відповідно наступний блок програми має такий вигляд:

```
%*****Filter initialization*****
```

```
irfn=21;    % Number of taps
alfs=0.5;   % Rolloff factor
[xh]=hrollfcoef(irfn, IPOINT,sr,alfs,1);
           % Tranamitter filter coefficients
[xh2]=hrollfcoef(irfn, IPOINT,sr,alfs,0);
           % Receiver filter coefficients
```

Параметрами підпрограми є кількість ліній затримки фільтра *irfn*, раніше визначені порядок передискретизації *IPOINT* і символічна швидкість *sr*, а також коефіцієнт скруглення *alfs*. Значення останнього п'ятого параметра функції *hrollfcoef*, яке може приймати значення або 1, або 0 визначає приналежність фільтра до передавача каналу зв'язку (1), або до приймача (0). Для моделювання кількість ліній затримки прийнята рівною *irfn*=21, а значення коефіцієнта округлення *alfs*=0.5. Частота на якій затухання фільтра якнайменше на 30 дБ буде меншим порівняно зі смугою пропускання визначиться як:

$$f_{-30\text{dB}} = (1 + 0,5) \cdot 256 \cdot 10^3 / 2 = 1,5 \cdot 128 = 192[\text{кГц}]$$

Амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики формуючого фільтра, що отримані за допомогою програми *hrollfcoef*, для символічної швидкості 256 кбіт/с зображені на рис. 2.7, рис. 2.8.

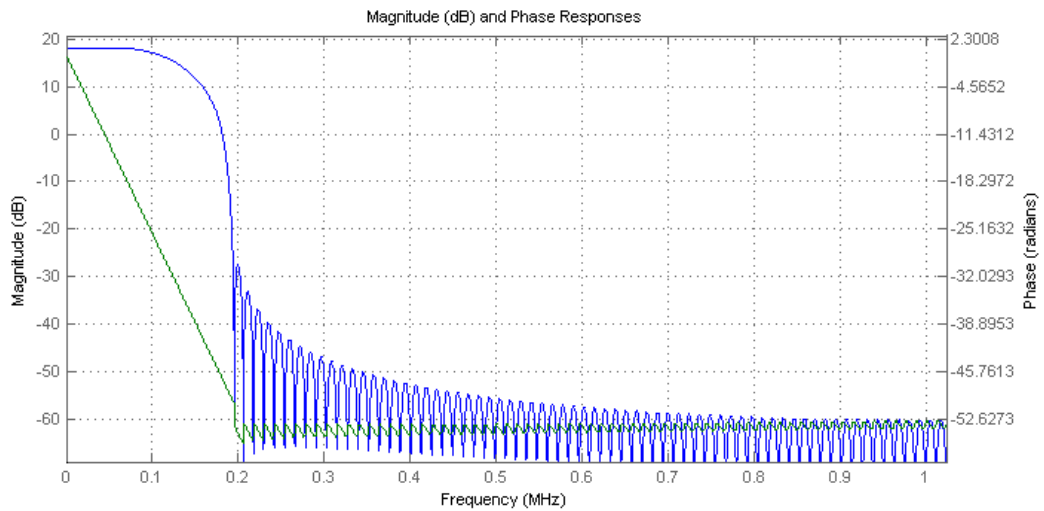


Рисунок 2.7 – Амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики формуючого фільтра Найквіста

Як видно з рис. 2.7 фазочастотна характеристика фільтра лінійна у смузі пропускання фільтра, що і вимагається від формуючого фільтра.

На рис. 2.8 представлена імпульсна характеристика формуючого фільтра.

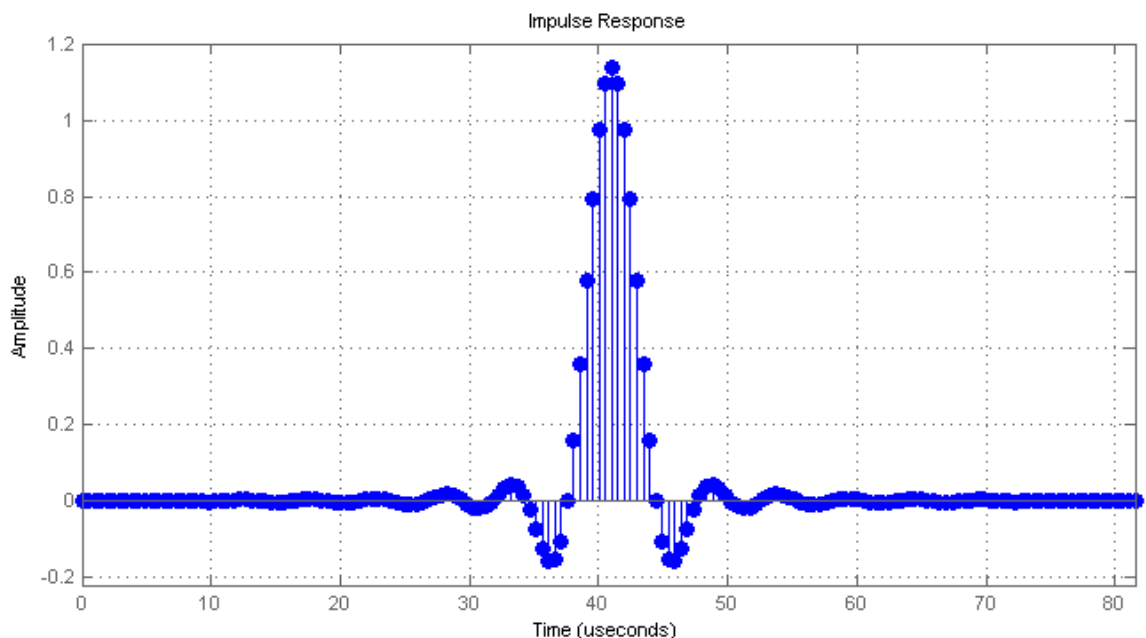


Рисунок 2.8 – Імпульсна характеристика формуючого фільтра Найквіста

Подалі починається основне тіло програми.

Введемо наступні позначення:

nloop – кількість циклів моделювання;

nod – кількість переданих бітів;

npe – кількість помилково декодованих бітів на приймальній стороні.

Для того, щоб адекватно визначити імовірнісні характеристики каналу зв'язку задамо кількість циклів моделювання (кількість реалізацій випадкового процесу) достатньо великою – приймаємо значення nloop=1000. Початкові значення кількості переданих і помилково декодованих бітів приймаються рівними нулю.

Змінну цикла позначимо через **iii** а початок циклу задається оператором for **iii=1:nloop**. Відповідний фрагмент програми набуває наступного вигляду:

```
%*****Start calculations*****

nloop=1000; % Number of simulation loops
npe=0;      % Number of error data
nod=0;      % Number of transmitted data

for iii=1:nloop
....
Тіло циклу
...
end
```

Після визначення усіх змінних можна приступити безпосередньо до моделювання.

По-перше, генерується випадкова інформаційна послідовність усі елементи якої обираються з ансамблю {0,1}. Вхідні дані задаються у вигляді вектора розмірністю 1\*nd\*ml за допомогою наступної команди:

```
%*****Data generation*****

data=rand(1,nd*ml)>0.5 % rand: built in function
```

Можлива послідовність вхідних даних (бітів), поданих у вигляді цифрових відліків, зображена на рис. 2.8 (показані перші 40 відліків, кількість відлігів у даному випадку визначається відповідним оператором виводу середовища Matlab).

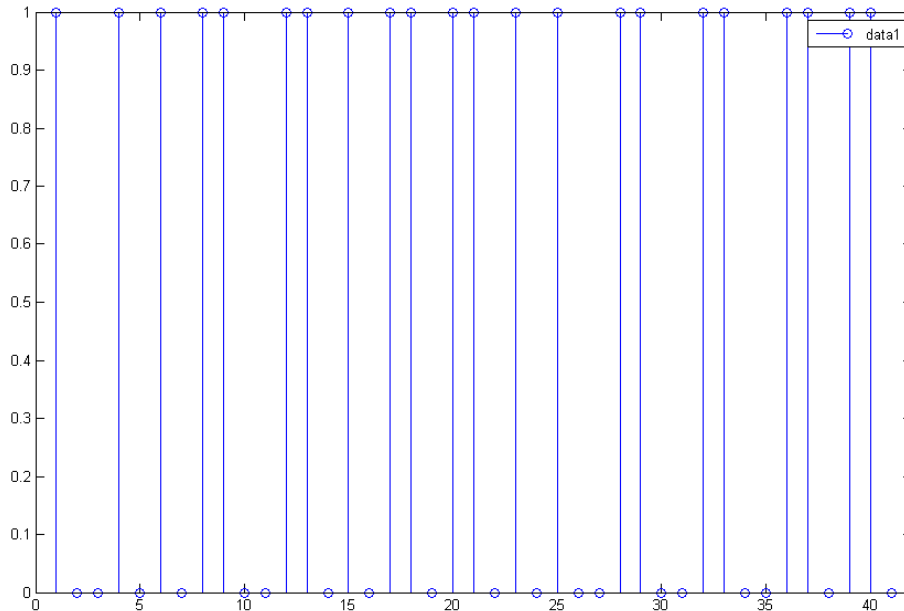


Рисунок 2.9 – Вхідна послідовність даних у вигляді цифрових відліків

Наступним кроком відповідно до блок-схеми (рис. 2.6) є формування послідовності модулюючих символів I- каналу - вектор [ich] та Q-каналу - вектор [qch] згідно з алгоритмом роботи сигнального кодера, роботу якого розглянуто у параграфі 2.1. Цей алгоритм реалізується за допомогою підпрограми qammod [11]:

```
% qammod.m
% Function to perform QAM modulation
function [iout,qout]=qammod(paradata, para, nd, ml).
```

Змінні підпрограми qammod такі:

```
% paradata – послідовність вхідних даних
% iout – вихідна послідовність каналних символів I – каналу;
% qout – вихідна послідовність каналних символів Q – каналу;:
```

% para – кількість паралельних каналів;  
 % nd – кількість вхідних даних;:  
 % ml – кількість бітів , що переносяться за один радіо символ

Повий текст підпрограми наведено нижче :

```
%***** QAM mapping*****
m2=ml./2;
paradata2=paradata.*2-1;
count2=0;
for jj=1:nd
    isi=zeros(para,1);
    isq=zeros(para,1);
    for ii=1:m2
        isi=isi + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), ii+count2);
        isq=isq + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), m2+ii+count2);
    end
    iout((1:para),jj)=isi;
    qout((1:para),jj)=isq;
    count2=count2+ml;
end
```

Оскільки цю підпрограму планується використовувати для будь-якого методу  $M$ -QAM, де тривалість символу  $T_c = \log_2 M * T_b$ , то в підпрограмі організовано додатковий цикл (змінна циклу- **ii**), який передбачає формування блоків з 2, 4, 6 бітів для методів 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM і т.д.

Наприклад, для методу 4-QAM цей цикл виконується тільки один раз для кожного каналу і формує підпоследовності парних **isi** і непарних **isq** символів з вхідної последовності. Для методу 16-QAM цикл виконується два рази для кожного каналу і в результаті формуються символи I-каналу **isi** і каналні символи Q-каналу **isq** за допомогою виразів (2.1),...(2.5). Так, для наведеної последовності відліків першим формується блок з чотирьох бітів :  $[a_1=1, a_2=0, a_3=0, a_4=1]$ , причому перші два біти надходять до I- каналу, а

третій і четвертий до Q-каналу. В результаті роботи програми за (2.6), (2.7) для першого блоку отримаємо:

$$a_I(1) = 2a_1 + a_2 = 2 \cdot 1 + 0 = 2$$

$$a_Q(1) = 2a_3 + a_4 = 2 \cdot 0 + 1 = 1$$

Далі за (2.4), (2.5) визначаються безпосередньо координати I і Q модулюючого символу:

$$C2 = [-3 \ -1 \ 1 \ 3]$$

$$d_I(1) = C[2, a_I(1)+1] = C[2, 3] = +1$$

$$d_Q(1) = C[2, a_Q(1)+1] = C[2, 2] = -1$$

Результатом роботи програми `qammod.m` є формування двомірного вектора `[ich,qch]`, який відповідає комплексній послідовності I,Q – канальних символів. На рис. 2.10, рис. 2.11 наведені сформовані в результаті роботи програми `qammod.m` підпослідовності I-канальних (`ich`) та Q-канальних (`qch`) відліків для I та Q-каналів модулятора методу 16-QAM відповідно.

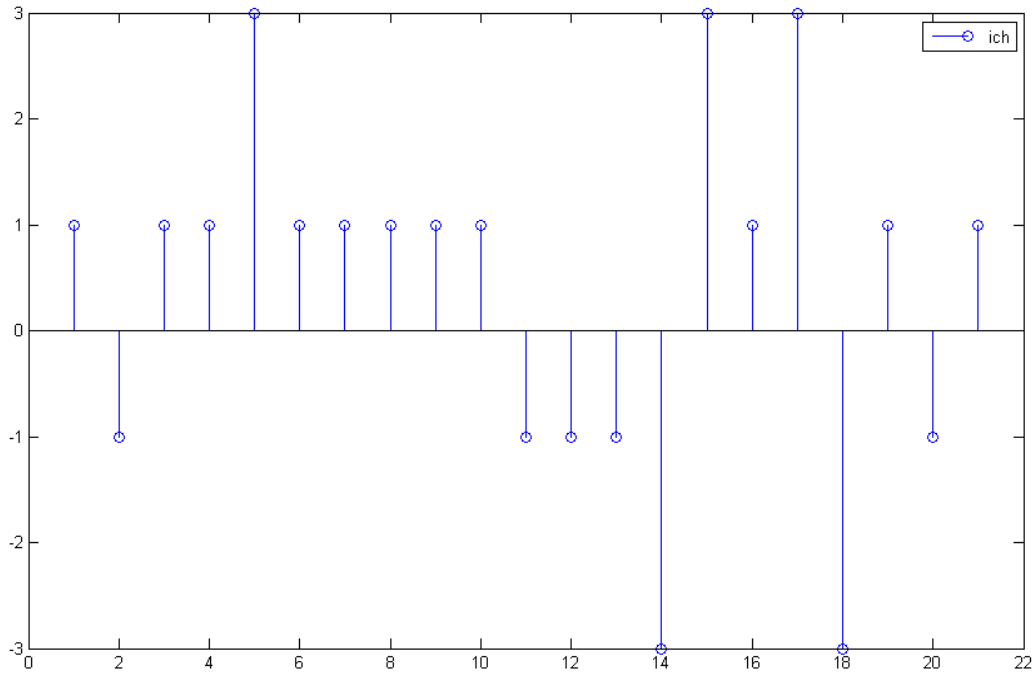


Рисунок 2.10 – Підпоследовність цифрових символів I-каналу

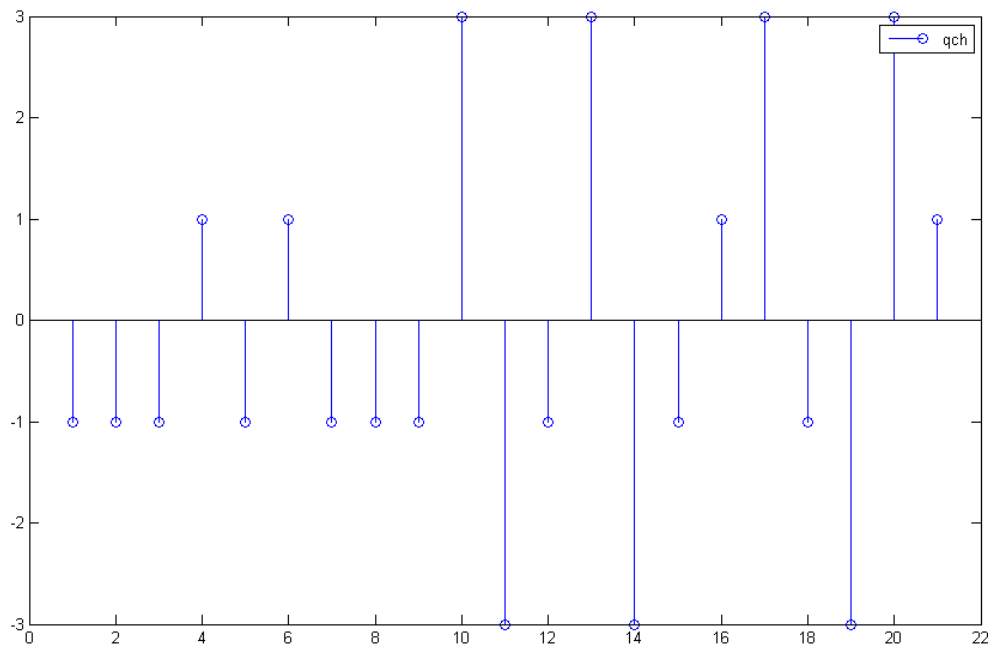


Рисунок 2.11 – Підпоследовність цифрових символів Q-каналу

Далі відповідно до алгоритмів цифрової обробки сигналів проводиться операція передискретизації, а саме на часовому інтервалі, що відповідає тривалості одного символу проводиться додавання нульових

відліків згідно з обраним порядком дискретизації. Порядок дискретизації згідно з технічним завданням задано рівним  $IPOINT=8$ .

Операція передискретизації виконується за допомогою підпрограми `compoversamp(data1,nd,IPOINT)` (додаток В) [11]:

```
[ich1,qch1]=compoversamp(ich,qch,length(ich),IPOINT);
```

Програма `compoversamp.m` практично є розширенням програми `oversamp.m`, яка реалізовувала операцію передискретизації для методу BPSK. Відмінність полягає у тому, що для BPSK формувалася тільки один вектор з додатковими нульовими відліками згідно з порядком передискретизації, то для QAM формується два таких вектори `ich1` і `qch1`, які формують комплексну послідовність передискретизованих канальних символів `[ich1,qch1]` з комплексної послідовності `[ich,qch]`. Змінним підпрограми виступають вектори `ich` і `qch`, довжина цих векторів `length(ich)` і порядок передискретизації `IPOINT`.

На рис. 2.12 показано операцію передискретизації більш детально (у збільшеному масштабі) для перших п'яти символів I-каналу.

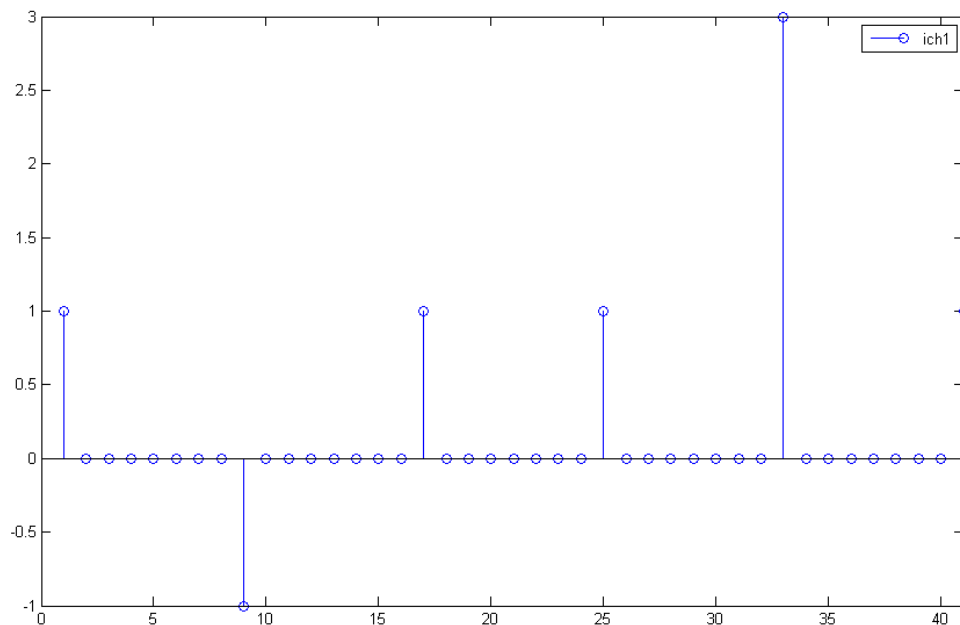


Рисунок 2.12 – Операція пере дискретизації

Послідовності каналних символів для I- і Q- каналів після передискретизації зображені на рис. 2.13, рис. 2.14.

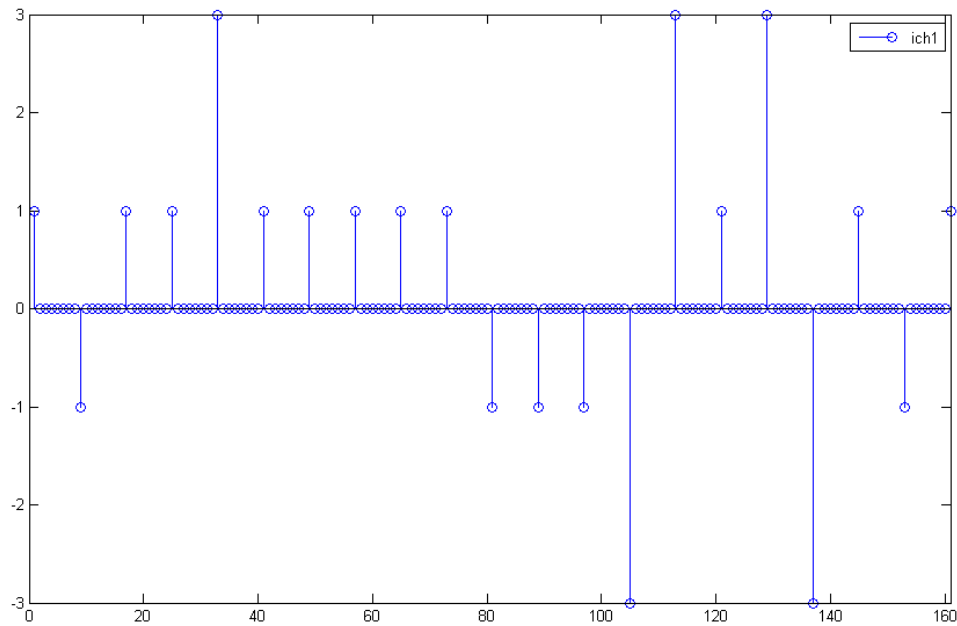


Рисунок 2.13 – Підпоследовність цифрових відліків I-каналу після передискретизації

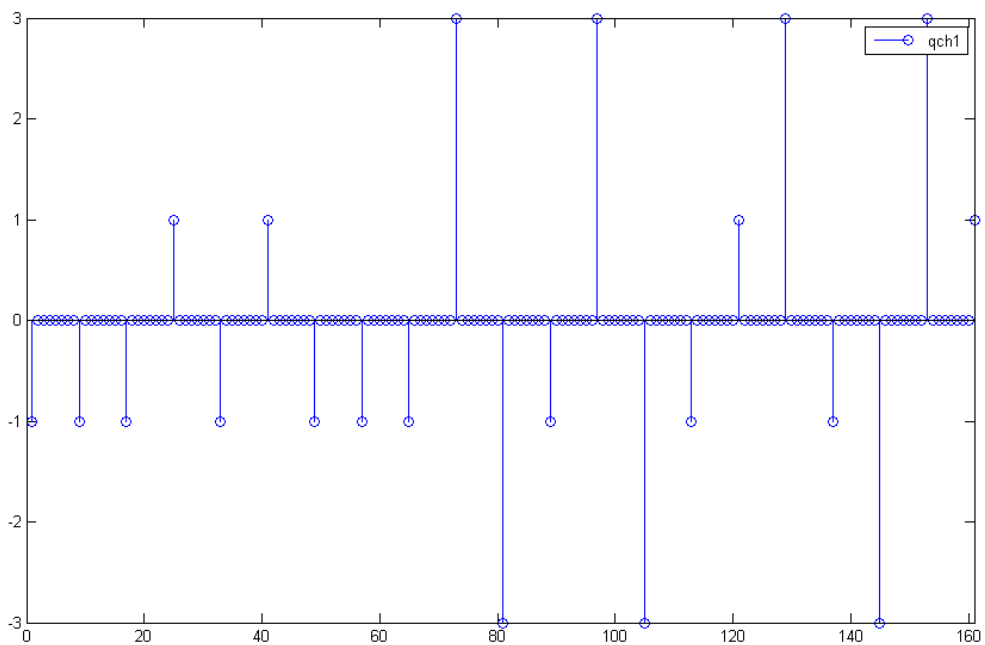


Рисунок 2.14 – Підпоследовність цифрових відліків Q-каналу після передискретизації

Сформовані відліки у відповідності з функціональною схемою модулятора підлягають обробці у формуючому фільтрі Найквіста. Як відомо сигнал на виході будь-якого фільтра можна отримати за допомогою операції згортки вхідного сигналу і імпульсної характеристики фільтра. Для реалізації згортки застосовується вбудована функція Matlab `conv` (convolution):

В головній програмі операція фільтрації в кожному каналі реалізується за допомогою за допомогою підпрограми `comrconv.m`. Підпрограма `comrconv.m` також є розширенням програми `conv.m` [11], яка реалізовувала операцію згортки вхідних даних з коефіцієнтами імпульсної характеристики формуючого фільтра Найквіста для методу BPSK.

Відмінність полягає у тому, що для QAM необхідно сформувати два вектори `ich2` і `qch2`, для кожного з яких необхідно застосувати операцію згортки. Результатом роботи програми виступає двовірний вектор `[ich2,qch2]`, який формує комплексну послідовність відфільтрованих канальних символів `[ich2,qch2]` з комплексної послідовності `[ich1,qch1]`. Змінними підпрограми виступають вектори `ich1` і `qch1` і коефіцієнти імпульсної характеристики формуючого фільтра `xh`.

Результат фільтрації сформованих сигналів у формуючому фільтрі Найквіста у кожному з каналів зображено на рис. 2.15, 2.16.

Відповідно три підпрограми, які, практично формують вихідний сигнал QAM модулятора в основній смузі частот набувають такого вигляду:

```
%*****QAM Modulation*****
```

```
[ich,qch]=qammod(data1,1,nd,ml);
[ich1,qch1]=comrconv(ich,qch,length(ich),IPOINT);
[ich2,qch2]=comrconv (ich1,qch1,xh);
```

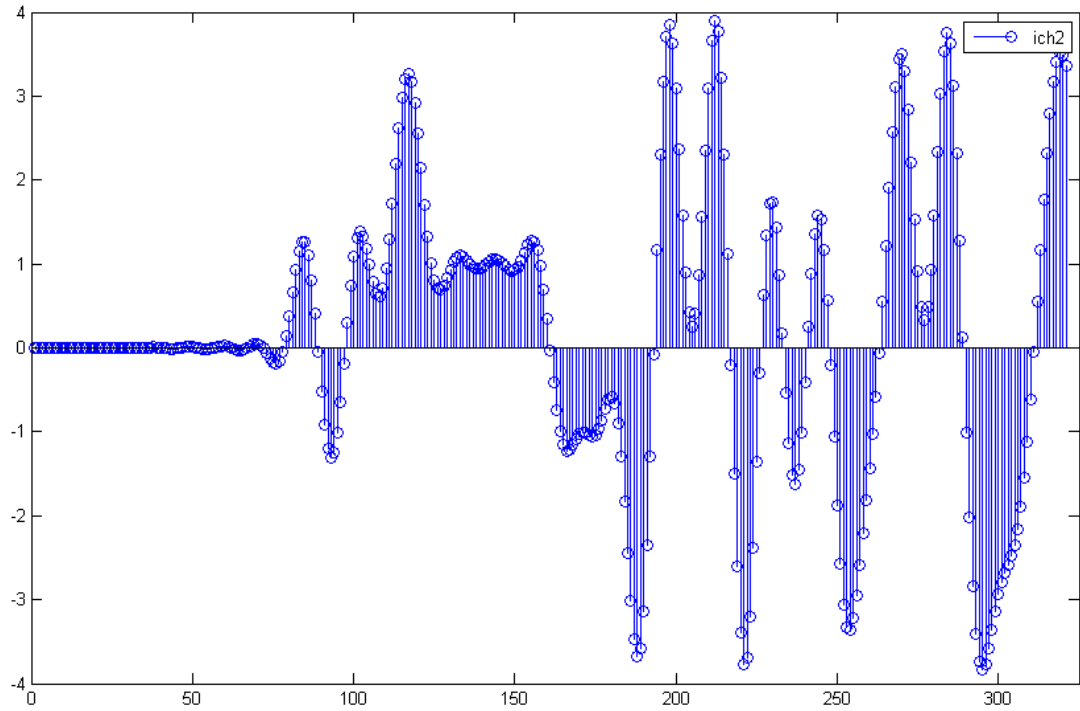


Рисунок 2.15 – Відфільтрована підпоследовність парних цифрових відліків  
I-каналу

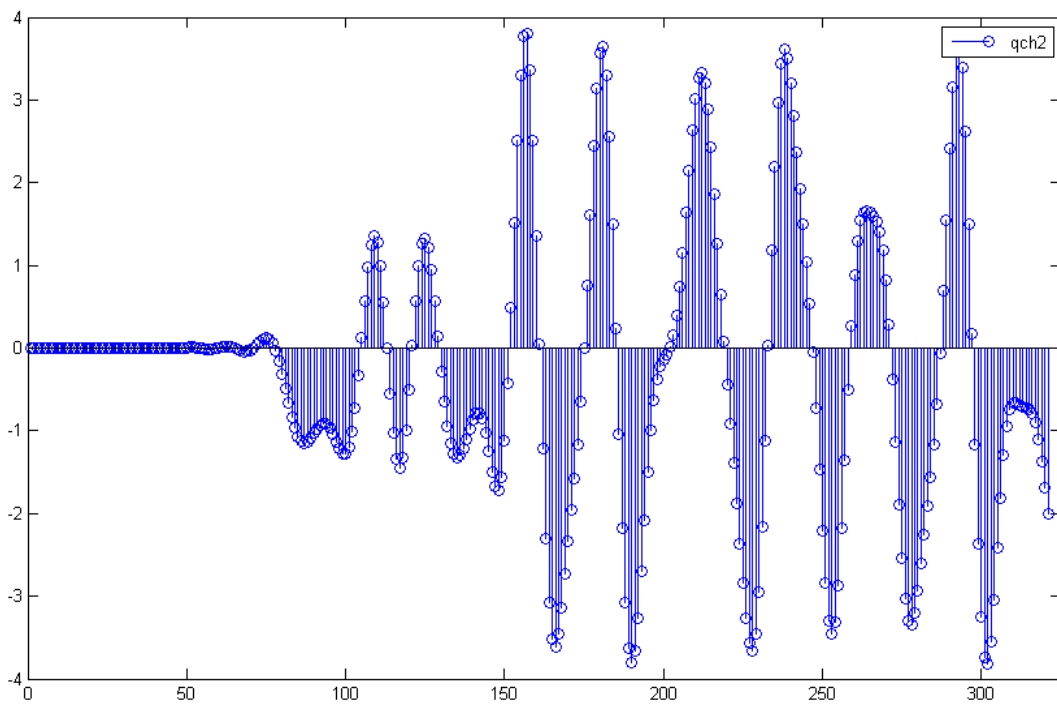


Рисунок 2.16 – Відфільтрована підпоследовність парних цифрових відліків  
Q-каналу

Для здійснення безпосередньо APSK модуляції в кожному каналі необхідно цифровий сигнал перетворити до аналогової форми за допомогою ЦАП. Результуючі послідовності каналних символів I та Q-каналів після цифро-аналогового перетворення, які безпосередньо модулюють квадратурні несучі зображено на рис. 2.17, 2.18.

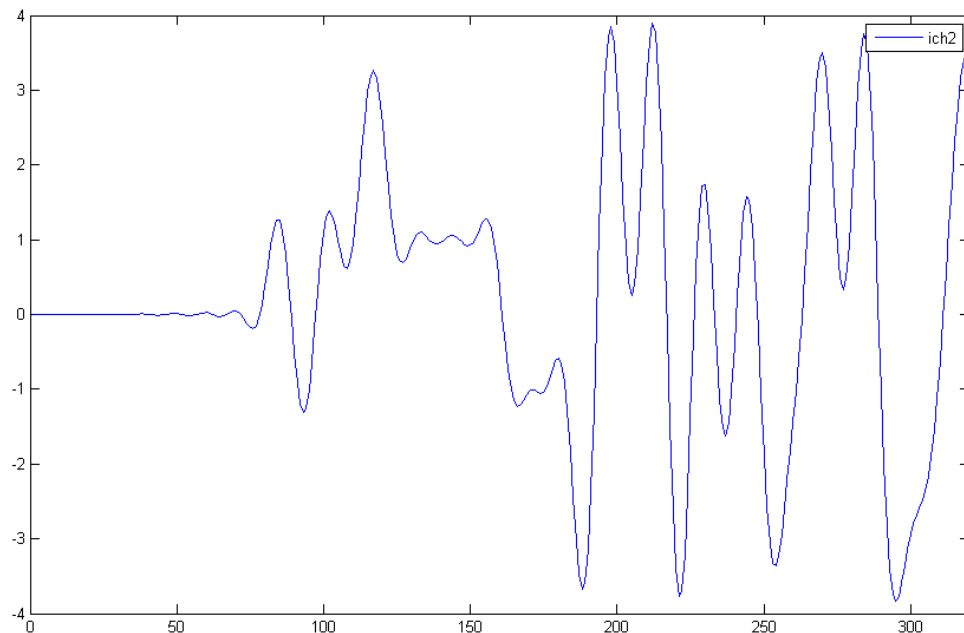


Рисунок 2.17 – Модулююча послідовність I-каналу

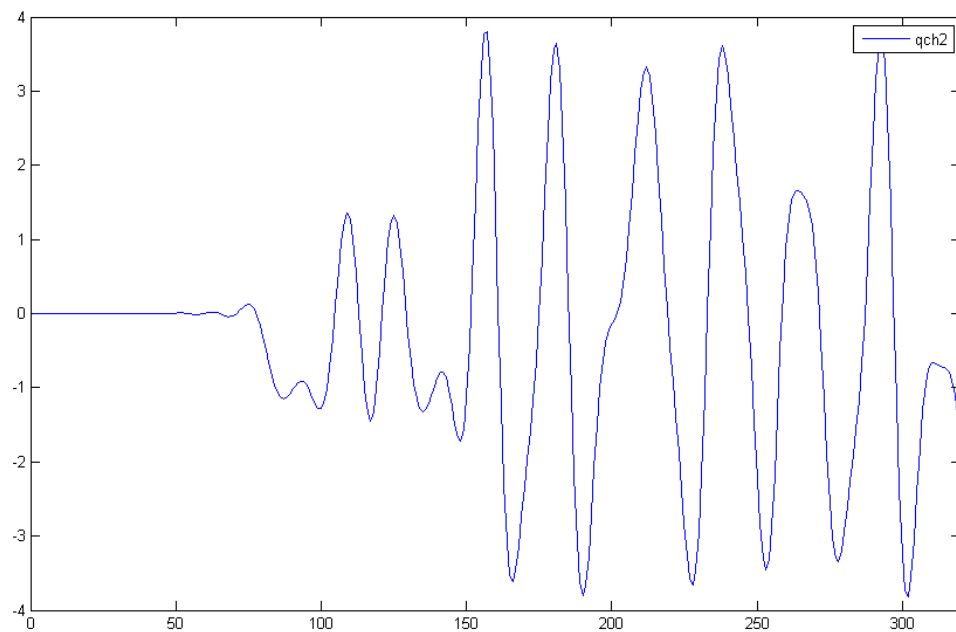


Рисунок 2.18 – Модулююча послідовність Q-каналу

Оскільки моделювання процесу перенесення на робочу частоту не передбачалося технічним завданням, тобто, модель розглядається в основній смузі частот, то на цьому етапі модель модулятора можна вважати закінченою.

Процес обробки сигналів на приймальному боці в моделі демодулятора починається з визначення відношення сигнал/шум для прийнятого сигналу у припущенні, що розглядається AWGN канал.

Визначимо алгоритм формування залежності коефіцієнта бітової помилки від відношення  $E_b/N_0$ , де  $E_b$  – енергія, що приходить на один біт, а  $N_0$  – спектральна щільність шуму. Енергія, що приходить на один біт визначається з співвідношення [2]:

$$E_b = P_c T_b = \frac{P_c}{F} \quad [\text{Вт} \cdot \text{с/бит}], \quad (2.10)$$

де  $P_c$  – потужність сигналу;

$F=1/T_b$  – бітова швидкість.

Відповідно спектральну щільність шуму можна визначити як:

$$N_0 = \frac{P_{ш}}{R} \quad [\text{Вт/Гц}], \quad (2.11)$$

де  $P_{ш}$  – потужність сигналу,  $R$  – символна швидкість.

Тоді поєднуючи (2.10), (2.11) можна отримати

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{P_{ш}},$$

або

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{E_b/N_0} \quad (2.12)$$

Оскільки  $E_b/N_0$  задається, як правило, в децибелах, то можна останнє рівняння записати у вигляді:

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{\frac{E_b/N_0}{10^{10}}} \quad (2.13)$$

Цей вираз і пропонується використовувати в головній програмі для обчислення потужності шуму, яка додається до вхідного сигналу демодулятора в залежності від обраного значення  $E_b/N_0$ .

Потужність, що приходить на один біт  $P_c$  (параметр SPOW), визначається як середньоквадратична сума потужностей усіх символів I і Q – каналів, яка поділена на кількість інформаційних біт.

При моделюванні передбачається, що амплітуда послідовності даних вимірюється у вольтях, тому шумовий сигнал також повинен мати розмірність вольт. Враховуючи, що для загального варіанту застосування I, Q модуляторів, шум однаково розподілений в I та Q каналах модулятора, остаточно введемо шумову напругу  $attn$  як

$$attn = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot P_{\text{ш}}} \quad (2.14)$$

В програмі цей алгоритм реалізовано наступними операторами

```
%*****Attenuation Calculation*****
spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd;
% sum: built in function
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0)/10);
attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function.
```

Додавання гаусівського шуму до корисного сигналу відповідно до заданого значення  $E_b/N_0$  здійснюється за допомогою підпрограми `comb.m`. Ця підпрограма також є розширенням алгоритму запропонованого для методу BPSK [12], де відбувалася генерація гаусівського шуму для одного каналу, а коефіцієнт `attn` визначав абсолютну потужність шуму. В підпрограмі `comb.m` подібна процедура застосовується для обох каналів демодулятора з наступним додаванням визначених шумів до корисного сигналу в обох каналах демодулятора:

```
% comb.m
    % Generate additive white Gaussian noise
function [iout,qout]=comb(idata, qdata,attn)
%*****
iout=randn(1,length,(idata)).*attn;
qout=randn(1,length,(qdata)).*attn;

iout=iout+idata(1:length,(idata));
qout=qout+qdata(1:length,(qdata));

%*****End of file *****
```

В результаті вектори даних, які формують передані через канал символи в I- каналі [`ich3`] і в Q- каналі [`qch3`] демодулятора реалізуються оператором:

```
[ich3, qch3]= comb (ich2, qch2, attn);

% add write gaussian noise).
```

Епюри коливань, які формуються на входах I, Q - демодулятора в результаті додавання гаусівського шуму при значенні  $E_b/N_0=30$  дБ наведені на рис. 2.19, рис. 2.20.

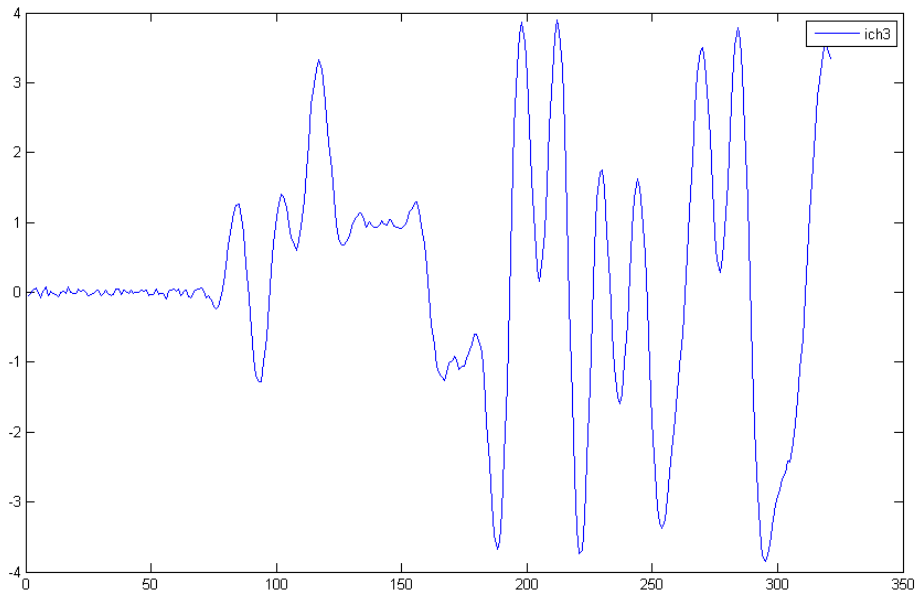


Рисунок 2.19 – Сигнал основної смуги частот на вході І-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=30$  дБ

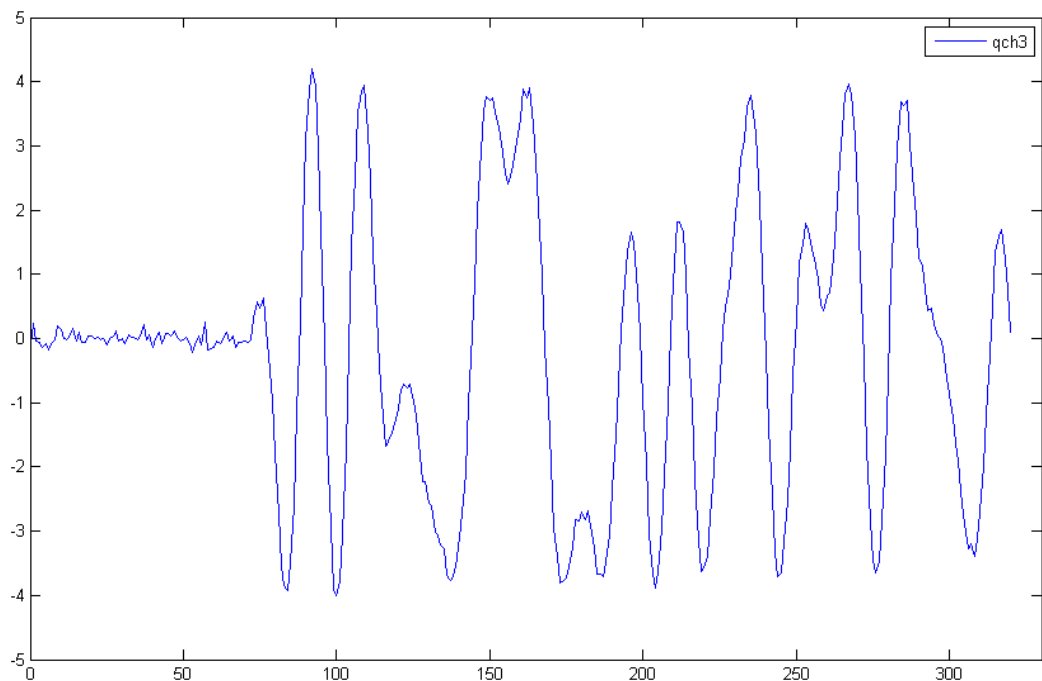


Рисунок 2.20 – Сигнал основної смуги частот на вході Q-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=30$  дБ

Якщо порівняти отримані сигнали на входах I, Q –каналів демодулятора з вихідними коливаннями відповідних каналів модулятора, то можна зробити висновок, що за такого великого значення  $E_b/N_0$  спотворення

переданого через канал сигналу до демодулятора через шум практично відсутні й ймовірність достовірної передачі даних достатньо велика.

Для порівняння на рис. 2.21 і рис. 2.22 наведені аналогічні епюри за умови зменшення значення  $E_b/N_0$  до рівня 8 дБ.

Очевидно, що отримані епюри свідчать про суттєве спотворення сигналу в обох каналах каналі через дію білого гаусівського шуму і можна очікувати, що коефіцієнт бітової помилки за таких умов суттєво зростає.

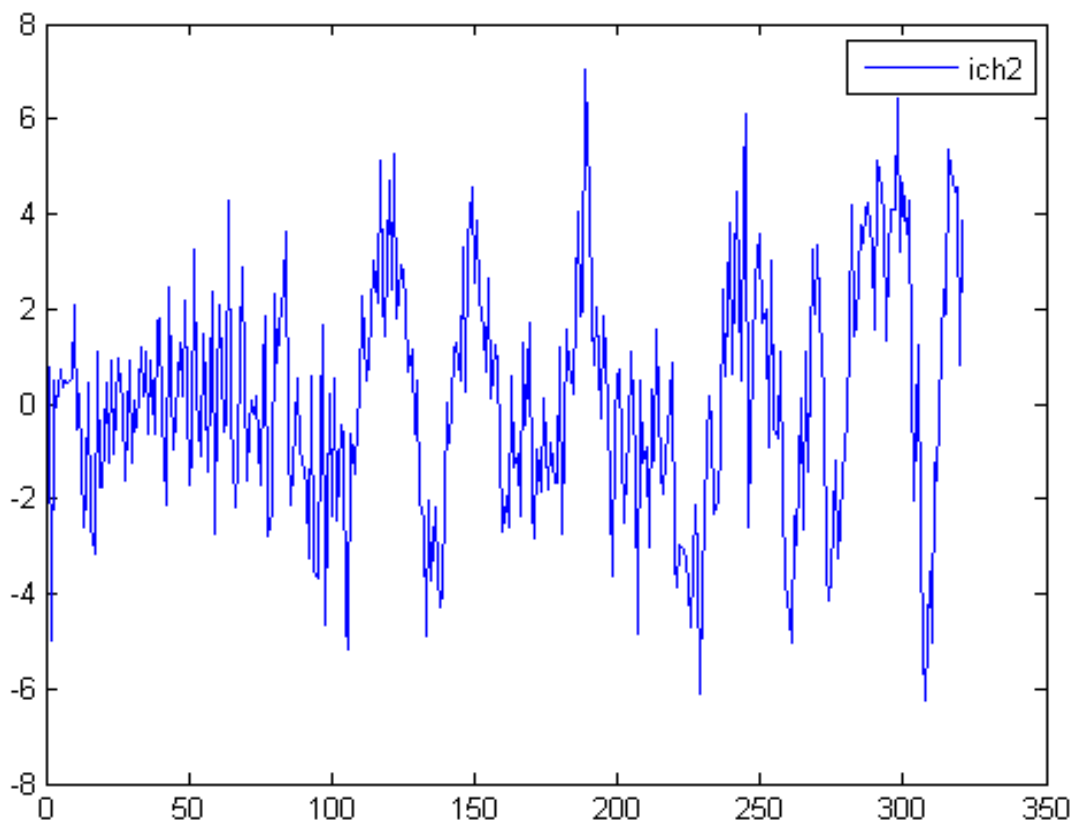


Рисунок 2.21 – Сигнал основної смуги частот на вході І-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=8$  дБ

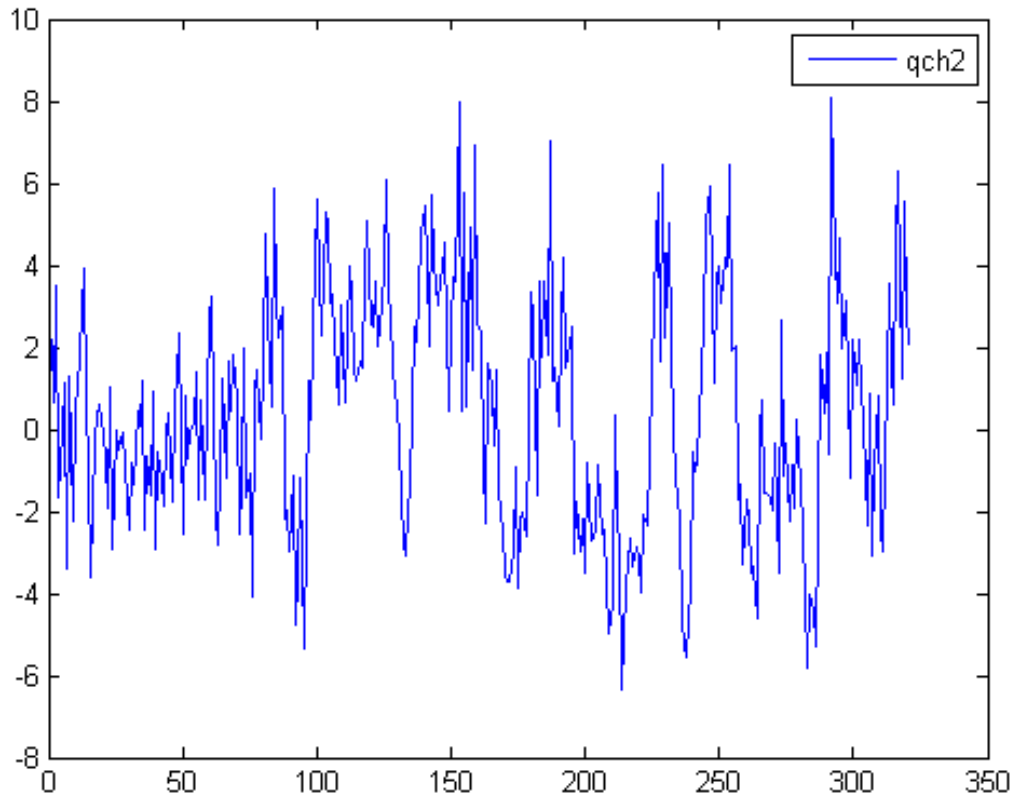


Рисунок 2.22 – Сигнал основної смуги частот на вході I-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=8$  дБ

Подальша обробка символів в кожному з каналів демодулятора здійснюється подібно до методу BPSK – реалізується фільтрація у формуючому фільтрі з формуванням вектора  $[ich4,qch4]$  за допомогою підпрограми `compconv.m`, [11]:

```
[ich4,qch4]=compconv(ich3,qch3,xh2);
```

На рис. 2.23 і рис. 2.24 зображені епюри коливань на виходах формуючих фільтрів квадратурних каналів демодулятора.

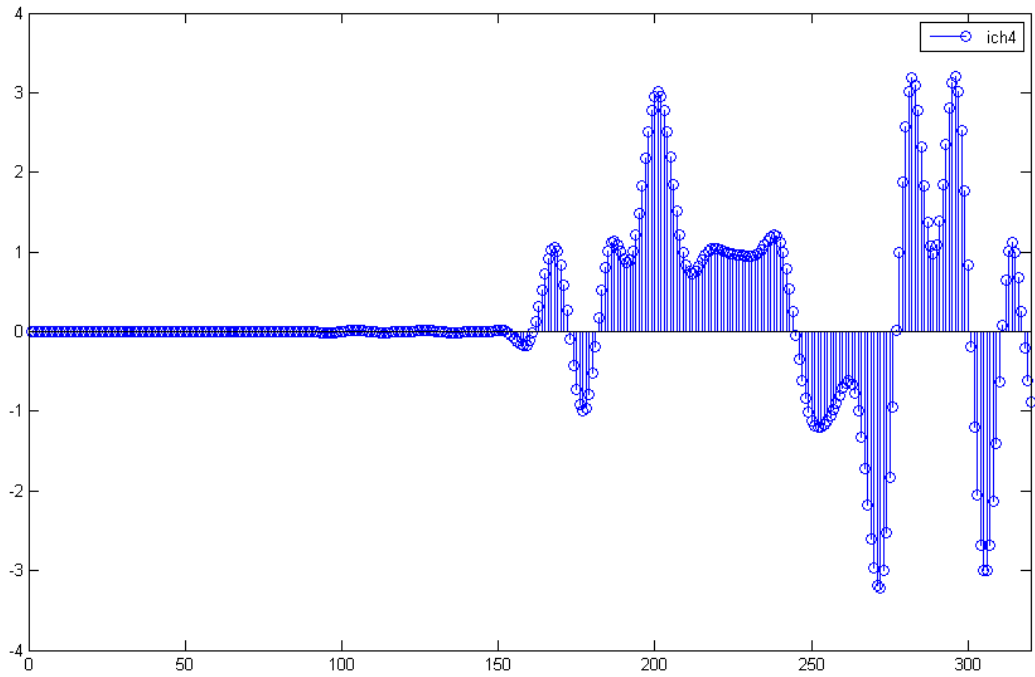


Рисунок 2.23 – Сигнал основної смуги частот на виході формуючого фільтра  
I-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=30$  дБ

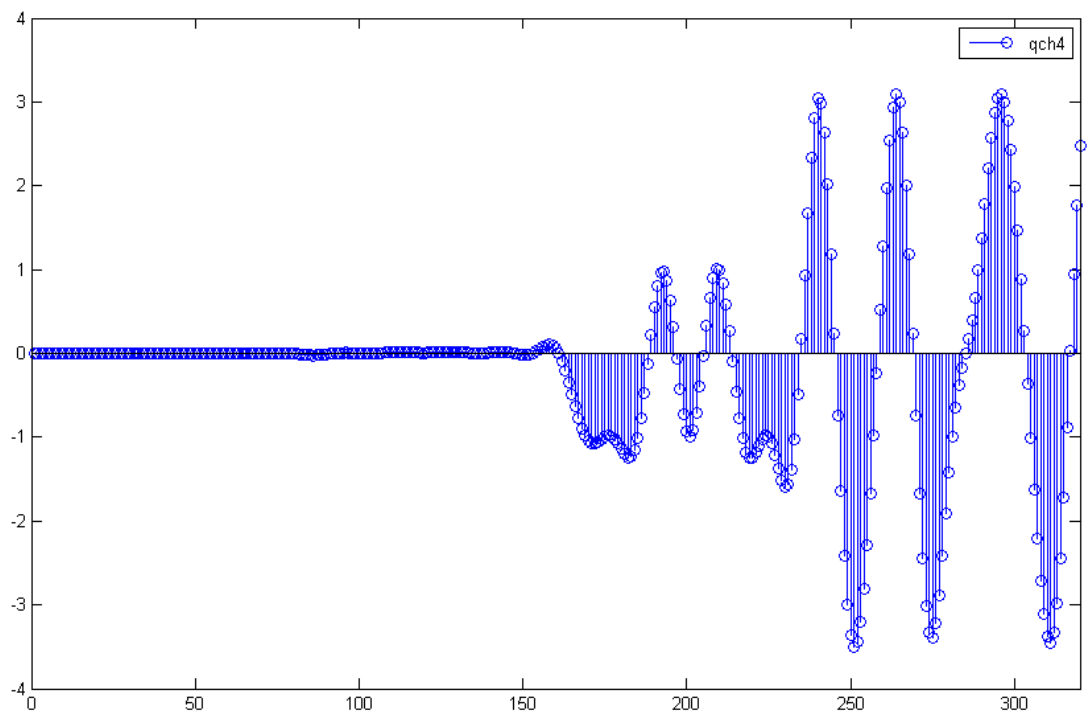


Рисунок 2.24 – Сигнал основної смуги частот на виході формуючого фільтра  
Q-каналу демодулятора при  $E_b/N_0=30$  дБ

Якщо порівняти епюри рис.2.23, рис.2.24 з аналогічними епюрами модулятора рис.2.15, рис.2.16, то можна відзначити що затримка з'явлення відклику на виходах фільтра подвоюється порівняно з аналогічними епюрами модулятора.

Вибір точки синхронізації і усунення передискретизації відліків в I і Q каналах повністю тотожні методу BPSK [12]

```
syncpoint=irfn*IPOINT+1;
ich5=ich4(syncpoint:IPOINT:length(ich4));
qch5=qch4(syncpoint:IPOINT:length(qch4));
```

В результаті на виходах I і Q- каналів демодулятора формуються двополярні послідовності демодульованих каналних символів ich5 і qch5 відповідно (рис. 2.25, рис. 2.26)

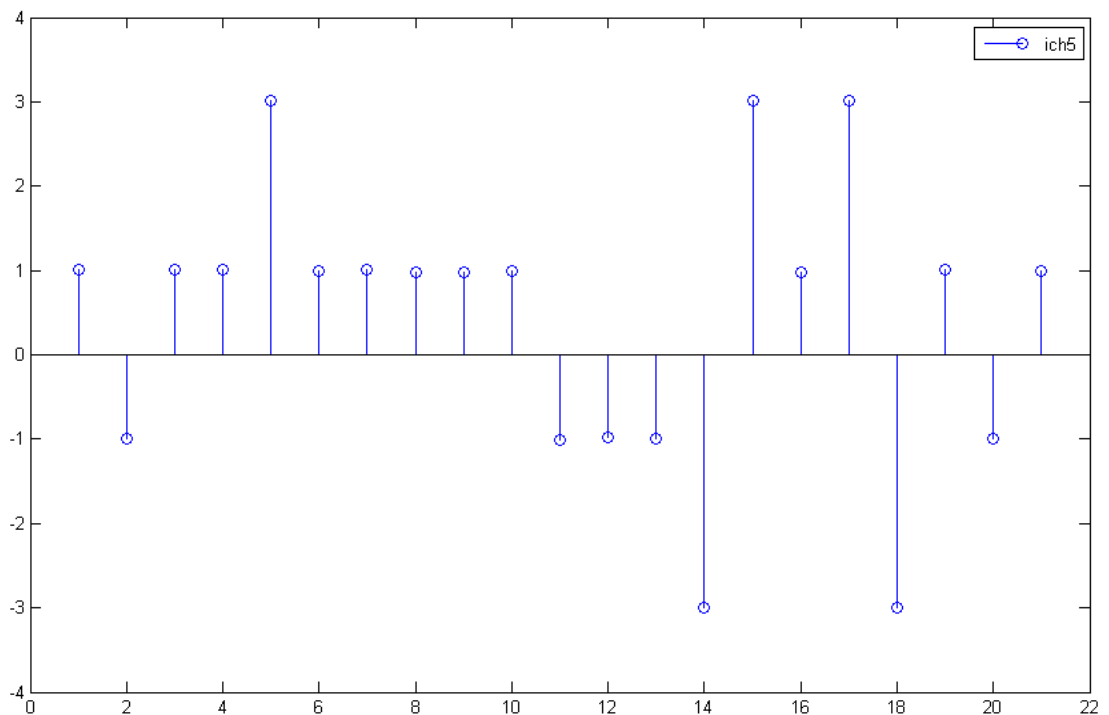


Рисунок 2.25 – Демодульовані каналні символи I-каналу при  $E_b/N_0=30$  дБ

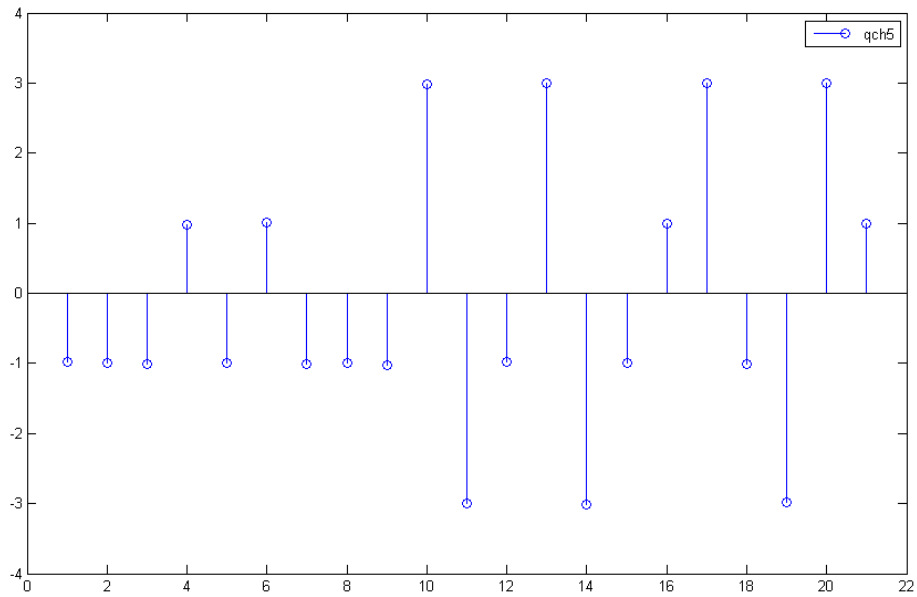


Рисунок 2.26 – Демодульовані каналні символи Q-каналу при  $E_b/N_0=30$  дБ

Очевидно, що при такому великому значенні  $E_b/N_0=30$  дБ демодульовані символи практично не спотворюються порівняно з каналними символами модулятора. Для демонстрації впливу шуму на рис.2.27, наведені аналогічні епюри Q –каналу при  $E_b/N_0=8$  дБ.

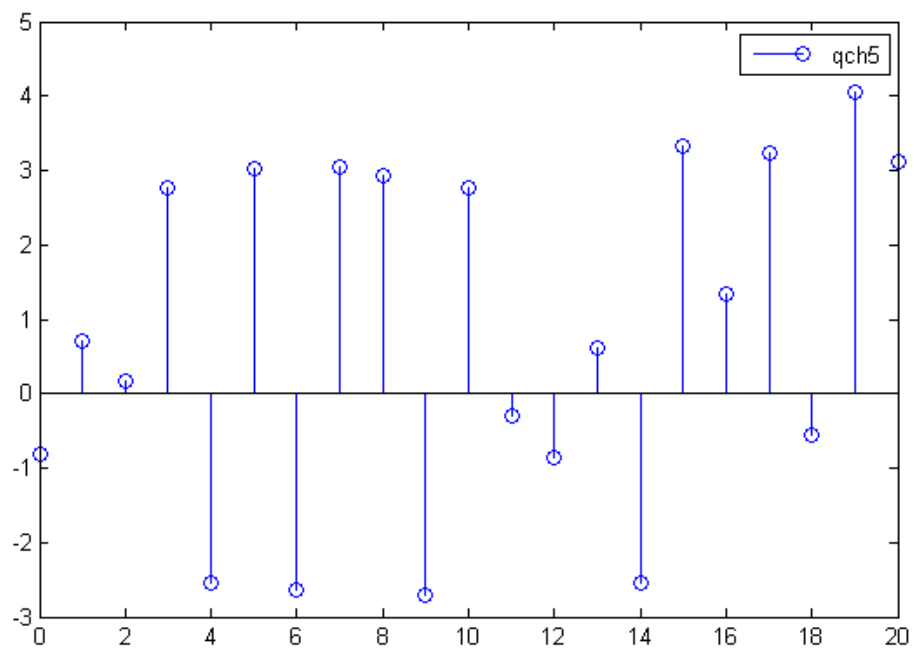


Рисунок 2.27 – Демодульовані каналні символи Q-каналу при  $E_b/N_0=8$  дБ

Остаточно результат демодуляції сигналів в квадратурних каналах демодулятора у вигляді однополярної послідовності відліків формується за допомогою підпрограми `qamdemod.m`:

```
%*****QAM Demodulation*****
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,ml);
```

Підпрограма `qamdemod.m` практично реалізує алгоритм роботи порогових пристроїв в I, Q каналах демодулятора і реалізує функцію сигнального декодера.

В результаті роботи запропонованого програмного комплексу на виході демодулятора формується демодульована послідовність (рис. 2.27).

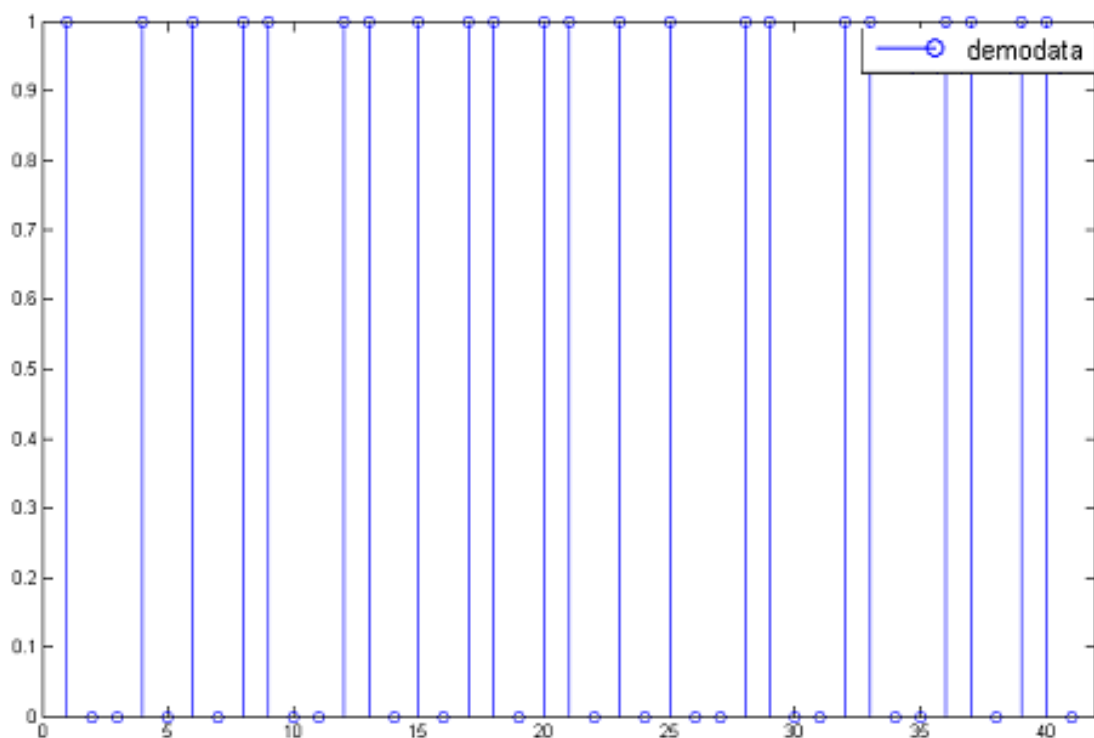


Рисунок 2.28 – Демодульована послідовність даних на виході I,Q модулятора

Якщо порівняти перші сорок демодульованих відліків з вхідними даними, то, очевидно, що для перших 40 бітів однієї випадкової реалізації демодуляція відбувається без помилки.

Розроблений комплекс дозволяє також відобразити і фазові сузір'я для різних значень  $E_b/N_0$ . Для цього достатньо задати вивід графіка, де по осі абсцис буде відкладене значення демодульованих двополярних відліків I-каналу, а по осі ординат відповідно значення демодульованих відліків Q-каналу. Отриманий результат, тобто діаграма фазових переходів за наявності гаусівських шумів у каналі зв'язку буде суттєво відрізнятися від теоретичної, особливо для малих значень  $E_b/N_0$ .

Так, на рис. 2.29, рис. 2.30 наведені діаграма фазових переходів і сигнальне сузір'я відповідно для значення  $E_b/N_0=40$  дБ, які отримані в результаті моделювання.

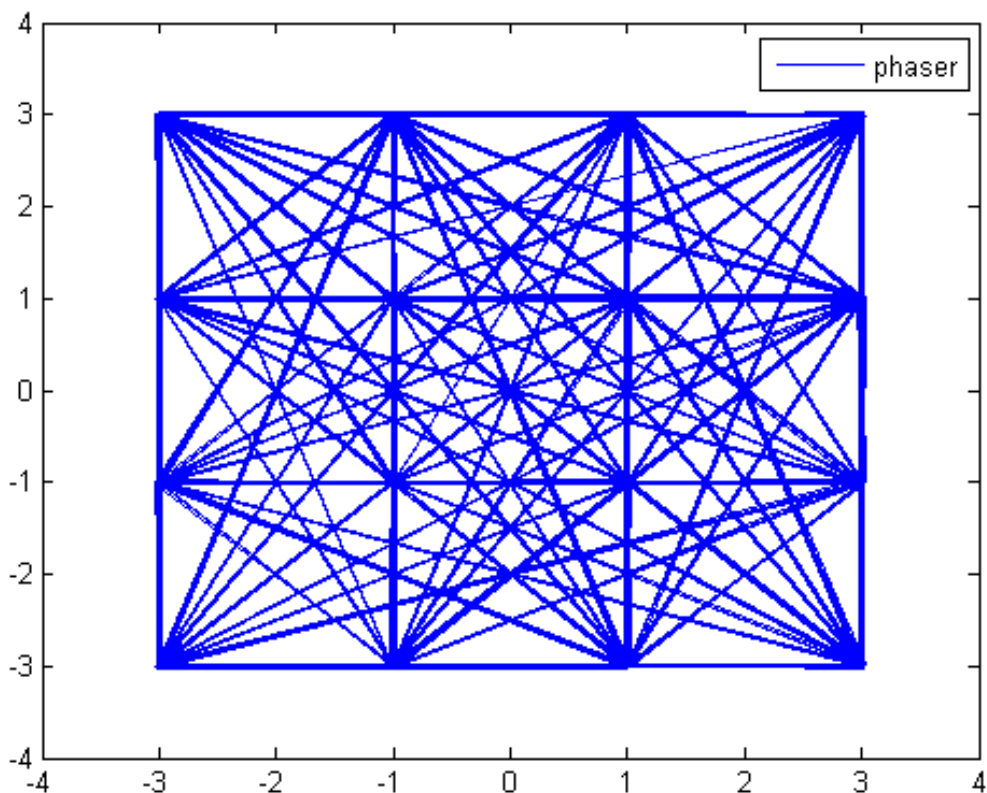


Рисунок 2.29 – Діаграма фазових переходів 16-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

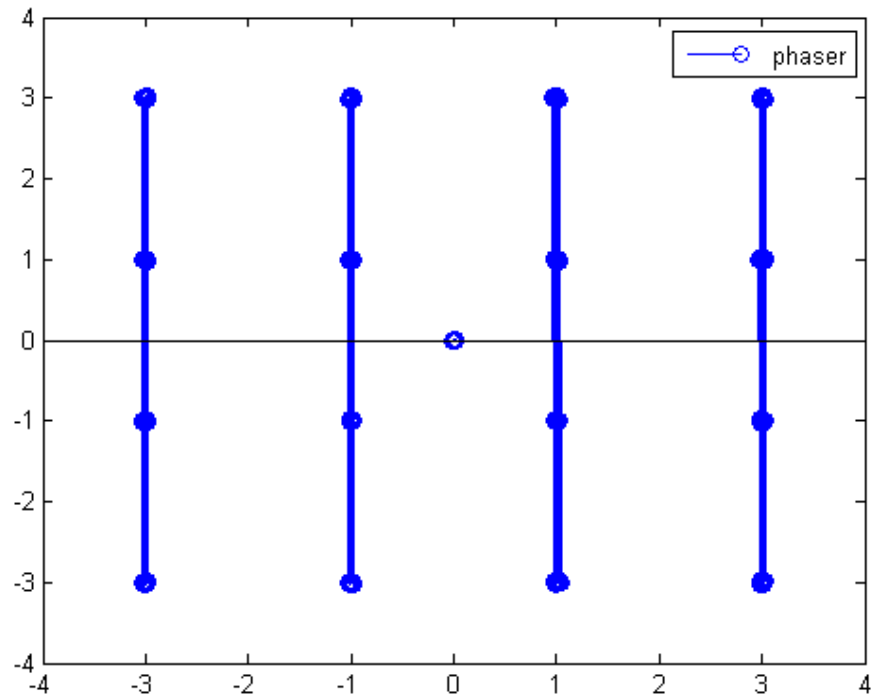


Рисунок 2.30 – Сигнальне сузір'я методу 16-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

Аналогічні графіки, але при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ приведені на рис. 2.31, рис. 2.32.

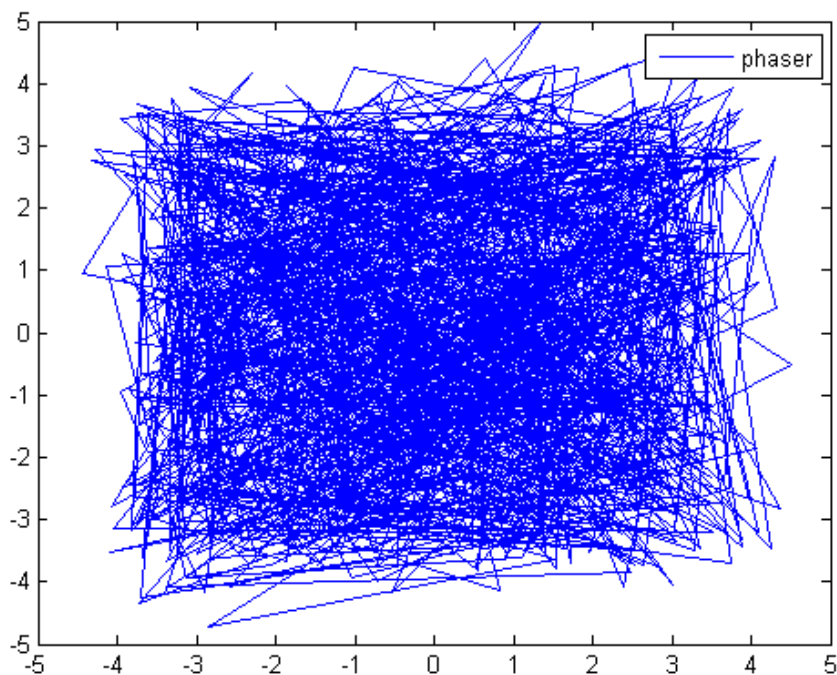


Рисунок 2.31 – Діаграма фазових переходів 16-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

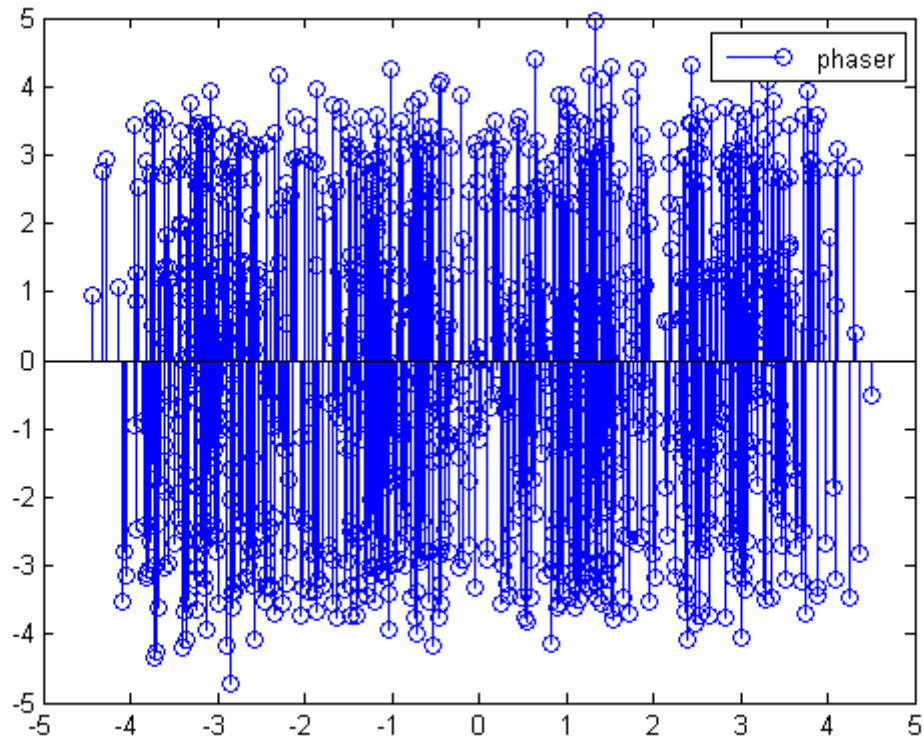


Рисунок 2.32 – Фазове сузір'я методу 16-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

Очевидно, що така діаграма майже не відтворює ідеальне фазове сузір'я (рис. 2.30) і свідчить, про вкрай важкі умови, в яких приймачу необхідно приймати рішення про значення прийнятого біту. Як наслідок, можна очікувати, що значення BER за таких умов буде достатньо великим.

Також за розробленим програмним комплексом було проведено моделювання для методів 4-QAM, 64-QAM, 256-QAM.

Різниця під час моделювання за допомогою розробленого комплексу полягає тільки у змінній  $m_l$  – яка визначає довжину сформованого блоку у бітах (або кількість бітів, що передаються за один радіосимвол):

- $m_l=2$       для методу 4-QAM;
- $m_l=4$       для методу 16-QAM;
- $m_l=6$       для методу 64-QAM;
- $m_l=8$       для методу 256-QAM.

Діаграма фазових переходів для і сигнальне сузір'я , які отримані в результаті моделювання модема 4-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ наведені на рис. 2.33, рис. 2.34.

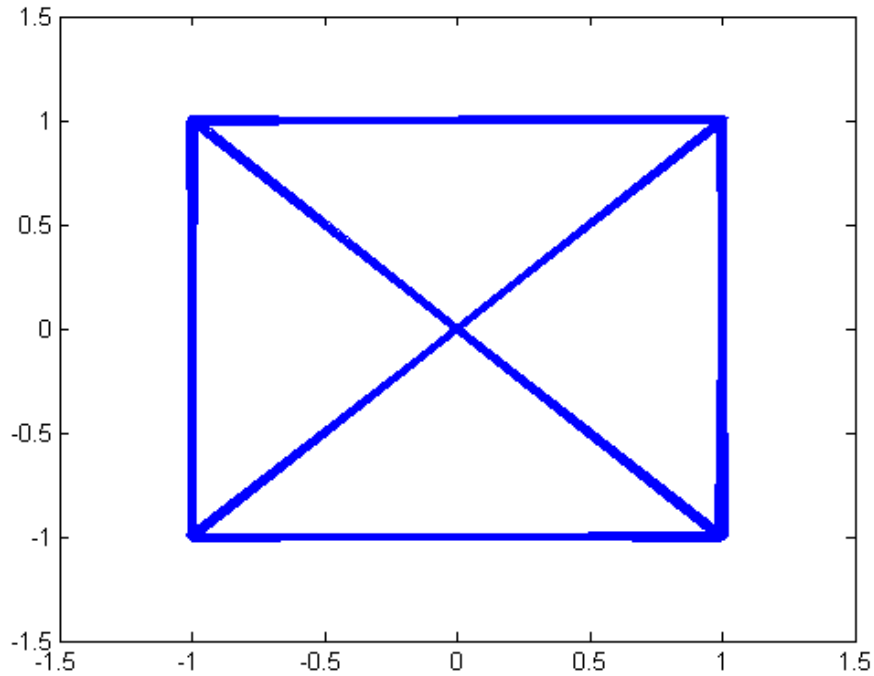


Рисунок 2.33 – Діаграма фазових переходів 4-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

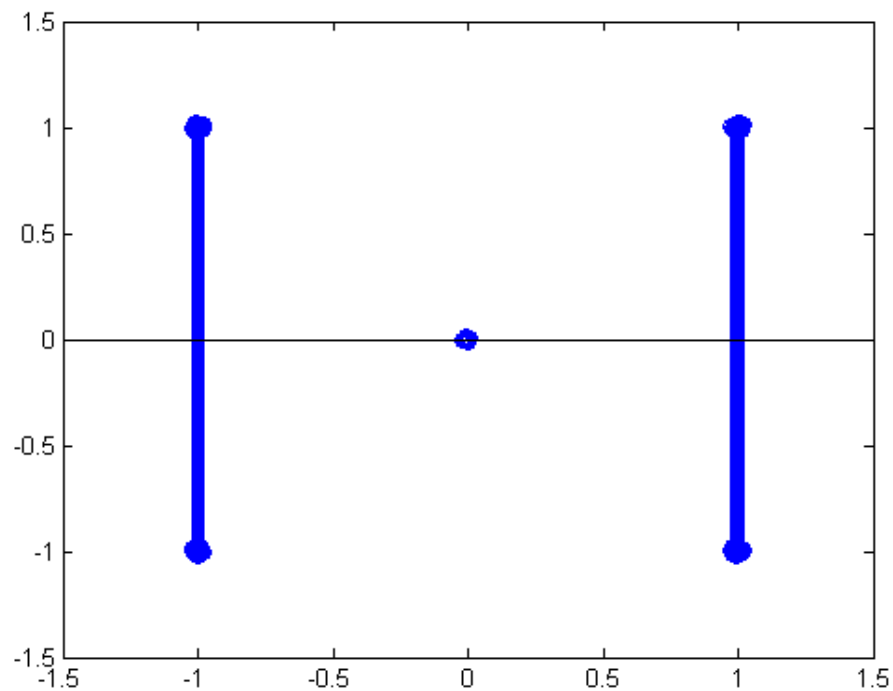


Рисунок 2.34 – Фазове сузір'я методу 4-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

Аналогічні графіки, але при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ приведені на рис. 2.35, рис. 2.36.

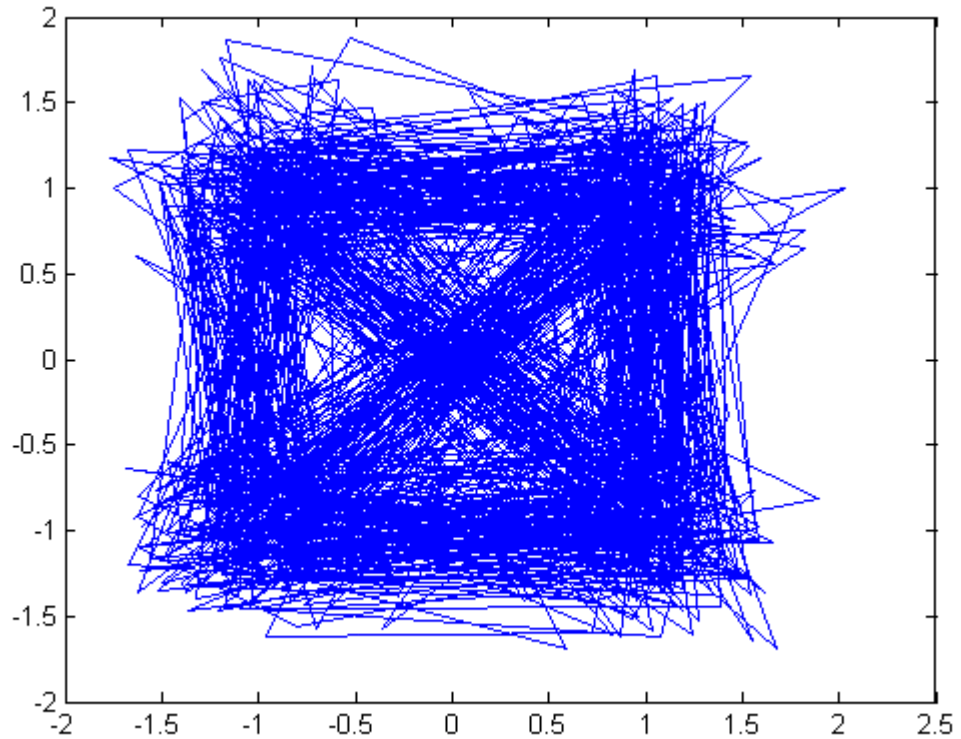


Рисунок 2.35 – Діаграма фазових переходів 4-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

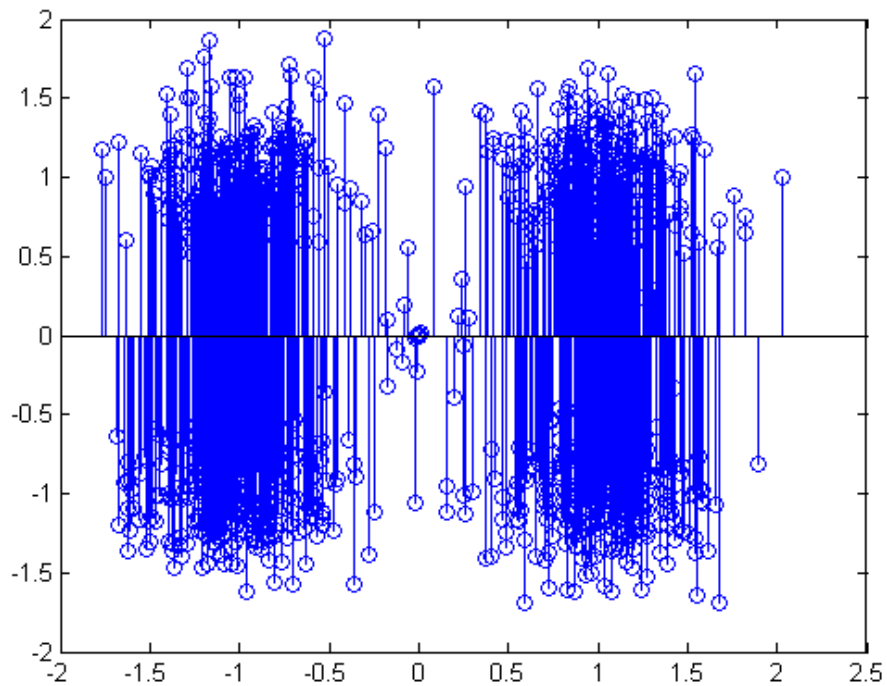


Рисунок 2.36 – Фазове сузір'я методу 4-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

Аналіз діаграми фазових переходів і фазового сузір'я дійсно свідчить, що методи 4-QAM і класичний метод QPSK практично тотожні.

На рис. 2.37 і рис. 2.38 зображені діаграма фазових переходів і фазове сузір'я для методу 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ.

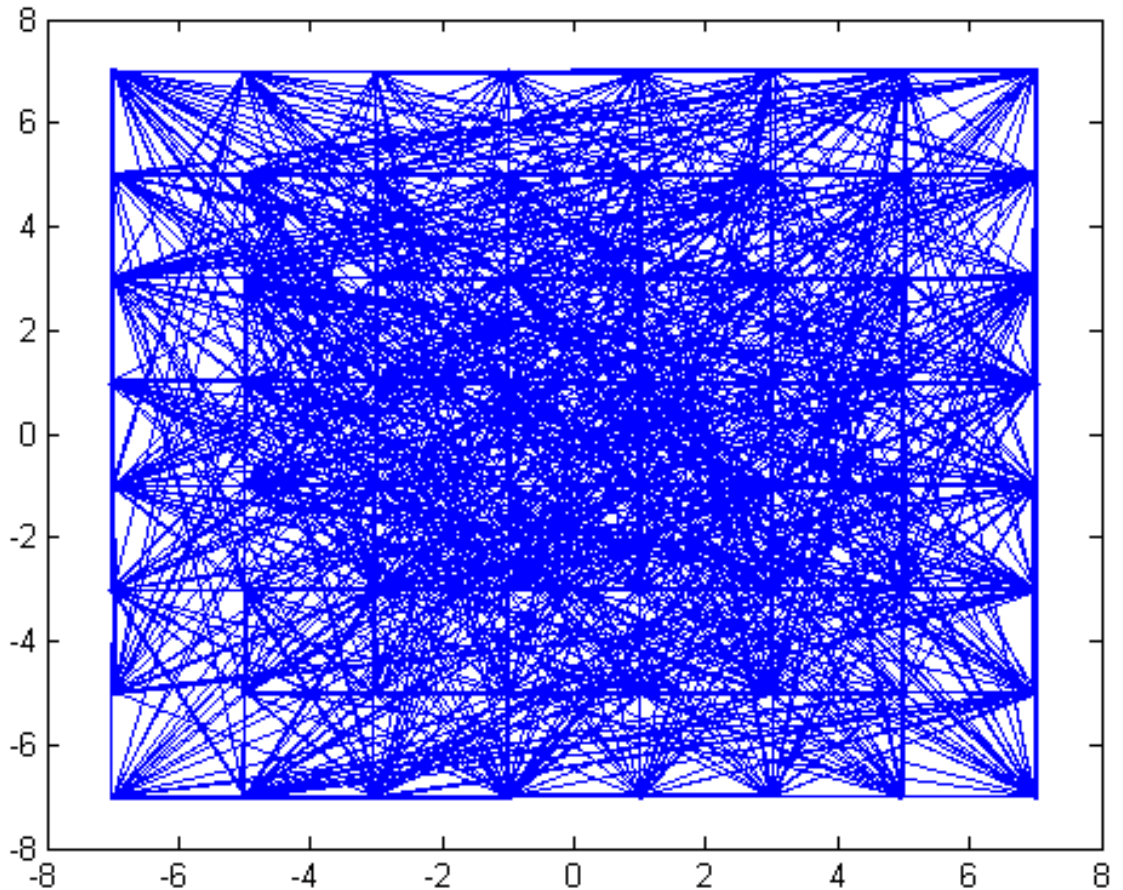


Рисунок 2.37 – Діаграма фазових переходів 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

Оскільки сигнальний вектор може займати будь-яке положення на фазовому сузір'ї й наступний перехід можливий до будь-якої точки сузір'я, то діаграма фазових переходів через велику кількість перетинів вже не виступає такою інформативною, як наприклад, діаграми переходів для методу 4-QAM і 16-QAM.

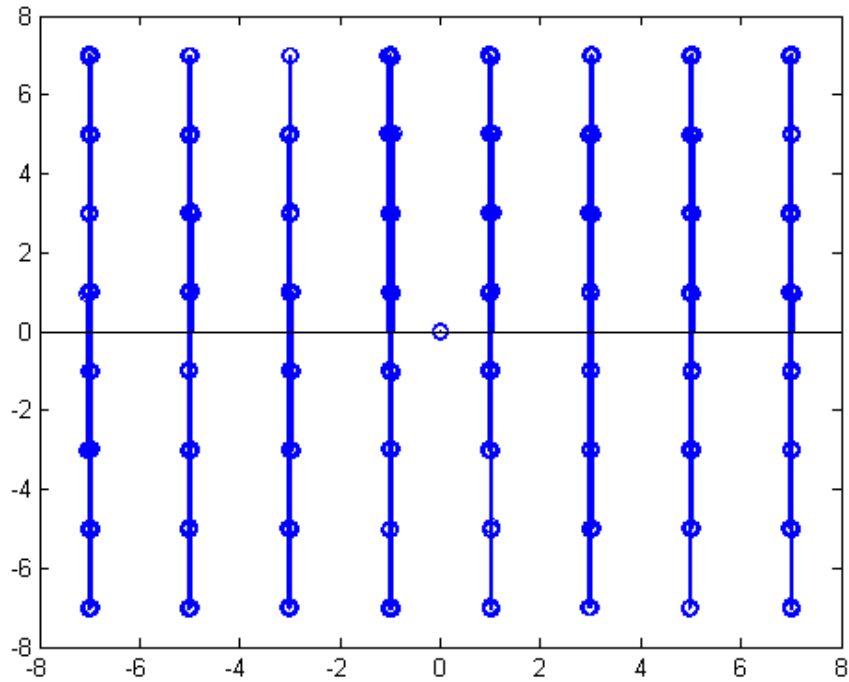


Рисунок 2.38 – Фазове сузір'я методу 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

На рис. 2.39, рис. 2.40 зображені каналні символи I- та Q – каналів модулятора.

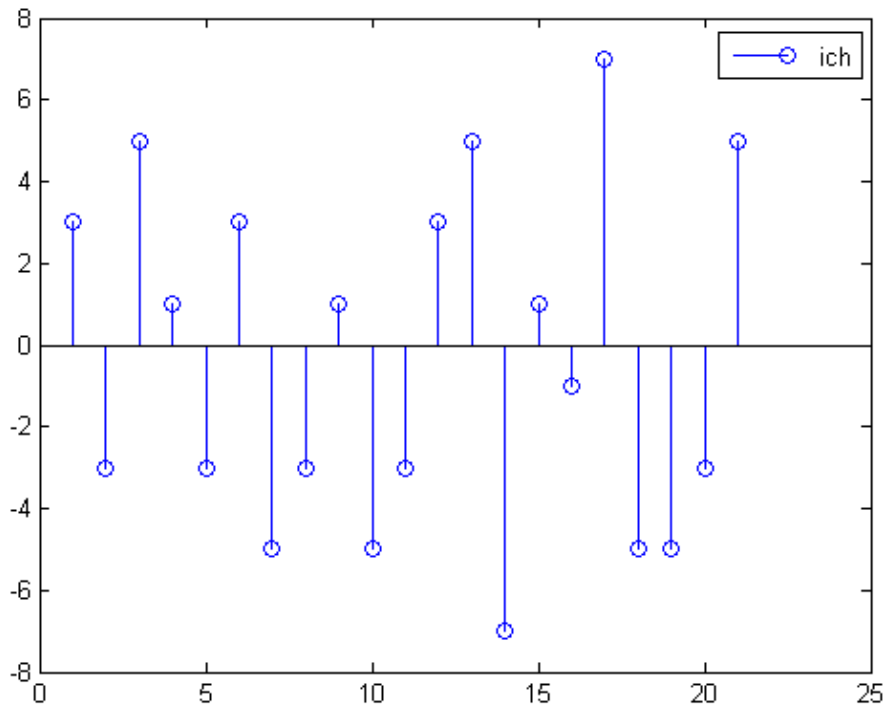


Рисунок 2.39 – Канальні символи I- каналу модулятора 64-QAM

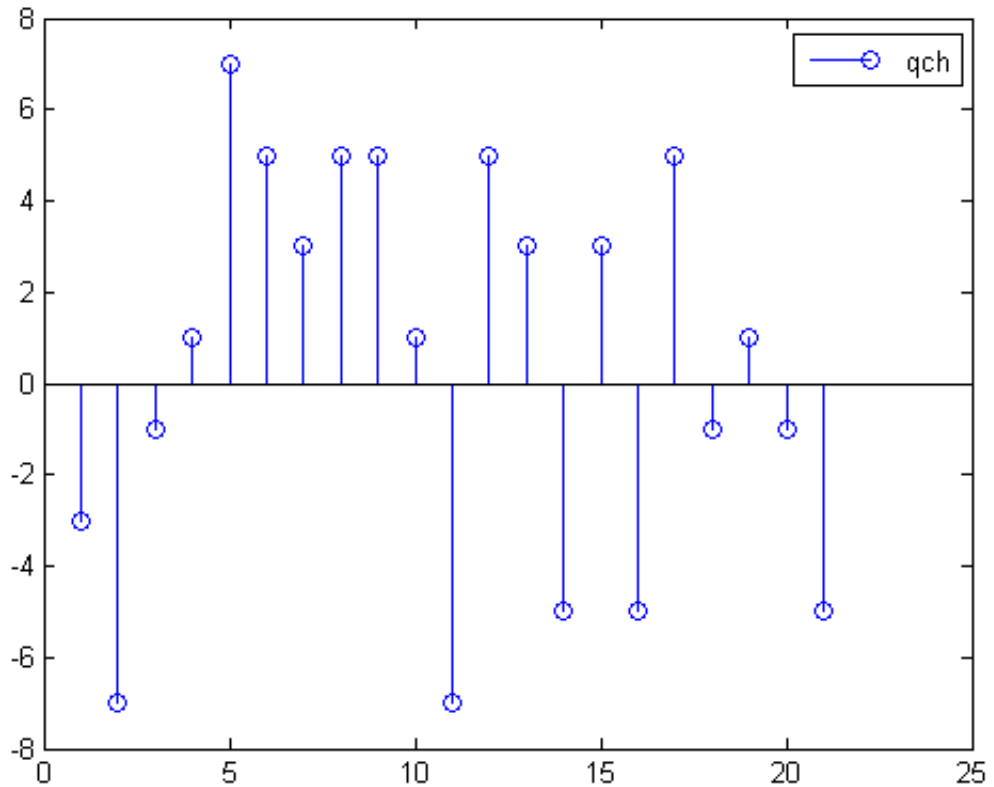


Рисунок 2.40 – Канальні символи Q- каналу модулятора 64-QAM

З аналізу епюр очевидно, що канальні символи для 64-QAM подаються за допомогою вісьмирівневого сигналу з рівнями -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7, що відповідає третій строчці матриці перетворення.

Діаграма фазових переходів і фазове сузір'я методу 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ наведені на рис. 2.41 і рис. 2.42.

Очевидно, що погіршення умов розповсюдження, тобто, зменшення відношення  $E_b/N_0$  від 40 до 8 дБ у каналі зв'язку, суттєво ускладнює роботу демодулятора, що особливо проявляється при збільшенні порядку метода M-QAM.

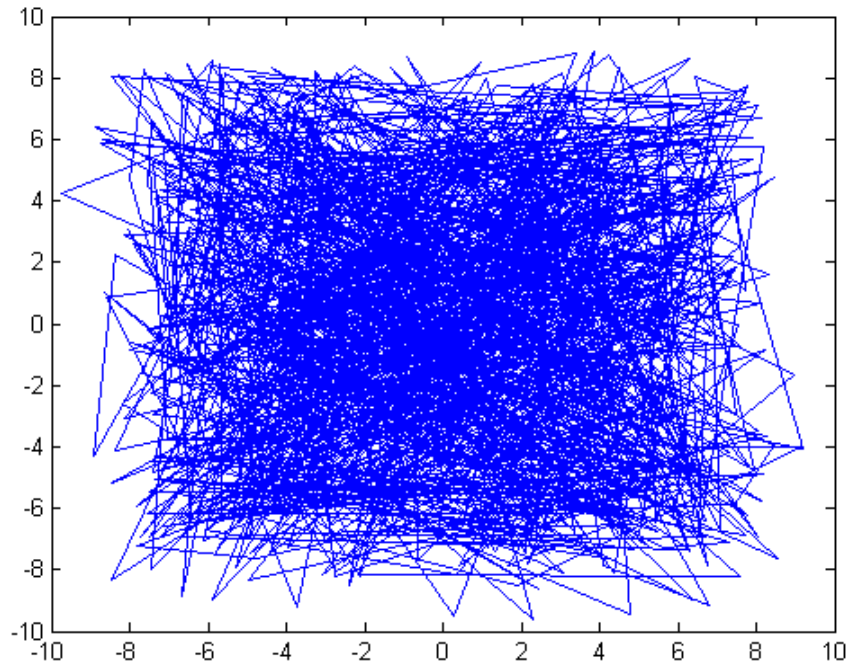


Рисунок 2.41 – Діаграма фазових переходів 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

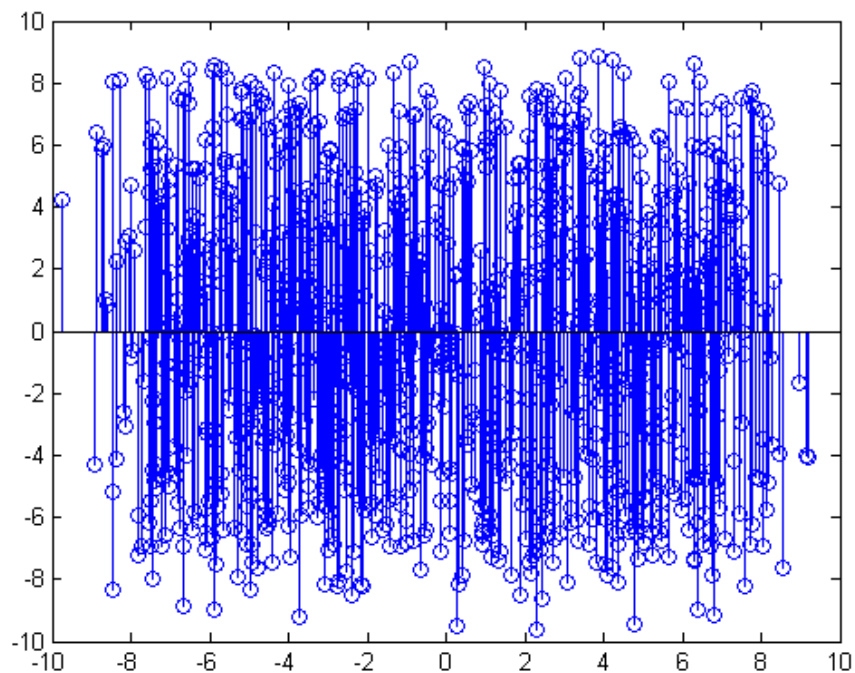


Рисунок 2.42 – Фазове сузір'я методу 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=8$  дБ

І, нарешті, на рис. 2.43 зображено фазове сузір'я, яке отримано в результаті моделювання для методу 256-QAM.

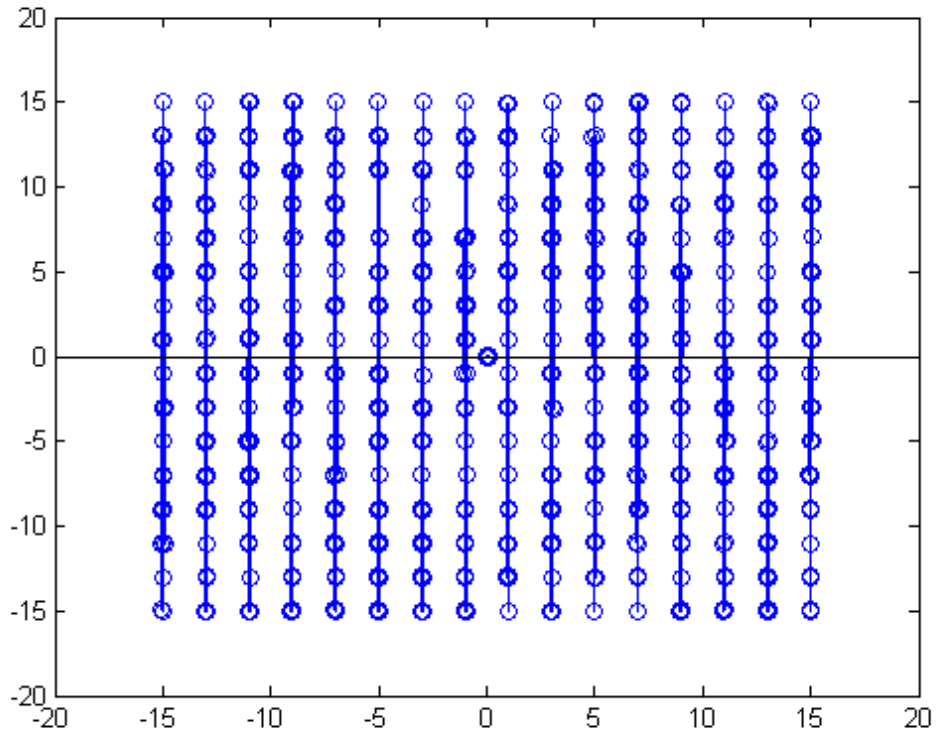


Рисунок 2.43 – Фазове сузір'я методу 256-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

На рис. 2.44 і рис. 2.45 зображені каналні символи I- та Q – каналів модулятора.

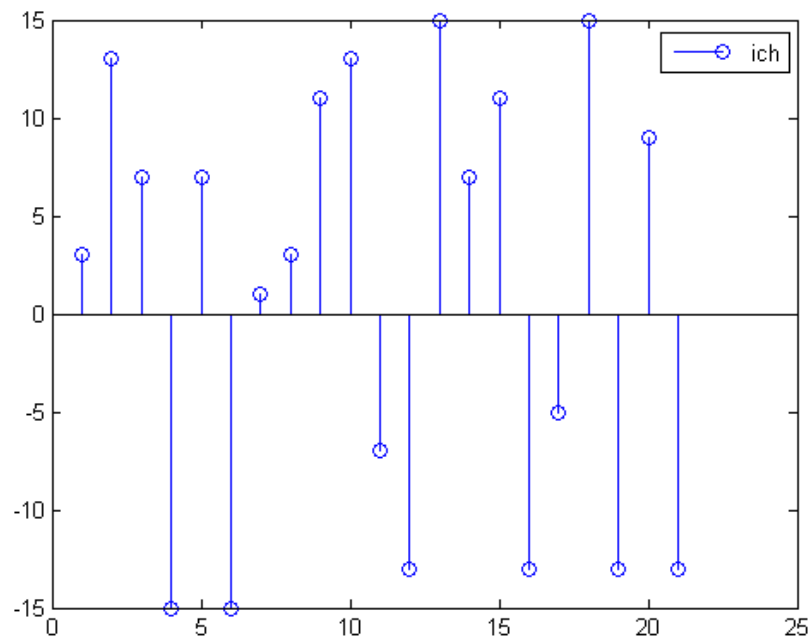


Рисунок 2.44 – Канальні символи I- каналу модулятора 256-QAM

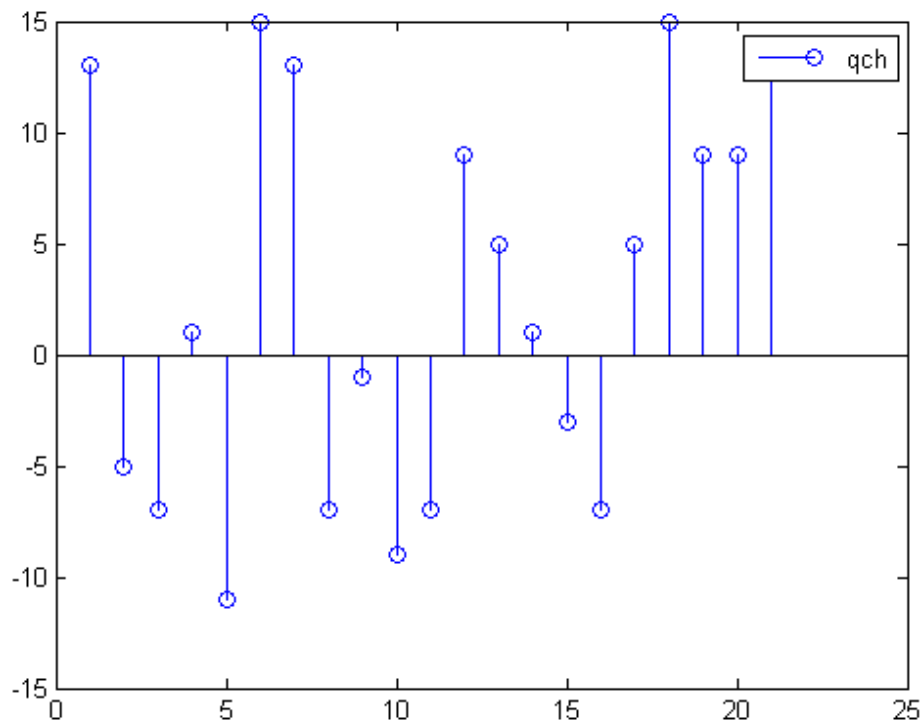


Рисунок 2.45 – Канальні символи Q- каналу модулятора 256-QAM

З аналізу епюр очевидно, що канальні символи для 256-QAM подаються за допомогою шістнадцятирівневого сигналу з рівнями 15 13 9 11 1 3 5 7 -15 -13 -9 -11 -1 -3 -5 -7, що відповідає четвертій строчці матриці перетворення.

На рис. 2.46 і рис.2.47 наведені епюри згенерованих у модуляторі послідовності вхідних даних і отримані в процесі передачі через AWGN канал демодульовані дані. Як було показано, серед розглянутих методів багатопозиційної QAM метод 256-QAM має теоретичну ефективність 8 біт/с/Гц. Тому при великих значеннях  $E_b/N_0=40$  дБ можна очікувати ефективне використання каналу зв'язку. Так, якщо порівняти епюри вхідної і демодульованої послідовностей, то можна відзначити, що процес передачі даних за таких умов відбувається без спотворень.

Але, погіршення умов розповсюдження сигналів суттєво змінює реальні фазові сузір'я і ускладнює реальні можливості застосування методів M-QAM.

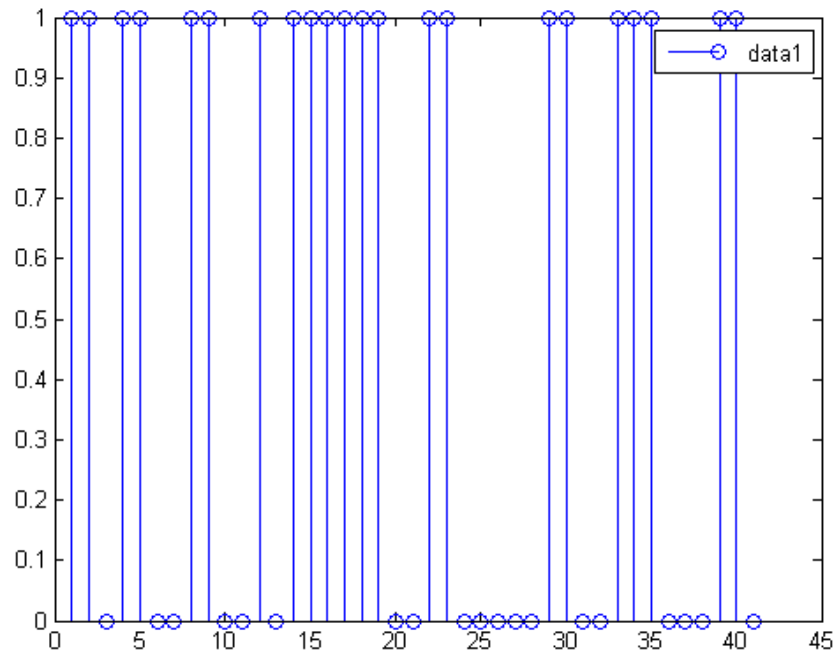


Рисунок 2.46 – Вхідна послідовність даних у модуляторі 256-QAM

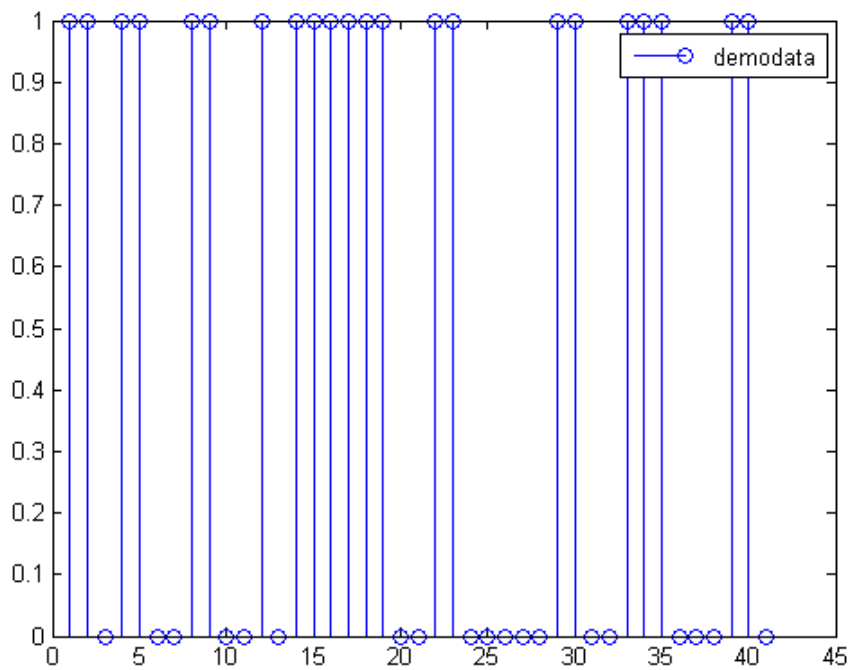


Рисунок 2.47 – Демодульована послідовність даних для методу 256-QAM при значенні  $E_b/N_0=40$  дБ

Так, на рис. 2.48 зображено фазове сузір'я для методу 256-QAM при значенні  $E_b/N_0=14$  дБ.

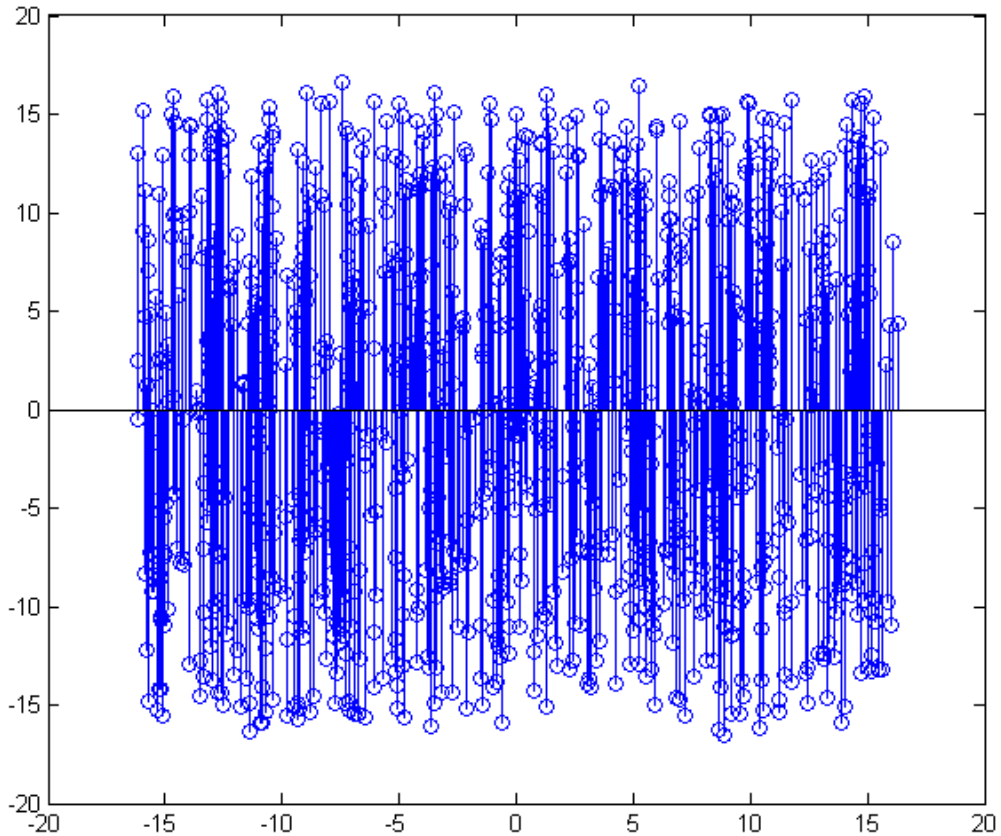


Рисунок 2.48 – Фазове сузір'я методу 64-QAM при значенні  $E_b/N_0=14$  дБ

Очевидно, що для такого фазового сузір'я приймачу вкрай важко прийняти рішення про переданий символ, що призводить до суттєвого зростання BER.

#### 2.4 Алгоритм розрахунку бітової помилки

Для розрахунку ймовірності помилкового прийому одного біта необхідно визначити відношення кількості помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів.

Для визначення кількості переданих даних необхідно розрахувати довжину вектора даних. В термінах Matlab таку операцію можна виконати за допомогою вбудованої функції "length". Визначимо у програмі кількість переданих даних як змінну `nod` (number of data).

Для розрахунку кількості помилок запропоновано наступний алгоритм.

Спочатку проводиться віднімання від однойменних бітів переданої вхідної послідовності даних (data) відповідних бітів демодульованої послідовності на приймальному боці (demodata). Якщо помилок на приймальному боці не виявлено, то отримаємо нульовий вектор довжиною “nod”.. У випадку ж з’явлення помилково декодованих бітів, то отримаємо вектор довжиною “nod” в якому на позиціях, що відповідають помилково декодованим бітам з’являться значення +1 або -1.

Застосувавши операцію виділення абсолютного значення можна отримати вектор, який матиме одиничні значення на помилкових позиціях. Якщо тепер провести операцію арифметичного додавання усіх елементів сформованого вектора, то отримаємо загальну кількість помилок, які виникли під час демодуляції. Визначимо розраховану за таким алгоритмом кількість помилок як змінну “noe”

Після проведення зазначених процедур можна розрахувати ймовірність помилкового прийому одного біта як відношення кількості помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів. В термінах Matlab, послідовність операцій така [11]:

```
%*****Bit Error Rate (BER)*****
noe2=sum(abs(data-demodata));
    % sum: built in function
nod2=length(data1);% length: built in function
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

end % for iii=1:nloop
%*****Output result*****

ber=noe/nod;
```

Для розглянутої у параграфі головній програмі вивід результатів, щодо ймовірності помилкового прийому буде виводитися тільки для одного

конкретного значення  $E_b/N_0$ . З метою формування графічної залежності  $BER=F(E_b/N_0)$  перед основним циклом (оператор `for iii=1:nloop`) створимо додатковий цикл за параметром  $E_b/N_0$ .

З цією метою вводяться три нових масиви.

1) `ebn0_array` – масив значень  $E_b/N_0$  від одного до 40 дБ з кроком 1 дБ;

2) `ber_array` – масив значень BER, який визначається за результатами моделювання для відповідних значень  $E_b/N_0$ ;

3) `ber_array_theory` – масив значень BER, який визначається з теоретичного виразів для відповідних методів M-QAM;

Відповідно цикл реалізовано такими операторами:

```
ebn0_array=0:1:40;
```

```
ber_array=zeros(length(ebn0_array),1);
```

```
ber_array_theory=zeros(length(ebn0_array),1);
```

```
for ebn0_loop=1: length(ebn0_array) ;
```

```
ebn0= ebn0_array (ebn0_loop) ;
```

Для виводу результатів щодо BER необхідно після основного циклу визначити розраховані масиви помилок, а саме:

```
ber_array(ebn0_loop)=ber;
```

```
ber_array_theory(ebn0_loop)=0.5*erfc(sqrt(10^(ebn0_array (ebn0_loop)/10)));
```

```
end % for ebn0_loop
```

Графік необхідно вивести у напівлогарифмічному масштабі, тобто для коефіцієнта BER застосувати логарифмічний масштаб, а для  $E_b/N_0$  застосувати лінійний масштаб у дБ. Для цього застосуємо такі оператори:

```
h=semilogy(ebn0_array, ber_array, 'o', ebn0_array, ber_array_theory);
```

```
set(h, {'DisplayName'}, {'Experiment', 'Theory'});
```

legend show

За опорну залежність під час графічної презентації поведінки BER для різних методів M-QAM приймемо криву, яка характеризує класичний метод QPSK. Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки методу QPSK для AWGN каналу має вигляд [2,11]:

$$BER_{QPSK,AWGN} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b / N_0}). \quad (2.14)$$

Як було показано, метод 4-QAM практично тотожний методу QPSK і тому порівнювати залежності BER для інших методів M-QAM будемо саме з методом QPSK.

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки методу 16-QAM для AWGN каналу має вигляд [11]:

$$BER_{16QAM,AWGN} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{2}{5} E_b / N_0}) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{\frac{2}{5} E_b / N_0}). \quad (2.15)$$

Графічні залежності, що отримані в результаті моделювання методу 16-QAM за запропонованим алгоритмом реалізації модема (позначення як 'o') і теоретичним виразом (2.14) методу QPSK (позначення 'o') і теоретичним виразом (2.15) для 16-QAM (—) зображені на рис. 2.49.

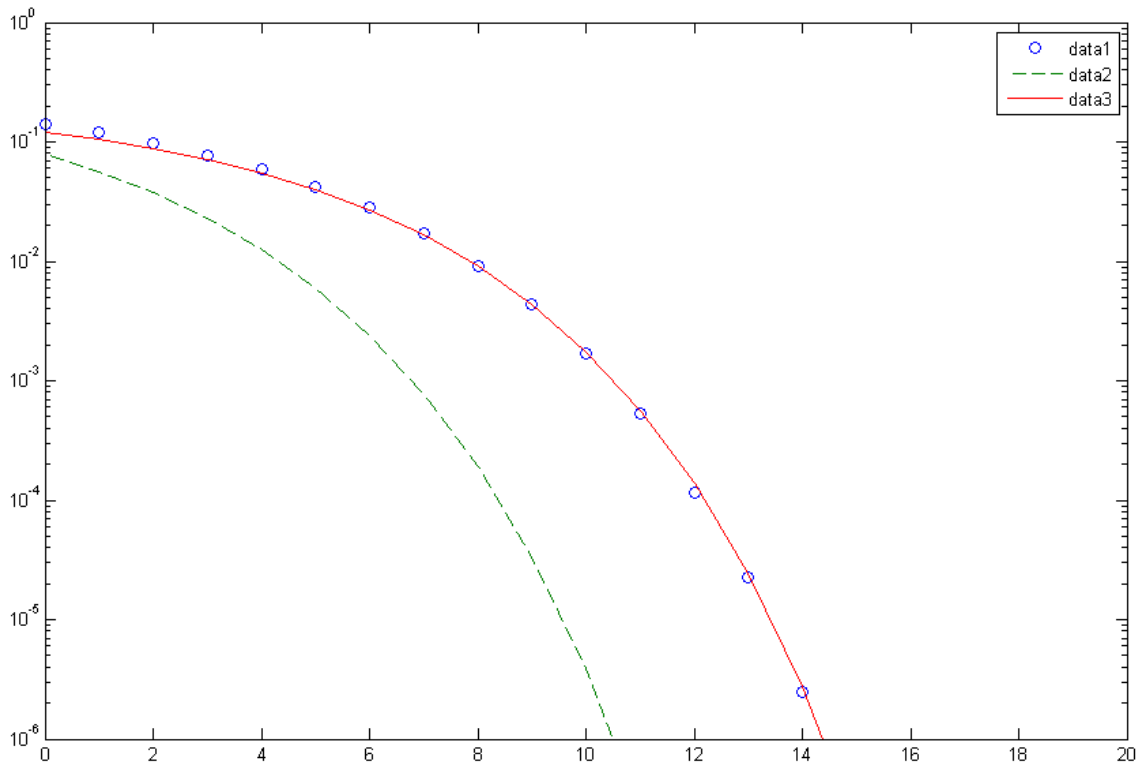


Рисунок 2.49 – Графічні залежності коефіцієнта бітової помилки за теорією для методів 4-QAM, QPSK та результатами моделювання для каналу з 16-QAM модуляцією

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки методу 64-QAM для AWGN каналу має вигляд [10, 11]:

$$\text{BER}_{64\text{QAMAWGN}} = \frac{7}{24} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{7}E_b/N_0}\right) - \frac{49}{384} \text{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{1}{7}E_b/N_0}\right). \quad (2.16)$$

Графічні залежності, що отримані в результаті моделювання методу 64-QAM за запропонованим алгоритмом реалізації модема (позначення як 'o') і теоретичним виразом (2.16) методу 64-QAM (позначення як '+') зображені на рис.2.49. Для порівняння на графіку також представлені теоретичні залежності для методів 4-QAM (позначення '- -') і 16-QAM (позначення '-').

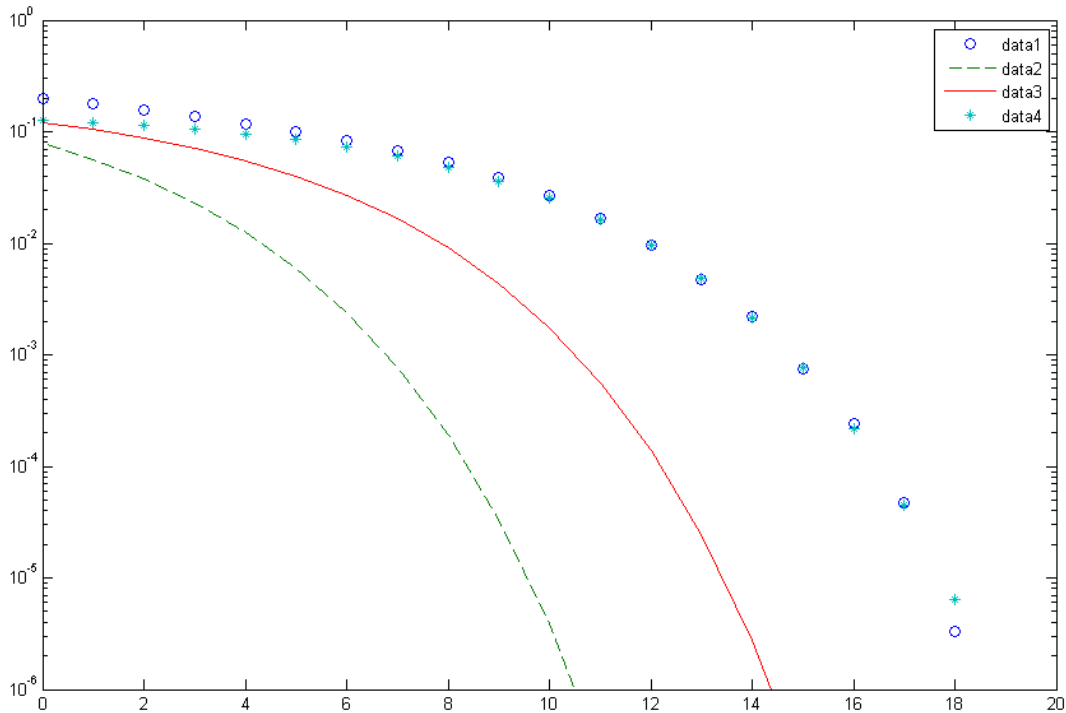


Рисунок 2.50 – Графічні залежності коефіцієнта бітової помилки за теорією та результатами моделювання для каналу з 64-QAM модуляцією

І, нарешті, останнім варіантом моделювання виступає отримання залежності BER для методу 256-QAM.

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки методу 256-QAM для AWGN каналу має вигляд [10, 11]:

$$\text{BER}_{256\text{QAM AWGN}} = \frac{15}{64} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{4}{85} E_b/N_0}\right) - \frac{225}{2048} \text{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{4}{85} E_b/N_0}\right). \quad (2.17)$$

Результати моделювання зображено на рис. 2.51. Для порівняння на графіку також представлені теоретичні залежності для методів 4-QAM (позначення ' - ') і 16-QAM (позначення ' — ') і 64-QAM.

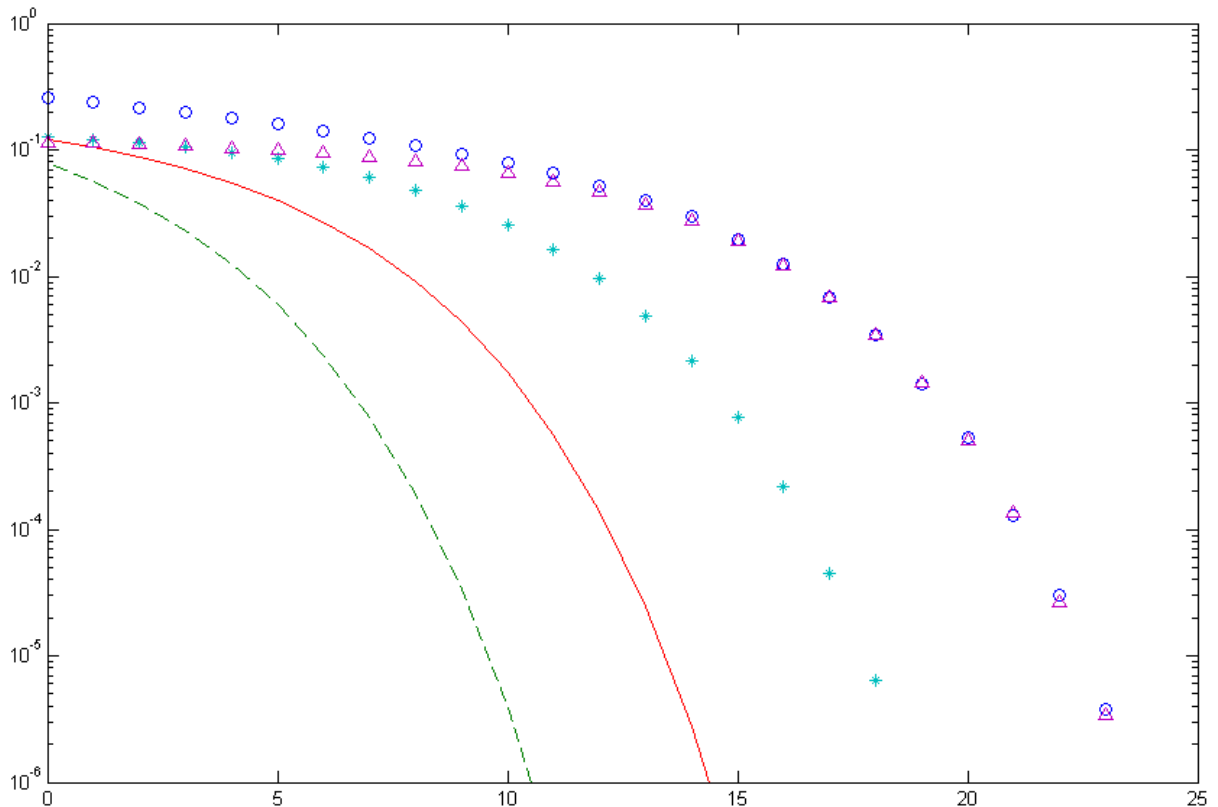


Рисунок 2.51 – Графічні залежності коефіцієнта бітової помилки за теорією та результатами моделювання для каналу з 256-QAM модуляцією

Отримані результати свідчать про адекватне моделювання запропонованої моделі модема M-QAM в основній смузі частот для AWGN каналу.

Отримані залежності мають достатньо очевидне пояснення. Якщо припустити, що для кожного методу M-QAM максимальна потужність переданого радіосимволу одна й та ж (тобто модуль максимального сигнального вектора однаковий), то нормовані фазові сузір'я, наприклад, методів 16-QAM і 256-QAM будуть мати такий вигляд (рис. 2.52)

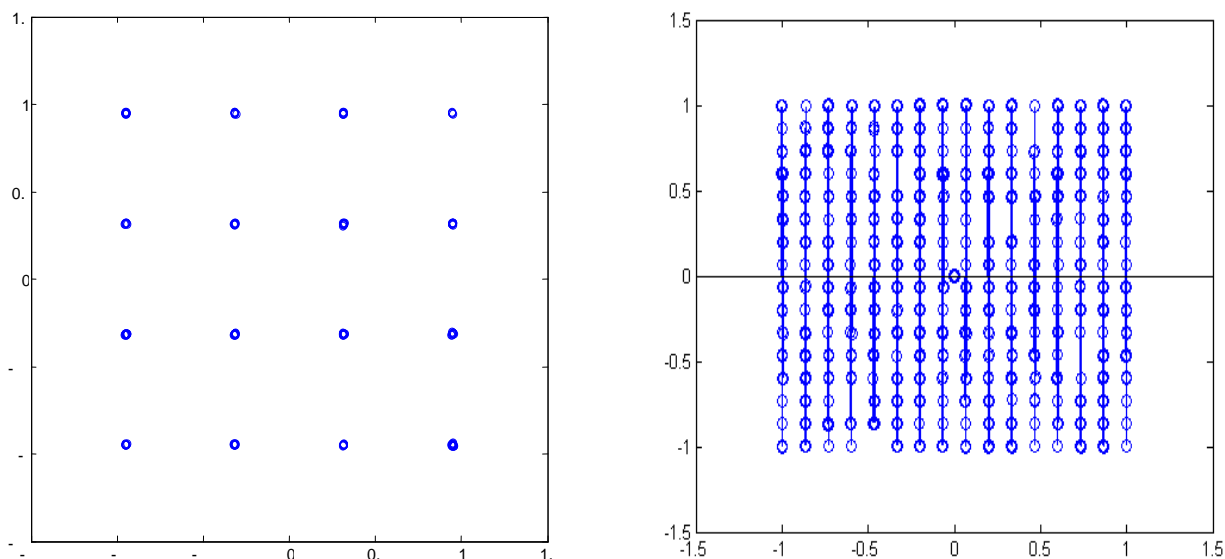


Рисунок 2.52 – Нормовані фазові сузір'я методів 16-QAM і 256-QAM

Очевидно, що відстань між сусідніми точками сузір'я для 256-QAM виходить суттєво меншою, що значно ускладнює задачу прийняття рішення сигнальним декодером приймача щодо відповідності прийнятого сигналу конкретній точці фазового сузір'я.

Наприклад, на рис. 2.53, рис. 2.54 продемонстровані результати моделювання методу 256-QAM при значенні  $E_b/N_0=14$  дБ (зауважимо, що для 16-QAM таке значення відповідає  $BER=10^{-6}$ ).

Фазове сузір'я для таких умов моделювання зображено на рис. 2.48.

Порівнюючи демодульовані значення з вхідною послідовністю очевидно, що перша помилка з'являється вже під час 20 біта.

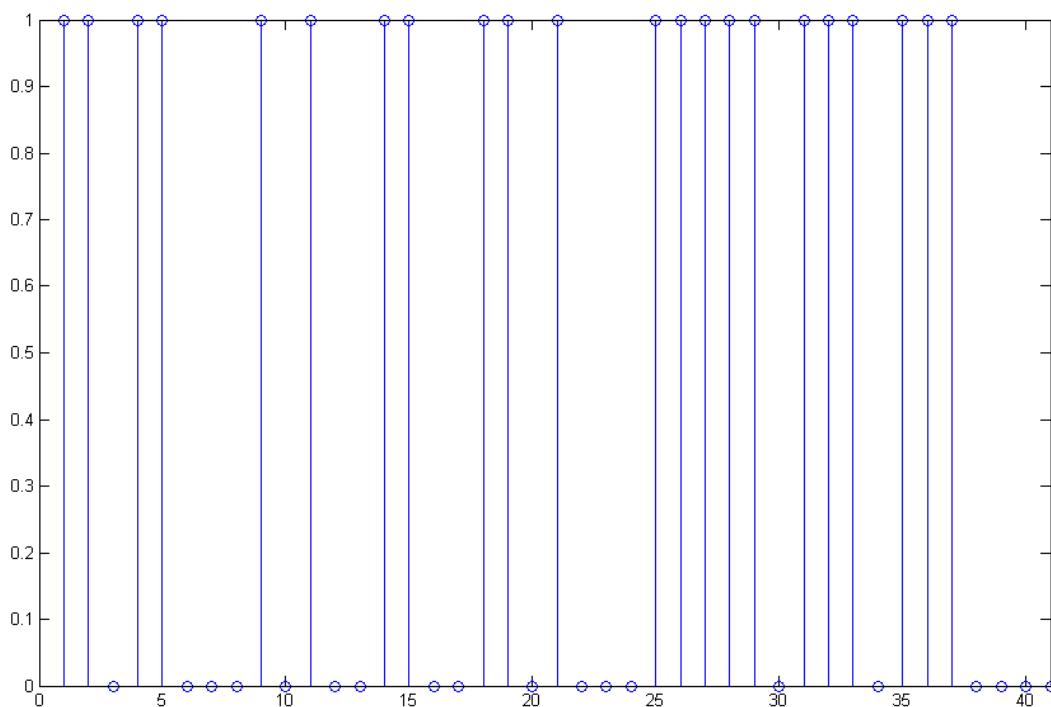


Рисунок 2.53 – Вхідна послідовність даних у модуляторі 256-QAM

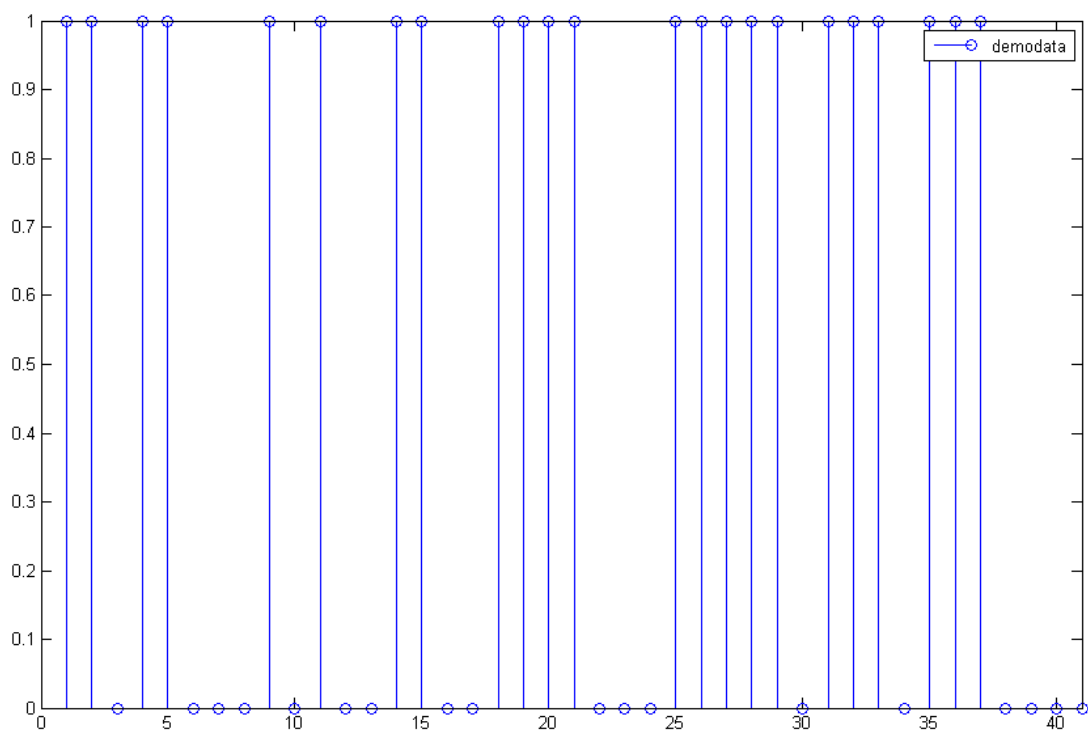


Рисунок 2.54 – Демодульована послідовні даних для методу 256-QAM при значенні  $E_b/N_0=14$  дБ

### 3 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ

### 3.1 Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу

Оскільки з кожним роком все більше зростає кількість користувачів мобільним зв'язком, це означає збільшення обсягу передавання інформації, а отже збільшення навантаження на технічну частину, що обслуговує абонентів. Цю проблему вирішують цифрові методи модуляції.

Телекомунікаційний ринок є одним з найбільш перспективних та швидко зростаючих напрямків галузі зв'язку України. На даний час система телекомунікацій в Україні знаходиться на шляху швидкого розвитку, що в цілому орієнтоване на вхід української системи зв'язку в світову, як рівноправного партнера. Однією з галузей зв'язку, що має бурний розвиток, є мобільний зв'язок. Щороку відбувається злиття та поглинання одних мобільних операторів іншими, а самі мобільні оператори розширюють спектр послуг, які вони надають, з метою отримання більшої частки на ринку. Традиційні методи моделювання розвитку даного ринку ускладнені постійною появою нових технологій, що кардинально змінюють характер розвитку ринку.

Аналіз, дослідження та робота над даною темою носить актуальних характер в сучасних мовах. Про це також свідчить активізація активності досліджень та нових розробок у заданому напрямі.

Більш складні за алгоритмом роботи цифрові методи модуляції (у порівнянні з аналоговими методами) вимагають ускладнення апаратурної (технічної) реалізації системи. Саме цифрові методи модуляції використовуються у більшості сучасних системах мобільного зв'язку.

Темою дипломного проекту є «Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції». Ця тема охоплює знання, які формують загальну інформацію про протоколи множинного доступу та їх призначення, як вони застосовуються в безпроводових мережах, засоби проектування, конструювання та матеріалізації відповідних технічних процесів та явищ у конкретних об'єктах та системах, які стосуються теми дипломного проекту.

Питання досліду цифрових методів модуляції, а саме створення спеціального програмного забезпечення для формування сигналів вивчалось недостатньо. Загалом матеріал викладено у навчальних посібниках носить загальний характер, у той час як у різних статтях та публікаціях за даною тематикою розглядаються більш вузькі питання, що стосуються заданої теми. Проте потребується більш детальніше врахувати сучасні умови при дослідженні проблематики заданої теми.

Висока значимість та недостатня практична розробленість визначають безсумнівну новизну даного дослідження, а отже й підвищують ступінь його значущості для нових технологій у сфері зв'язку.

### 3.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи

Основною умовою раціонального планування дослідження є скорочення строків виконання при мінімальних витратах трудових, матеріальних та грошових ресурсів. Для цього вирішуються такі питання: визначення трудомісткості та тривалості витрат і ефективності дослідження.

Комплекс науково–дослідницьких робіт може бути поділений на етапи. Для кожного етапу необхідно вказати його найменування, трудомісткість, виконавців і тривалість робіт. В даній роботі беруть участь один молодший науковий співробітник і один старший науковий співробітник. Результати розподілу наведені в таблиці 3.1.

Через те, що важко встановити трудомісткість виконання робіт, у зв'язку з елементами незвичайності, в процесі виконання більшості науково-дослідницьких робіт, використовується ймовірнісний метод. При цьому використовують дві або три вірогідних оцінки часу. Ці оцінки є вихідними для розрахунку очікуваного часу виконання роботи за формулою 3.1:

$$t_{оч} = \frac{3 \cdot t_{min} + 2 \cdot t_{max}}{5} \quad (3.1)$$

де  $t_{оч}$  – очікувана оптимальна оцінка часу виконання роботи, днів;

$t_{\min}$  – мінімально необхідний час на виконання роботи при найбільш сприятливих умовах, днів;

$t_{\max}$  – максимальні витрати часу на виконання роботи за несприятливих умов, днів.

Таблиця 3.1 – Оцінка довго тривалості та трудомісткості етапів робіт

№	Етапи роботи	Часова оцінка, дн.			Дис- пер- сія	Виконавці		Трива- лість, днів
		$t_{\min}$	$t_{\max}$	$t_{\text{оч}}$		Спеціа- льність	Кіл- - сть, чол.	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Отримання технічного завдання	1	2	2	0,2	Молодший науковий співробітник	1	2
2	Огляд літературних джерел	3	7	5	0,8	Молодший науковий співробітник	1	5
3	Аналіз основних принципів організації	2	4	3	0,4	Молодший науковий співробітник	1	3
4	Підготовчий (техніко-економічне обґрунтування) етап	14	20	17	1,2	Молодший науковий співробітник	1	14
5	Написання програми	13	15	14	0,4	Старший науковий співробітник	1	14
6	Аналіз результатів програми	13	19	16	1,2	Старший науковий співробітник		

Продовження таблиці 3.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
---	---	---	---	---	---	---	---	---

7	Вибір необхідного обладнання та матеріалів	2	4	3	0,4	Молодший науковий співробітник	1	3
8	Експериментальні дослідження	20	22	21	0,6	Молодший науковий співробітник	1	21
9	Аналіз отриманих даних, коригування програми	5	7	6	0,4	Старший науковий співробітник, Молодший науковий співробітник	2	6
10	Висновки та пропозиції	8	10	9	0,4	Старший науковий співробітник	1	7
11	Складання та обговорення технічного звіту	2	2	2	0,0	Старший науковий співробітник	1	2
12	Впровадження результатів	2	2	2	0,0	Молодший науковий співробітник	1	2
	Усього	85	114	100	–	–	–	90

Ступінь правильності визначення перевіряється розрахунком дисперсії – різниці між мінімальною та максимальною оцінками часу, що визначається за формулою (3.2):

$$\sigma = \frac{t_{\max} - t_{\min}}{5} \quad (3.2)$$

Розраховані значення для кожного етапу занесені у табл. 3.1.

Дана дипломна робота повинна виконуватися поетапно, у лінійній послідовності, так без отримання необхідних результатів дослідів не можна

виконувати наступний пункт. Використовуючи дані табл. 3.1, збудуємо лінійний календар (рис. 3.1):

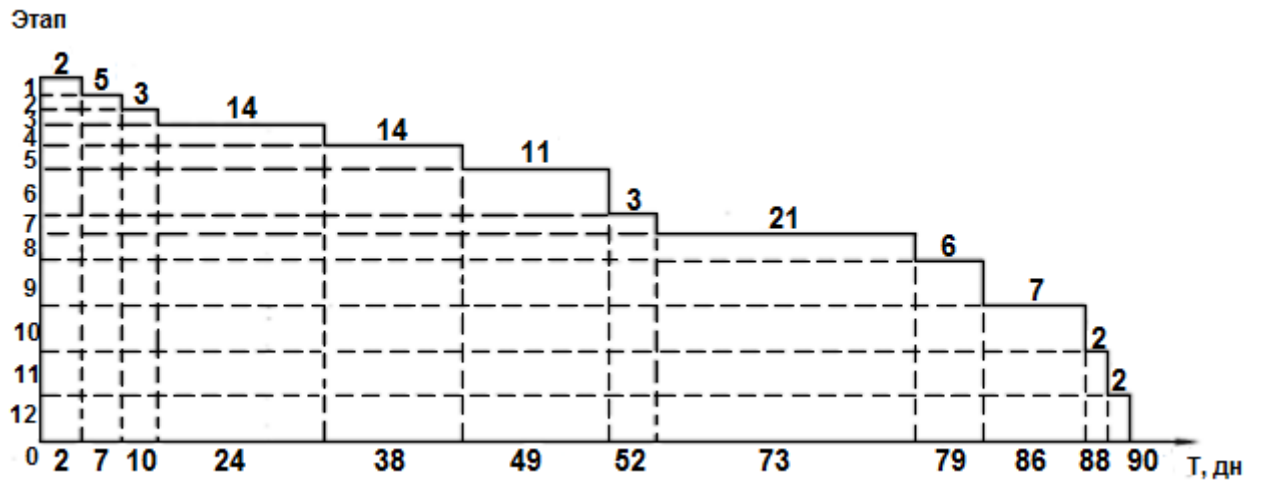


Рисунок 3.1 – Лінійний календарний графік

3.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію дипломного проекту

До складу витрат на реалізацію проекту враховується вартість усіх ресурсів, необхідних для проведення комплексу робіт. Проте в даному випадку, при роботі над заданою темою дипломного проекту розрахунок багатьох статей ускладнений через невизначеність, яка виражається в тому, що заздалегідь невідомо необхідну кількість деяких матеріалів, деталей, послуг, а також величини витрат.

Вирішенням даного питання є використання методики збільшених розрахунків. Дана методика передбачає по перше первинний розрахунок основної заробітної плати, а вже після цього – процентних частин інших статей витрат на реалізацію проекту.

Статті, витрати за якими можуть бути розраховані більш точно, розраховуються за звичайною методикою.

З метою визначення витрат на реалізацію проекту складено кошторис витрат (табл. 3.2).

Таблиця 3.2 – Кошторис витрат на реалізацію проекту

Статті витрат	Умовне позначення	Сума	
		грн.	частка, %
Матеріали, покупні вироби і напівфабрикати (за відрахуванням відходів, що реалізуються)	М	117,6	0,24
Спеціальне устаткування для реалізації проекту	СУ	21000	42,72
Основна і додаткова заробітна плата виробничого персоналу	ЗП	13170,25	26,79
Відрахування на соціальне страхування (від суми основної і додаткової заробітної плати)	ОТЧ	2897,45	5,89
Накладні витрати	НВ	11972,96	24,36
Усього витрат на реалізацію проекту	-	49158,26	100

### 3.3.1 Розрахунок вартості матеріалів

До статті витрат на матеріали включаються вартість основних та допоміжних матеріалів, необхідних для розробки проекту. За період проведення науково-дослідницьких робіт співробітниками будуть використані наступні матеріали (табл. 3.3)

Таблиця 3.3 – Розрахунок вартості матеріалів

Матеріал	Марка, ГОСТ, ДСТУ, ТУ	Кількість	Ціна за одиницю, грн/шт.	Витрати за матеріали	Частка, %
Папір А4	UNI Office А4	500	0,15	75	63,7
Папір А2	Херох А2	4	3	12	10,2
Папір А1	Херох А1	5	5	25	21,25
Транспортно-заготівельні витрати	-	-	-	5,6	4,85
Усього	-	-	-	117,6	100

### 3.3.2 Спеціальне устаткування

У цій статті враховуються витрати на оренду, доставку і монтаж лабораторних установок, вимірювальних та регулювальних пристроїв, приладів, випробувальної апаратури тощо (табл. 3.4).

Балансова вартість обчислювальної техніки становить 10000 грн. за один комп'ютер. Для проведення науково–дослідницької роботи використовується 2 комп'ютера.

Таблиця 3.4 – Витрати на спеціальне устаткування

Перелік устаткування	Марка, ГОСТ, ДСТУ, ТУ	Кількість	Ціна за одиницю, грн.	Собівартість експлуатації, грн. / год.
Разом	Комп'ютер	2	10000	20000
Транспортно-заготівельні витрати	-	-	-	1000
Всього	-	-	-	21000

### 3.3.3 Розрахунок заробітної плати

Витрати на основну заробітну плату складаються з планового фонду заробітної плати всіх категорій працівників, зайнятих в розробці проектного пристрою.

Розрахунок заробітної плати ведеться на основі даних про трудомісткість (табл. 3.1). Результати розрахунків зведені в табл. 3.5.

Додаткову заробітну плату приймаємо рівною 10% від основної заробітної плати. Розрахунок основної та додаткової заробітної плати наведено в табл. 3.6.

Таблиця 3.5 – Розрахунок основної заробітної плати

Посада виконавця	Кількість людей	Місячний оклад, грн	Середньоденна зар. плата, грн.	Кількість робочих днів	Сума зар. плати, грн.
Старший науковий співробітник	1	4500	150	40	6000
Молодший науковий співробітник	1	3200	106.66	56	5972.96
Усього	2	–	–	–	17972,96

Таблиця 3.6 – Основна та додаткова заробітна плата

Спеціальність виконавця	Додаткова заробітна плата, грн.	Сума основної та додаткової заробітної плати, грн.
Старший науковий співробітник	600	6600
Молодший науковий співробітник	597.29	6570.25
Усього	1197.29	13170.25

### 3.3.4 Відрахування на соціальне страхування

Відрахування на соціальне страхування й в інші фонди визначаються в розмірі 22 % від суми основної та додаткової заробітних плат.

Таким чином, відрахування на соціальне страхування становить:

$$\text{Відр} = (\text{ЗП}_{\text{осн}} + \text{ЗП}_{\text{доп}}) \cdot 0,22 \quad (3.3)$$

де  $\text{ЗП}_{\text{осн}}$  – основна заробітна плата, грн.;

$\text{ЗП}_{\text{доп}}$  – додаткова заробітна плата, грн.

$$\text{Відр} = 13170,25 \cdot 0,22 = 2897,45 \text{ грн.}$$

### 3.3.5 Накладні витрати

До накладних витрат відносять витрати на загальне управління та загальногосподарські потреби (на заробітну плату апарату управління, канцелярські витрати та ін), на утримання і експлуатацію будівель і споруд. Накладні витрати включаються у вартість проведення роботи непрямым шляхом – у відсотках від основної заробітної плати співробітників.

Накладні витрати становлять 80-100% від основної заробітної плати співробітників, що в нашому випадку становить:

$$НВ=17972,96 \cdot 1,0=11972,96 \text{ грн}$$

### 3.3.6 Бальна оцінка економічної ефективності проекту

Наукові дослідження, прямий підрахунок економічної ефективності яких неможливі, оцінюють за допомогою бальної системи.

Бальна оцінка проводиться за наступними показниками:

- важливість розробки  $K_1=1$ , обирається з табл. 3.7;

Таблиця 3.7 – Шкала для оцінки важливості розробки  $K_1$

№ з/п	Показник	Бали
1	Ініціативна робота, що не є частиною комплексної програми, або завданням відомчих органів	1
2	Робота, виконувана за договором про науково-технічну допомогу	3
3	Робота представляє частину відомчої програми	5
4	Робота представляє частину відомчої комплексної програми	7
5	Робота представляє частину міжнародної комплексної програми	8

- можливість використання результатів розробки  $K_2=8$  (табл. 3.8);

Таблиця 3.8 – Шкала оцінки можливості використання результатів розробки  $K_2$

№ з/п	Показник	Бали
1	У даному підрозділі	1
2	У даній організації	3
3	У багатьох організаціях	5
4	У масштабах країни	8

– теоретична значимість і рівень новизни дослідження  $K_3=2$  (табл. 3.9);

Таблиця 3.9 – Шкала оцінки теоретичної значимості й рівня новизни дослідження  $K_3$

№ з/п	Показник	Бали
1	Аналіз, узагальнення й класифікація відомої інформації. Подібні результати були відомі в досліджуваній області	2
2	Одержання нової інформації, що доповнює знання про сутність досліджуваних процесів, не відомі в досліджуваній області	3
3	Одержання нової інформації, що змінює уявлення про сутність досліджуваних процесів, не відомої раніше	5
4	Створення нових теорій, методик	6
5	Одержання інформації, що сприяє формуванню напрямків, не відомих раніше	8

– складність розробки  $K_4=3$  (табл. 3.10).

Таблиця 3.10 – Шкала оцінки показників складності дослідження  $K_4$ 

№ з/п	Показник	Бали
1	Робота виконується одним підрозділом, витрати менш 10000 грн.	1
2	Робота виконується одним підрозділом, витрати 10000-50000 грн.	3
3	Робота виконується одним підрозділом, витрати 50000-100000 грн.	5
4	Робота виконується за участю багатьох підрозділів, витрати 100000-500000 грн.	7
5	Робота виконується декількома організаціями, витрати понад 500000 грн.	8

Загальна оцінка встановлюється за добутком коефіцієнтів:

$$P_c = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (3.4)$$

$$P_c = 1 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 3 = 48 \text{ балів.}$$

Питомий ефект на кожний бал - 2 000 грн.

Загальний ефект від розробки складає:

$$E = P_c \cdot 2\,000 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (3.5)$$

$$E = 2\,000 \cdot 1 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 3 = 96\,000 \text{ грн.}$$

Економічна ефективність від реалізації дипломного проекту визначається за допомогою коефіцієнта ефективності, що характеризує частку загального ефекту від розробки, що приходить на одну грн. витрат (собівартості НДР) :

$$K_B = E / K_{\text{ндр}}, \quad (3.6)$$

$$K_B = 96000 / 49158,26 = 1,95.$$

В даному розділі було проведено аналіз і обґрунтування економічної ефективності науково–дослідницької роботи. Розраховано, що для проведення дослідження необхідно близько 90 днів. При цьому сумарні витрати на дослідження становлять 49158,26 грн., з них:

– заробітна плата – 13170,25 грн., що становить 26,79% від загальної кількості витрат;

– накладні витрати – 11972,96 (24,36%);

– спеціальне обладнання для реалізації проекту – 21000грн. (42,72%);

– відрахування на соціальне страхування 2897,45 (5,89%);

– витратні матеріали, куповані вироби і напівфабрикати – 117,6 грн. (0,24%).

Обґрунтованість ефективності дослідження підтверджується розрахованим коефіцієнтом економічної ефективності, який становить – 1,95.

## **4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

За Законом України «Про охорону праці», охорона праці – це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини у процесі трудової діяльності.

Для управління охороною праці створюються відповідні служби і призначаються компетентними органами посадові особи, які забезпечують вирішення конкретних питань охорони праці. На підприємстві з кількістю працюючих 50 і більше осіб роботодавець створює службу охорони праці відповідно до типового положення, що затверджується спеціально уповноваженим центральним органом виконавчої влади з питань нагляду за охороною праці. На підприємстві з кількістю працюючих менше 50 осіб функції служби охорони праці можуть виконувати в порядку сумісництва особи, які мають відповідну підготовку. На підприємстві з кількістю працюючих менше 20 осіб для виконання функцій служби охорони праці можуть залучатися сторонні спеціалісти на договірних засадах, які мають відповідну підготовку.

За порушення законодавства про охорону праці, невиконання розпоряджень посадових осіб органів державного нагляду за охороною праці юридичні та фізичні особи, які відповідно до законодавства використовують найману працю, притягаються органами державного нагляду за охороною праці до сплати штрафу у порядку, встановленому законом.

### 4.1 Аналіз потенційних небезпек

Оскільки тема магістерської роботи «Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції» передбачає роботу у приміщенні, обладнаному персональними комп'ютерами з візуальними дисплейними терміналами, необхідно розглянути заходи щодо забезпечення безпеки,

виробничої санітарії, гігієни праці та пожежної безпеки приміщень з персональними комп'ютерами.

При аналізі технологічних процесів та обладнання, що використовується, згідно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», виявляються небезпечні виробничі фактори, які при впливі на працюючих можуть призвести до погіршення умов праці або травматизму. Робоче місце представляє собою набір різноманітної комп'ютерної техніки з візуальними дисплейними терміналами та периферійні пристрої. Небезпека у ході робіт буде присутньою при використанні джерел живлення, підключенні та відключенні приладів за допомогою вилок, розеток, перехідних пристроїв, подовжувачів.

Потенційні небезпеки фізичного характеру:

- ураження електричним струмом через несправність електрообладнання, підвищене значення напруги в електричному ланцюзі або недотримання вимог безпеки при його експлуатації, що може призвести до травми або летального результату;
- ураження статичним струмом, що призводить до отримання неприємних відчуттів людиною та до виходу з ладу приладів;
- вплив електромагнітного випромінювання через підвищений рівень електромагнітних випромінювань, що призводить до розладу центральної нервової системи та захворювань серцево-судинної системи.

Потенційні небезпеки психофізіологічного характеру:

- недотримання режиму роботи за ПК, розумове перенапруження, перенапруження аналізаторів та емоційні перевантаження, що призводять до підвищення стомлюваності, зниження уваги і, як наслідок, до можливості травмування працівника.

Потенційні небезпеки, пов'язані із порушенням санітарно-гігієнічних вимог:

- погіршення самопочуття людини через підвищену чи знижену температуру повітря робочої зони, внаслідок з'являються порушення

обмінних процесів в організмі та виникають різні гострі і хронічні простудні захворювання;

- потрапляння в легені і на слизові оболонки пилу через підвищену запиленість повітря робочої зони, що провокує появу алергічних захворювань органів зору та дихання;

- зорове стомлення і біль в очах через недостатню освітленість робочої зони, які призводять до зниження уваги і можливості травмування;

- пошкодження органів слуху та роздратування підвищеним рівнем шуму на робочому місці внаслідок чого відбувається зниження гостроти слуху, порушується функціональний стан серцево-судинної та нервової систем.

Потенційні небезпеки, пов'язані з порушенням правил пожежної безпеки:

- ризик для здоров'я та життя персоналу, через недотримання правил протипожежної безпеки, що може призвести до травм, летального результату та матеріальних втрат.

Потенційні небезпеки, пов'язані з проявом наслідків надзвичайних ситуацій:

- отримання травм і матеріальних втрат, через неправильну поведінку персоналу при НС.

#### 4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки

Під час проектування систем електропостачання, монтажу силового електрообладнання та електричного освітлення будівель та приміщень для ЕОМ необхідно дотримуватись вимог ПВЕ, ПТЕ, ПБЕ, СН 357-77 «Инструкция по проектированию силового осветительного оборудования промышленных предприятий», затверджених Держбудом, ГОСТ 12.1.006, ГОСТ 12.1.030 «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление», ГОСТ 12.1.019 «ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты», ГОСТ 12.1.045, ВСН 59-88

Держкомархітектури «Электрооборудование жилых и общественных зданий. Нормы проектирования», Правил пожежної безпеки в Україні, цих Правил, а також розділів СНиП, що стосуються штучного освітлення та електротехнічних пристроїв та вимог нормативно-технічної і експлуатаційної документації заводу-виробника ЕОМ.

Для виключення ураження електричним струмом передбачено:

– організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

– технічні заходи: встановлення аварійного резервного вимикачу, який може повністю вимкнути електричне живлення приміщення, окрім освітлення; використовується підключення до мережі пристроїв за допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення; проведено електромережу штепсельних розеток для живлення пристроїв уздовж стін приміщення, по підлозі поряд зі стінами приміщення, в металевих трубах і гнучких металевих рукавах з відводами відповідно до затвердженого плану розміщення обладнання та технічних характеристик обладнання; відповідність усіх пристроїв вимогам чинних в Україні стандартів, нормативних актів з охорони праці, а також пристроїв закордонного виробництва додатково відповідають вимогам національних стандартів держав-виробників і мають відповідну позначку на корпусі, в паспорті або іншій експлуатаційній документації; використання захисного заземлення та занулення згідно «Правил устрою електроустановок» («ПУЕ»).

Для виключення ураження статичним струмом та впливу електромагнітного поля застосовується:

– організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

– технічні заходи: екранування джерела стендового харчування, згідно з ГОСТ 12.4.124-83 «Засоби захисту від статичної електрики. Загальні технічні вимоги»; використання покриття технологічних підлог з одношарового полівінілхлоридного антистатичного лінолеуму, для зниження величини виникаючих зарядів статичної електрики в робочому приміщенні; загальне і місцеве періодичне зволоження повітря.

Загальні заходи з техніки безпеки:

– перед початком роботи перевірка справності усіх приладів на робочому місці, очищення екрана відео терміналу від пилу та інших забруднень;

– після закінчення роботи відключення від електричної мережі усіх приладів, а також у разі виникнення аварійної ситуації негайне відключення усіх приладів від електричної мережі;

– дотримання режиму роботи з ПК та іншими приладами.

#### 4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці

Виробнича санітарія – система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають або зменшують дію шкідливих виробничих факторів на працюючих.

До шкідливих виробничих факторів відносяться:

– підвищена або знижена температура, вологість і рухливість повітря;

– підвищена запиленість і загазованість повітря;

– відсутність чи недолік природного світла; недостатня освітленість робочої зони; знижена контрастність об'єктів порівняно з фоном; прямі відблиски (прожекторне освітлення територій виробництв, світло фар автотранспорту) і відображені відблиски (від пролітої води та інших рідин на поверхні територій виробництв);

– підвищена пульсація світлового потоку;

– підвищений рівень шуму, вібрації, ультра- та інфразвуку; підвищена напруга в електричному ланцюзі, замикання якої може відбутися через тіло людини; підвищений рівень статичної електрики.

Приміщення з ВДТ та ПЕОМ повинні бути обладнані системами опалення, кондиціювання повітря або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНиП 2.04.05-91 «Отопления, вентиляция и кондиционирование».

Параметри мікроклімату, іонного складу повітря, вміст шкідливих речовин на робочих місцях, оснащених відео терміналами, відповідають вимогам пункту 2.4 СН 4088-86 «Санитарные нормы микроклимата производственных помещений», затверджених Міністерством охорони здоров'я СРСР (табл.4.1), ГОСТ 12.1.005-88 «ССБТ Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны», СН 2152-80 «Санитарно-гигиенические нормы допустимых уровней ионизации воздуха производственных и общественных помещений» (табл.4.2).

Таблица 4.1 – Норми мікроклімату у приміщенні

Пора року	Категорія робіт згідно ГОСТ 12.1-005-88	Температура повітря, град. С	Відносна вологість повітря, %	Шкідливість руху повітря, м/с
		Оптимальна	оптимальна	Оптимальна
Холодна	легка -1 а	22 – 24	40 – 60	0,1
	легка -1 б	21 – 23	40 – 60	0,1
Тепла	легка -1 а	23 – 25	40 – 60	0,1
	легка -1 б	22 – 24	40 – 60	0,2

Таблица 4.2 – Рівні іонізації повітря приміщень

Рівні	Кількість іонів в 1 см куб. повітря	
	+ N	- N
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500 – 3000	3000 – 5000
Максимально допустимі	50000	50000

Пил може здійснювати на людину фіброгенну дію, при якій в легенях відбувається розростання сполучних тканин, що порушує нормальну будову та функцію органу.

Основним напрямком в комплексі заходів по боротьбі з пилом є попередження її створення або надходження у повітря робочих приміщень. Найважливіше значення в цьому напрямку мають заходи технологічного характеру. Технологічні процеси, відповідні ГОСТ 12.1.005–88 «Загальні санітарно-гігієнічні вимоги до повітря робочої зони», по-можливості, проводяться таким чином, щоб освіта пилу було повністю виключено, або, принаймні, зведено до мінімуму. З цією метою потрібно максимально замінювати сухі матеріали вологими, пастоподібними, розчинами і обробку їх вести вологим способом. При неможливості повного виключення пилоутворення, необхідно шляхом відповідної організації технологічного процесу і використання відповідного технологічного обладнання, не допускати виділення пилу в повітря робочих приміщень. Це досягається, головним чином, шляхом організації безперервного технологічного процесу в повністю герметичній або, принаймні, максимально закритій апаратурі і комунікаціях.

Організація робочого місця користувача відеотерміналу та ЕОМ повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам ГОСТ 12.2.032 «ССБТ. Рабочее место при выполнении работ, сидя. Общие эргономические требования», характеру та особливостям трудової діяльності.

Площа, виділена для одного робочого місця з відеотерміналом або персональною ЕОМ, повинна складати не менше  $6 \text{ м}^2$ , а обсяг – не менше  $20 \text{ м}^3$ . Робочі місця з відеотерміналами відносно світлових прорізів повинні розміщуватися так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва.

При розміщенні робочих місць з відеотерміналами та персональними ЕОМ необхідно дотримуватись таких вимог:

- робочі місця з відеотерміналами та персональними ЕОМ розміщуються на відстані не менше 1 м від стін зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями відеотерміналів має бути не меншою за 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного відеотермінала та екраном іншого не повинна бути меншою 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць має бути не меншим 1 м.

Конструкція робочого місця користувача відеотермінала (при роботі сидячи) має забезпечувати підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: ступні ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – в горизонтальній площині; передпліччя – вертикально; лікті – під кутом  $70-90^\circ$  до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше  $20^\circ$  відносно горизонтальної площини, нахил голови –  $15-20^\circ$  відносно вертикальної площини.

Висота робочої поверхні столу для відеотермінала має бути в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота – 725 мм, ширина – 600-1400 мм, глибина – 800-1000 мм.

Для зниження статичного напруження м'язів рук необхідно застосовувати стаціонарні або знімні підлокітники довжиною не менше 250 мм, шириною – 50-70 мм, що регулюються по висоті над сидінням у межах  $230 \pm 30$  мм та по відстані між підлокітниками в межах 350-500 мм.

Екран відеотермінала та клавіатура мають розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з

урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків та символів. Відстань від екрана до ока працівника повинна складати:

- при розмірі екрану по діагоналі 35/38 см (14" /15") – 600-700 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 43 см (17") – 700-800 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 48 см (19") – 800-900 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 53 см (21") – 900-1000 мм.

Клавіатуру слід розміщувати на поверхні столу або на спеціальній, регульованій за висотою, робочій поверхні окремо від столу на відстані 100-300 мм від краю, ближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури має бути в межах 5-15'.

Розміщення принтера або іншого пристрою введення-виведення інформації на робочому місці має забезпечувати добру видимість екрану відеотерміналу, зручність ручного керування пристроєм введення-виведення інформації в зоні досяжності моторного поля: по висоті 900-1300 мм, по глибині 400-500 мм.

При потребі високої концентрації уваги під час виконання робіт з високим рівнем напруженості суміжні робочі місця з відеотерміналами та персональними ЕОМ необхідно відділяти одне від одного перегородками висотою 1,5-2 м.

Приміщення з ЕОМ повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 «Природне та штучне освітлення». Природне світло повинно проникати через бічні світло прорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5%. Розрахунки КПО проводяться відповідно до ДБН В.2.5-28-2006. Вікна приміщень з відеотерміналами повинні мати регульовальні пристрої для відкривання, а також жалюзі, штори, зовнішні козирки тощо.

Штучне освітлення приміщення з робочими місцями, обладнаними відеотерміналами ЕОМ загального та персонального користування, має бути обладнане системою загального рівномірного освітлення. У виробничих та

адміністративно-громадських приміщеннях, де переважають роботи з документами, допускається вживати систему комбінованого освітлення (додатково до загального освітлення встановлюються світильники місцевого освітлення). Відношення яскравості екрану комп'ютера до яскравості оточуючих його поверхонь не повинно перевищувати у робочій зоні.

При розташуванні відеотерміналів ЕОМ за периметром приміщення лінії світильників штучного освітлення повинні розміщуватися локально над робочими місцями (табл.4.3).

Для забезпечення нормованих значень освітлення в приміщеннях з відеотерміналами ЕОМ загального та персонального користування необхідно очищати віконне скло та світильники не рідше ніж 2 рази на рік, та своєчасно проводити заміну ламп, що перегоріли.

Таблиця 4.3 – Норми освітленості в кабінетах і класах з ПК

Характеристика роботи	Робоча поверхня	Площина	Освітленість, лк	Примітка
Робота переважно з екранами дисплеїв ПК (50% та більше робочого часу)	Екран	В	200	не вище
	Клавіатура	Г	400	не нижче
	Стіл	Г	400	не нижче
Робота переважно з документами (з екранами дисплеїв ПК менше 50% робочого часу)	Екран	В	200	не вище
	Клавіатура	Г	400	не нижче
	Стіл	Г	500	не нижче
	Дошка	В	500	не нижче
Проходи основні	Підлога	Г	100	

Примітка. В – вертикальна площина, Г – горизонтальна площина. Загальне освітлення має бути виконане у вигляді суцільних або переривчатих ліній світильників, що розміщуються збоку від робочих місць (переважно зліва) паралельно лінії зору працівників. Допускається застосовувати світильники таких класів світлорозподілу:

- світильники прямого світла – П;
- переважно прямого світла – Н;
- переважно відбитого світла – В.

Приведемо розрахунок штучного освітлення для приміщення, розміри якого: довжина 5м, ширина 3м, висота 3м.

Розрахунок освітленості виконаємо методом коефіцієнта використання. Цей метод використовується для розрахунку загального рівномірного висвітлення горизонтальних поверхонь виробничих приміщень при відсутності затемнень.

Розрахунок освітлення методом коефіцієнта використання виконується по формулі:

$$\Phi = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{N \cdot \eta}, \quad (4.1)$$

де  $\Phi$  – необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику, лм;

$E$  – нормативна мінімальна освітленість, лк;

$k$  – коефіцієнт запасу, вибирається;

$S$  – освітлювана площа, м<sup>2</sup>;

$z$  – коефіцієнт мінімальної освітленості, величина якого знаходиться в межах від 1,1 до 1,5 (при оптимальних відносинах відстані між світильниками до розрахункової висоти для ламп розжарювання і ДРЛ  $z=1,15$  і для люмінесцентних ламп  $z = 1,1$ );

$N$  – число світильників у приміщенні;

$\eta$  – коефіцієнт використання світлового потоку.

Приймаємо:  $E=400$  лк;  $k=1,5$ ;  $z=1,1$ .

Освітлювана площа приміщення визначається по формулі:

$$S = A \cdot B, \quad (4.2)$$

де  $S$  – освітлювана площа;

$A$  – довжина приміщення, м;

$B$  – ширина приміщення, м.

Отримуємо  $S = 5 \cdot 3 = 15 \text{ м}^2$ .

Розміщення світильників у приміщенні при системі загального висвітлення залежить від розрахованої висоти їхнього підвісу  $h$ , що звичайно задається розмірами приміщень.

Найбільш вигідне співвідношення відстані між світильниками до розрахункової висоти підвісу:

$$\lambda = \frac{L}{h}, \quad (4.3)$$

Примітка. Приймається по таблиці у залежності від типової кривої сили світла світильника. Для люмінесцентних ламп при косинусоїдальному типові кривої вибираємо  $a = 1,4$ .

Знаходимо розрахункову висоту підвісу по наступній формулі:

$$h = H - h_{\%} - h_p, \quad (4.4)$$

де  $H$  – висота приміщення, м;

$h_{\%}$  – висота звису світильника (від перекриття), м;

$h_p$  – висота робочої поверхні над підлогою, м.

Приймаємо:  $H=3,9$  м,  $h_{\%}=0,7$  м,  $h_p=0,8$  м.

Тоді  $h=3,9 - 0,7 - 0,8=2,4$  м.

Відстань між світильниками визначаємо з формули (4.5):

$$L = \lambda \cdot h, \quad (4.5)$$

$$L = 2,4 \cdot 0,4 = 2,5 \text{ м}$$

Визначаємо кількість світильників для установки в приміщенні:

$$N = \frac{S}{L^2}, \quad (4.6)$$

$$N = \frac{15}{2,5^2} = 2,4 \approx 3, \text{ шт.}$$

Для визначення коефіцієнта використання  $\eta$  знаходимо індекс приміщення  $i$ :

$$i = \frac{A \cdot B}{h \cdot (A + B)}, \quad (4.7)$$

де  $A$  і  $B$  – відповідно довжина і ширина приміщення, м;

$h$  – розрахункова висота підвісу, м.

Отримуємо:

$$i = \frac{5 \cdot 3}{2,4 \cdot (5 + 3)} = 0,78.$$

Отримане значення  $i$  округляємо до найближчого табличного значення і приймаємо  $i = 0,78$ .

Оцінюємо коефіцієнти відображення поверхонь приміщення: стелі –  $\rho_i$ , стін –  $\rho_n$ , робочої поверхні –  $\rho_p$ . Приймаємо:  $\rho_i = 70\%$ ,  $\rho_n = 50\%$ ,  $\rho_p = 30\%$ .

За отриманим значенням  $i$  і  $\rho$  визначаємо величину коефіцієнта використання світлового потоку для обраного світильника.

Вибираємо світильник типу ПВЛМ-Д, для якого  $\eta = 73\%$ . По формулі (4.1) визначаємо необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику:

$$\Phi = \frac{400 \cdot 15 \cdot 1,5 \cdot 1,1}{3 \cdot 0,73} = 4520,55 \text{ лм}.$$

З довідкової літератури вибираємо необхідну лампу. Тип обраної лампи – ЛБ-30,  $\Phi = 2180$  лм, які розміщені в один ряд. У приміщенні встановлюємо 3 світильники по 2 лампи у кожному.

Шум у певних умовах може мати значний вплив на здоров'я та поведінку людини. Шум може викликати роздратування і агресію,

артеріальну гіпертензію (підвищення артеріального тиску), тиннітус (шум у вухах), втрату слуху.

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот 250-4000 Гц не повинні перевищувати значень, встановлених Санітарними нормами допустимих рівнів шуму на робочих місцях № 3223-85 «Санітарні норми допустимих рівнів шуму на робочих місцях» і ГОСТ 12.1.003-88 «Шум. Загальні вимоги безпеки».

Зниження шуму і вібрації, що впливають на людину, здійснюється наступними заходами:

- застосуванням звукоізолюючих пристроїв для ізоляції шумних агрегатів;
- вибором раціонального режиму праці і відпочинку, скороченням часу перебування в галасливих умовах.

Рівні ультрафіолетового випромінювання не повинні перевищувати допустимих відповідно до СН № 4557-88 «Санітарні норми ультрафіолетового випромінювання у виробничих приміщеннях», затверджених Міністерством охорони здоров'я та ДСанПІН 3.3.2-007-98.

Гранично допустима напруженість електростатичного поля на робочих місцях не повинна перевищувати рівнів, наведених в ГОСТ 12.1.045 «ССБТ. Електромагнітні поля. Допустимі рівні на робочих місцях і вимоги до проведення контролю», СН № 1757-77 «Санітарно-гігієнічні норми допустимої напруги електростатичного поля» та ДСанПІН 3.3.2-007-98.

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу відеотерміналу при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв відповідно до Норм радіаційної безпеки України (НРБУ-97), затверджених постановою державного санітарного лікаря Міністерства охорони здоров'я України від 18.08.97 № 58, не повинна перевищувати  $7,74 \times 10^{-12}$  А/кГ, що відповідає еквівалентній дозі 0,1 мбер/год. (100 мкР/год.).

#### 4.4 Заходи з пожежної безпеки

Пожежна безпека – це стан об’єкту, при якому виключається можливість пожежі, а у випадку її виникнення виключається дія на людей небезпечних факторів пожежі та забезпечується захист матеріальних цінностей.

Відповідно до Закону України «Про пожежну безпеку» пожежна безпека повинна забезпечуватися шляхом проведення організаційних, технічних та інших заходів, спрямованих на попередження пожеж, забезпечення безпеки людей, зниження можливих майнових втрат і зменшення негативних екологічних наслідків у разі їх виникнення, створення умов для швидкого виклику пожежних підрозділів та успішного гасіння пожеж.

Система активного пожежного захисту – це комплекс організаційних заходів і технічних засобів по боротьбі з пожежами і запобіганню дії на людей небезпечних чинників пожежі, а також обмеження матеріальних збитків від неї.

Основний напрямок діяльності пожежної охорони полягає у профілактиці пожеж і в обмеженні їх розмірів. Пожежі або вибухи на підприємствах завдають великих матеріальних збитків і майже завжди супроводжуються нещасними випадками з людьми (опіки, поранення) тощо.

Контроль за дотриманням затверджених відповідно до діючого законодавства норм і правил пожежної безпеки на об’єктах народного господарства здійснюють органи Державного пожежного нагляду (ДНП) управління пожежної охорони Міністерства надзвичайних ситуацій України.

Відповідальність за прийняття протипожежних заходів в організаціях покладається персонально на їх керівників без права передовіряти цю відповідальність іншим, підлеглим їм особам, вони здійснюють загальне керівництво роботою в галузі пожежної безпеки підприємств і організацій.

На підприємстві встановлюються первинні засоби пожежогашіння відповідно до вимог Правил пожежної безпеки України. У приміщеннях з

комп'ютерами рекомендується використовувати системи автоматичної пожежної сигналізації для виявлення пожежі та оповіщення працівників. Для приміщення, по якому проводиться розрахунок, потрібно влаштування місць утримання засобів пожежогасіння вогнегасників порошкових типу ОПУ-5 з вільним доступом у випадку необхідності їх використання.

Приміщення, згідно НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою» відноситься до категорії «Д», а клас можливої пожежі, згідно ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва», визначається, як «Е» (у зв'язку з тим, що у приміщенні багато комп'ютерів).

Для даного класу пожежі підходять декілька типів вогнегасників, такі як: порошкові, хладонові та вуглекислі вогнегасники. Використовуючи ці дані згідно з НАПБ Б.03.001-2004 «Типові норми належності вогнегасників» і так як площа приміщення складає 15 м<sup>2</sup> достатньо одного порошкового вогнегасника об'ємом 5 літрів.

#### 4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Для захисту життя та здоров'я в НС слід застосовувати наступні основні заходи цивільної оборони:

- укриття людей в пристосованих під потреби захисту населення приміщеннях виробничих, громадських і житлових будівель, а також у спеціальних захисних спорудах;
- евакуацію населення із зон НС;
- використання засобів індивідуального захисту органів дихання та шкірних покривів;
- проведення заходів медичного захисту;
- проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС.

Укриття населення в пристосованих приміщеннях і в спеціальних захисних спорудах слід проводити за місцем постійного тимчасового

перебування людей безпосередньо під час дії вражаючих чинників джерел НС, а також при загрозі їх виникнення.

Евакуація населення із зон НС. Евакуацію слід проводити у разі загрози виникнення або появи реальної небезпеки, формування в цих зонах під впливом руйнівних і шкідливих сил природи техногенних факторів та застосування сучасної зброї, критичних умов для безпечного перебування людей, а також при неможливості задовольнити стосовно жителів постраждалих територій мінімально необхідні вимоги і нормативи життєзабезпечення.

Евакуацію слід здійснювати шляхом організованого виведення та вивезення населення в довколишні безпечні місця, заздалегідь підготовлені за планами економічного і соціального розвитку відповідних регіонів, міст і населених пунктів та обладнані відповідно до вимог і нормативів тимчасового розміщення, забезпечення життя і побуту людей.

Використання засобів індивідуального захисту органів дихання та шкірних покривів. Засоби індивідуального захисту органів дихання і шкіри (ЗІЗ) в системі захисних заходів у зонах НС повинні запобігати наднормативному впливу на людей небезпечних і шкідливих аерозолів, газів і парів, що попали в навколишнє середовище при руйнуванні обладнання і комунікацій відповідних об'єктів, а також знижувати небажані ефекти дії на людину світлового, теплового та іонізуючого випромінювання.

В якості засобів індивідуального захисту органів дихання слід використовувати загальновійськові, цивільні і промислові протигази, що випускаються промисловістю, респіратори, простіші та підручні засоби.

В якості засобів індивідуального захисту шкіри слід використовувати загальновійськові захисні комплекти, різні захисні костюми промислового виробництва і простіші засоби захисту шкіри.

ЗІЗ, що випускаються промисловістю повинні бути направлені переважно для забезпечення особового складу формувань, що готуються для

проведення рятувальних та інших невідкладних робіт в осередках ураження. Інше населення повинно використовувати простіші та підручні засоби.

Проведення заходів медичного захисту. Заходи медичного захисту населення при НС слід проводити з метою запобігання або зниження тяжкості уражень, шкоди для життя і здоров'я людей під впливом небезпечних і шкідливих факторів стихійного лиха, аварій і катастроф, а також для забезпечення епідемічного благополуччя в районах НС та у місцях дислокації евакуйованих. Дані цілі повинні досягатися застосуванням профілактичних медичних препаратів, антидотів, протекторів, стимуляторів резистентності, своєчасним наданням кваліфікованої медичної допомоги ураженим і їх спеціалізованим стаціонарним лікуванням до визначеного результату, імунопрофілактикою серед категорій осіб підвищеного ризику інфікування та проведенням інших протиепідемічних заходів.

Заходи медичного захисту в природних і техногенних НС слід планувати і здійснювати з використанням наявних сил і засобів міністерств і відомств, які безпосередньо вирішують завдання захисту життя і здоров'я людей, а також спеціалізованих функціональних підсистем: екстреної медичної допомоги, санітарно-епідеміологічного нагляду, захисту та життєзабезпечення населення в НС, екологічної безпеки та інших, з їх нарощуванням шляхом створення і розгортання необхідної кількості медичних формувань і установ.

Першу медичну допомогу потерпілим до їх евакуації в лікувальні установи надають безпосередньо в осередках ураження в ході рятувальних та інших невідкладних робіт. Надання цієї допомоги слід здійснювати за участю заздалегідь сформованих для такої мети з самого населення санітарних постів і санітарних дружин, до складу яких слід включати осіб, спеціально навчених загальним прийомам надання само- і взаємодопомоги і здатних організувати практичне виконання населенням цих прийомів в екстремальних умовах.

В рамках підготовки до виконання заходів медичного захисту населення в НС необхідно заздалегідь створювати також спеціальні медичні

формування і установи; вести підготовку медичного персоналу; накопичувати медичні засоби захисту, медичного та спеціального майна і техніки для оснащення медичних формувань і установ; проводити профілактичні заходи і щеплення населення, готувати до розгортання додаткову коечну мережу, розробляти режими поведінки і дії населення в НС.

Проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС. Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи в зонах НС слід проводити з метою термінового надання допомоги населенню, яке піддалося безпосереднього або опосередкованого впливу руйнівних і шкідливих сил природи, техногенних аварій та катастроф, а також для обмеження масштабів, локалізації або ліквідації виниклих при цьому НС.

Комплексом аварійно-рятувальних робіт необхідно забезпечити пошук і видалення людей за межі зон дії небезпечних і шкідливих для їх життя та здоров'я факторів, надання невідкладної медичної допомоги постраждалим і їх евакуацію в лікувальні установи, створення для врятованих необхідних умов фізіологічно нормального існування людського організму.

Невідкладні роботи повинні забезпечити блокування, локалізацію або нейтралізацію джерел небезпеки, зниження інтенсивності, обмеження розповсюдження та усунення дій полів вражаючих факторів в зоні лиха, аварії або катастрофи до рівнів, що дозволяють ефективно застосувати інші заходи захисту.

Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи слід планувати і здійснювати з використанням сил і засобів міністерств і відомств, державних міжгалузевих консорціумів, корпорацій, концернів і асоціацій, а також територіальних, функціональних і відомчих підсистем за належністю підконтрольних їм територій та об'єктів, які мають необхідними фахівцями (охорони здоров'я, охорони правопорядку, матеріально-технічного постачання, соціального забезпечення та ін.) і технічними засобами, які

придатні для використання в осередках ураження в цілях перевезень людей, у тому числі з травмами і пошкодженнями, виробництва демонтажних, монтажних, дорожніх, вантажно-розвантажувальних і земляних робіт; проведення дегазації, дезактивації, дезінфекції та інших спеціальних робіт.

У зонах ураження необхідно організувати життєзабезпечення населення і особового складу формувань, які залучаються до участі у рятувальних та інших невідкладних роботах.

Завчасна підготовка і введення в дію планів захисту населення в НС, зумовлених природними стихійними лихами, техногенними аваріями, катастрофами, а також застосуванням сучасної зброї, повинні передбачати проведення узгоджених за часом, цілям і засобам робіт з планування і здійснення комплексу організаційних, інженерно-технічних і спеціальних заходів цивільної оборони, а також формування необхідних для цього сил і засобів.

Планування, організація виконання і безпосереднє керівництво проведенням заходів щодо захисту населення в НС перебувають у компетенції органів виконавчої влади на місцях, постійно діючих територіальних, функціональних і відомчих ланок, спеціалізованих органів управління, сил і формувань ТЕ, диспетчерських (чергових) служб підприємств та інших об'єктів.

## **ВИСНОВКИ**

Розглянуті у магістерській роботі види маніпуляції M-QAM відносять до удосконалених видів маніпуляції, які використовують для поліпшення ресурсних характеристик каналів. Мета розробки цих методів полягала у суттєвому підвищенні енергетичної та спектральної ефективності або у

зменшенні відношення сигнал/шум для заданої ймовірності бітових помилок нових поколінь систем цифрового зв'язку.

Дійсно, у загальному випадку теоретична спектральна ефективність методів M-QAM значно більша порівняно з методами, наприклад, QPSK,  $\pi/4$ -DQPSK, GMSK, які широко використовувалися у стандартах 2G. Зрівняльні характеристики різних видів модуляції наведені у таблиці 1

Таблиця 1 – Параметри різних видів маніпуляції

Показник	BPSK	QPSK, 4-QAM	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Теоретична спектральна ефективність	1	2	4	6	8
Реальна спектральна ефективність у системах з лінійним підсиленням	0,8	1,6	3,2	5	6,4
$E_b/N_0$ , дБ потрібне для досягнення $BER=10^{-4}$	8,4	8,4	13,2	16,5	21,2

Як видно з таблиці 1 метод 256-QAM з лінійним підсиленням має найбільше значення теоретичної спектральної ефективності 8 біт/(с·Гц), а метод GMSK з нелінійним підсиленням має значно меншу спектральну ефективність – приблизно 1 біт/(с·Гц). У той же час у стандартах 2G використовувалися саме методи GMSK і  $\pi/4$ -DQPSK з лінійним підсиленням і спектральною ефективністю приблизно 1,5 біт/(с·Гц). Відповідь на причину використання цих методів, а не M-QAM надає остання строка таблиці. Методи M-QAM вимагають застосування ультра лінійних підсилювачів і застосування значно більших відношень сигнал/шум ніж методи QPSK і GMSK. Так, для отримання ймовірності помилки для методу 16-QAM необхідне значення  $E_b/N_0$  на 4,8 дБ перевищує аналогічний показник для QPSK ( $13,2 - 8,4 = 4,8$  [дБ]). Якщо перейти до відношення сигнал/шум то для

16-QAM необхідно приблизно на 8 дБ збільшити відношення сигнал/шум для досягнення того ж значення BER у каналі.

Таке підвищення вимог до енергетики каналів може призводити до зниження ємності каналу через необхідність нового розташування стільників через суттєвий вплив завад на характеристики каналів.

Отже, висока спектральна ефективність [біт/(с·Гц)] у деяких випадках не призводить до збільшення спектральної ефективності всієї мережі, за одиницю виміру якої приймають [(біт/с)/ Гц·м<sup>2</sup>].

В розділі економічних розрахунків було проведено аналіз і обґрунтування економічної ефективності науково–дослідницької роботи. Розраховано, що для проведення дослідження необхідно близько 90 днів. При цьому сумарні витрати на дослідження становлять 49158,26 грн., з них:

- заробітна плата – 13170,25 грн., що становить 26,79% від загальної кількості витрат;
- накладні витрати – 11972,96 (24,36%);
- спеціальне обладнання для реалізації проекту – 21000грн. (42,72%);
- відрахування на соціальне страхування 2897,45 (5,89%);
- витратні матеріали, куповані вироби і напівфабрикати – 117,6 грн. (0,24%).

Обґрунтованість ефективності дослідження підтверджується розрахованим коефіцієнтом економічної ефективності, який становить – 1,95.

З точки зору охорони праці та безпеки в надзвичайній ситуації при реалізації проекту не виникає підвищеної небезпеки, він є цілком безпечним

### **ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Климаш М.М. Проектування ефективних систем безпроводно зв'язку / М.М. Климаш, В.О. Пелішок. – Львів, 2010. – 231 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. / Пер. с англ.. – М.: Радио и связь, 2000.-520с.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ. ; – М.: Издательский дом “Вильямс” , 2003. – 1104с.
4. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: Навчальний посібник. / В.С. Кабак, Р.В. Уваров– Запоріжжя, 2007. – 375 с.
5. Беллами Дж. Цифровая телефония.: Пер. с англ./-. – М.: Радио и связь,1986.-544с.
6. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки раб очей частоті. / В.И. Борисов, В.М. Зинчук.- М.:РадиоСофт, 2008.-512с.
7. Ломовицкий В.В., Основы построения систем и сетей передачи информации/ В.В. Ломовицкий, Михайлов А.И. и др.- М.: Горячая линия,2005.-382с.
8. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами / М.М. Маковеева., Шинаков Ю.С. – М.: Радио и связь, 2002с,- 440с.
9. .Бабак В.П, Т.М. Наритник, Ю.В.Куц, В.Я.Казимиренко. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем пердавання інформації.: Навч. посібник / За заг. ред. НАН України В.П. Бабака. – К.:Р Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476с.
10. Theodor S. Rappaport. Wireless Telecommunications. Principles and practice. – Prentice Hall.
11. Narada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications / H. Narada, R. Prasad; – Artech House, 2003. – 465 p.
12. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкополосна технологія Частина 1»/ – ЗНТУ, 2017 -64с.
13. Смірний А.С. Маркетинг та менеджмент./ Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.

14. Коробко О.В. Методичні вказівки з дисципліни « Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях»./ О.В. Коробко, А.Є Островська – Запоріжжя: ЗНТУ, 2014 – 22с.

## Додаток А

### Програма qamdemod

```
% qamdemod.m
%
% Function to decode 16QAM modulation
%
% programmed by R. Funada and H. Harada
%
function [demodata] = gammod (idata, qdata, para, nd, ml)
```

```

% ***** variables *****
% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% demodata: demodulated data (para by nd matrix)
% para : Number of parallel channels
% nd : Number of data
% m1 : Number of modulation levels
% (QPSK - 2 16QAM - 4)
% *****
k=sqrt(10);
idata= idata.*k;
qdata= qdata.*k;
demodata=zeros (para, m1*nd) ;
m2=m1/2;
count2=0;
for ii=1 : nd
    a=1;
        b=1;
        i_lngth=0;
        q_lngth=0;
        for jj=1 : m2
            if jj == 1
                if demodata ((1:para), jj-1+count2)==1
                    a=-a;
                end
            end
            if demodata ((1:para), m2+jj-1+count2)==1
                b=-b;
            end
            i_lngth=i_lngth+i_plrty.*2.^(m2-jj+1);
            q_lngth=q_lngth+q_plrty.*2.^(m2-jj+1);
        end
        if idata ((1:para) , ii >= i_lngth
            demodata ((1:para), jj-1+count2)=a >=0;
            i_plrty=1;
        else
            demodata ((1:para), jj-1+count2)=a <=0;
            i_plrty=1;
        end
        if qdata ((1:para) , ii >= q_lngth
            demodata ((1:para), m2+jj+count2)=b >=0;
            q_plrty=1;
        else
            demodata ((1:para), m2+jj+count2)=b <=0;
            q_plrty=-1;
        end
    end % for jj=1:m2
count2= count2+m1;
end % for ii = 1:nd
% *****end of file*****

```

## Додаток Б Програма qam

```

% qam16_fading
%
% Simulation program to realize 16QAM transmission system
% (under one path fading)
%
% Programmed by H. Harada and R. Funada
%
% ***** preparation part *****

```

```

Sr=256000.0;    % Symbol rate
ml=4;          % ml : Number of modulation levels
              % (BPSK : ml=1, QPSK : ml=2, 16QAM : ml=4)
br=sr .* ml;   % Bit rate
nd = 100;      % Number of symbols that simulates in
              % each loop
ebn0=15;       % Eb/N0
IPOINT=8;      % Number of oversamples
% ***** Filter initialization *****
Irfn=21;       % Number of taps
alfs=0.5;      % Rolloff factor
[xh] = hrollfcoef (irfn, IPOINT, sr, alfs, 1) ;
              %Transmitter filter coefficients
[xh2] = hrollfcoef (irfn, IPOINT, sr, alfs, 0) ;
              %Receiver filter coefficients
% ***** Fading initialization *****
% If you use fading function "sefade" , you can
% initialize all of parameters.
% Otherwise you can comment out the following
% initialization.
% The detailed explanations of all of variables are
% mentioned in Program 2-8.
%Time resolution
Tstp=1/sr/IPOINT;
% Arrival time for each multipath normalized by tstp
% If you would like to simulate under one path fading
% model, you have only to set
% direct wave.
Itau =[0] ;
% Mean power for each multipath normalized by direct
% wave
% If you would like to simulate under one path fading
% model, you have only to set
% direct wave.
dlvl = [0];
% Number of waves to generate fading for each multipath.
% In normal case, more than six waves are needed to
% generate Rayleigh fading
n0 = [0.0];
% Number of fadinf counter to skip
itnd0=nd*IPOINT*100;
% Initial value of fading counter
% In this simulation one path Rayleigh fading is
% considered.
% Therefore one fading counter is needed.
Itnd1 = [1000] ;
% Number of direct wave + Number of delayed wave
% In this simulation ont-path Rayleigh fading is
% considered.
now1 = 1;
% Maximum Doppler frequency [Hz]
% You can insert your favorite value
fd=160;
% You can decide two modes to simulate fading by changing
% the variable flat
% flat      : flat fading or not
% {1- flat (only amplitude are fluctuated)}
flat = 1;
% ***** START CALCULATION *****
nloop=1000; % Number of simulation loops
noe = 0;    % Number of error data
nod = 0;    % Number of transmitted data
for iii=1:nloop
% ***** Data generation *****

```

```

data1=rand (1, nd*ml) > 0.5 ;
% ***** 16QAM Modulation *****
[ich qch] = gammod (data1, 1, nd, ml);
[ich1 qch1]=compoersamp (ich, qch, length (ich), IPOINT);
[ich2 qch2]=compcnv (ich1, qch1, xh);
% ***** Attenuation Calculation *****
Spow=sum(ich2, * ich2+ qch2. * qch2) / nd;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^ (-ebn0/10);
attn=sqrt (attn);
% ***** Fading channel *****
% Generated data are fed into a fading simulator
% [ifade, qfade] = sefade (ich2, qch2, itau, dlvl, th1, n0, ...
% itndl, nowl, length (ich2), tstp, fd, flat) ;
% Update fading counter
% itndl = itndl+ itnd0;
% ***** Add Write Gaussian Noise (AWGN) *****
[ich3, qch3]= comb (ifade, qfade, attn) ;
% add write gaussian noise
% ***** Compensate the flucton of fading by ramp
*****
Ich3=ich3./ramp (1:length (ramp)) ;
gch3=gch3./ramp (1:length (ramp)) ;
[ich4, qch4]= compcnv (ich3, qch3, xh2);
Samp1=irfn*IPOINT+1;
ich5 = ich4 (samp1 : IPOINT : length (ich4)) ;
qch5 = qch4 (samp1 : IPOINT : length (ich4)) ;
% ***** 16QAM Demodulation *****
[demodata]=gamdemod (ich5, gch5, 1, nd, ml);
% ***** Bit Error Rate (BER) *****
noe2=sum (abs (data1-demodata ));
nod2=length (data1) ;
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
fprintf ('%d \t%e\n',iii,noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop
% ***** Output result *****
ber = noe/nod;
fprintf ('%d \t%d\t%d \t%e \n', ebn0, noe, nod, noe/nod ;
fid = fopen ('BERqam.dat', 'a') ;
fprintf ( fid, '%d\t%e\t%f\t%f\n' , ebn0, noe/nood, noe, nod);
% ***** end of file*****

```

## Додаток В

### Програма qam16

```

% qam16
%
% Simulation program to realize 16QAM transmission system
%
% Programmed by H. Harada and R. Funada
%
% ***** preparation part *****
Sr=256000.0      % Symbol rate
ml=4;           % ml : Number of modulation levels
               % (BPSK : ml=1, QPSK : ml=2, 16QAM : ml=4)

```

```

br=sr .* ml;           % Bit rate
nd = 1000;           % Number of symbols that simulates in
                    % each loop
ebn0=6;             % Eb/N0
IPOINT=8;           % Number of oversamples
% ***** Filter initialization *****
Irfn=21;            % Number of taps
alfs=0.5;           % Rolloff factor
[xh] = hrollfcoef (irfn, IPOINT, sr, alfs, 1) ;
                    %Transmitter filter coefficients
[xh2] = hrollfcoef (irfn, IPOINT, sr, alfs, 0) ;
                    %Receiver filter coefficients
% ***** START CALCULATION *****
nloop=100;          % Number of simulation loops
noe = 0;            % Number of error data
nod = 0;           % Number of transmitted data
for iii=1:nloop
% ***** Data generation *****
data1=rand (1, nd*ml) > 0.5 ;
% ***** 16QAM Modulation *****
[ich qch] = gammod (data1, 1, nd, ml);
[ich1 qch1]=compoversamp (ich, qch, length (ich), IPOINT);
[ich2 qch2]=compconv (ich1, qch1, xh);
% ***** Attenuation Calculation *****
Spow=sum(ich2. * ich2+ qch2. * qch2) / nd;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^ (-ebn0/10);
attn=sqrt (attn);
% ***** Fading channel *****
    % Generated data are fed into a fading simulator
    % [ifade, qfade] = sefade (ich2, qch2, itau, dlvl, th1, n0.
    % itndl, nowl, length (ich2), tstp, fd, flat) ;
    % Update fading counter
    % itndl = itndl+ itnd0;
% ***** Add Write Gaussian Noise (AWGN) *****
    [ich3, qch3]= comb (ich2, qch2, attn) ;
    % add write gaussian noise
    [ich4, qch4]= compconv (ich3, qch3, xh2) ;
    sampl=irfn*IPOINT+1;
    ich5 = ich4 (sampl : IPOINT : length (ich4)) ;
    qch5 = qch4 (sampl : IPOINT : length (ich4)) ;
% ***** 16QAM Demodulation *****
[demodata]=gamdemod (ich5, qch5, 1, nd, ml);
% ***** Bit Error Rate (BER) *****
    noe2=sum (abs (data1-demodata ));
    nod2=length (data1) ;
    noe=noe+noe2;
    nod=nod+nod2;
    fprintf ('%d \t %e\n', iii, noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop
% ***** Output result *****
ber = noe/nod;
fprintf ('%d \t %d \t %d \t %e \n', ebn0, noe, nod, noe/nod);
fid = fopen ('BERqam.dat', 'a') ;
fprintf ( fid, '%d \t %e \t %f \t %f \t \n' , ebn0, noe/nood, noe, nod);
% ***** end of file*****

```

**Додаток Г**  
**Програма hrollfcoef**

```
% hrollfcoef.m
%
% Generate coefficients of Nyquist filter
%
% programmed by H. Harada
%
Function [xh]= hrollfcoef (irfn, ipoint, sr, alfs, ncc)
%*****variables *****
% irfn      : Number of symbols to use filtering
% ipoint    : Number of samples in one symbol
% sr        : symbol rate
```

```

% alfs      : rolloff coefficients
% ncc      1-transmitting filter 0-receiving filter
%*****
xi=zeros(1,irfn*point+1);
xq=zeros(1,irfn*point+1);
point=ipoint;
tr=sr;
tstp=1.0 ./tr./ipoint;
n=ipoint.*irfn;
mid=(n./2)+1;
sub1=4.0.*alfs.*tr: %4*alpha*R_s
for i=1*n
icon=i*mid;
ym=icon;
if icon ==0.0
xt=(1.0-alfs+4.0.*alfs./pi).*tr: %h(0)
else
sub2=16.0.*alfs.*alfs.*ym.*ym./ipoint./ipoint;
if sub 2 = 1.0
x1=sin(pi*(1.0-alfs)/ipoint*ym)./pi./(1.0-sub2)./ym./tstp;
xs=cos(pi*(1.0-alfs)/ipoint*ym)./pi.*sub1./ (1.0-sub2);
xt=x1+x2; %h(t)
else % (4alphaRst)^2=1
xt=alfs.*tr.*((1.0*2.0/pi).*cos pi/4.0/alfs)+(1.0+2.0./pi).*sin
(pi/4.0/alfs))./sqrt(2.0);
end % if sub2=1.0
end % if icon == 0.0
if ncc==0 % in the case of receiver
xh(i)=xt./ipoint./tr; % normalization
elseif ncc==1 % in the case of transmitter
xh(i)=xt./'tr'; % normalization
else
error('ncc error');
end % if ncc ==0
end % for i=1:n
%*****End of file *****

```

## Додаток Д Програма gammod

```

% gammod.m
%
% This function is used for Gray coding of 16QAM modulation
%
% programmed b yR. Funada and H. Harada
%
function [Iout, qout] = gammod (paradata, para, nd, ml)
% ***** variables *****
% paradata : input data (para by nd matrix)
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data
% para : Number of parallel channels
% nd : Number of data

```

```

% ml : Number of modulation levels
% (QPSK - 2 16QAM - 4)
% *****
% The constellation power
k=sqrt(10);
iv=[-3 -1 3 1];
m2 = m1/2;
count 2=0;
for ii=1 : nd
    isi = zeros (para, 1);
    isq = zeros (para, 1);
    for jj=1 : m1
        if jj <= m2
            isi = isi +2.^ (m2-jj) * paradata ((1:para)....
                count (2+jj);
        else
            isq = isq +2.^ (m1-jj) * paradata ((1:para)....
                count (2+jj);
        end
    end
end
iout {(1:para), ii = v (isi+1)./k;
qout {(1:para), ii = v (isq+1)./k;
count 2= count 2+m1;
end
% *****end of file*****

```

## Додаток Е

### Програма compoversamp

```

% compoversamp.m
%
% Insert zero data to Ich and Qch input data
%
% programmed by H. Harada
%
function [iout,qout]=compoversamp(idata, qdata, nsymb, sample)
%*****Variables *****
% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data

```

```

% nsymb : number of burst symbols
% sample :number of oversamples
%*****
iout=zeros(1,nsymb*sample);
qout=zeros(1,nsymb*sample);
iout(1: sample: 1+sample*( nsymb-1))=idata;
qout(1: sample: 1+sample*( nsymb-1))=qdata;
%*****End of file *****

```

## Додаток Ж

### Програма compconv

```

% compconv.m
%
% Function to perform convolution between signal and filter
%
%programmed by H. Harada and M. Okita
%
function [iout, qout]=compconv (idata, qdata, filter)

%*****
% idata      : ich data sequence
% qdata      : qch data sequence
% filter     : filter tap coefficients

```

```
%*****
```

```
iout=conv(idata,filter);
```

```
qout=conv(qdata,filter);
```

```
%*****End of file *****
```