

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20__ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня магістра**

студенту Пишний Вадим Русланович академічної групи 172М-19-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

на тему Порівняльний аналіз методів цифрової модуляції

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Огляд літератури за темою роботи, аналіз існуючих систем цифрового радіомовлення.	27.09.2020 - 06.10.2020
Розділ 2	Порівняння методів цифрової модуляції між собою за наступними критеріями: спектральної і енергетичної ефективності.	07.10.2020 - 15.11.2020
Розділ 3	Розраховані трудомісткість та середня заробітна плата спеціаліста в галузі телекомунікацій.	16.11.2020 - 24.11.2020

Завдання видано

_____ (підпис керівника)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: 21.09.2020 р.

Дата подання до екзаменаційної комісії: 30.11.2020 р.

Прийнято до виконання

_____ (підпис студента)

Пишний В.Р.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 82 с., 27 рис., 6 табл., 4 додатків, 18 джерел.

Об'єкт дослідження: системи цифрового радіомовлення.

Предмет дослідження: модуляція в системах ЦРМ.

Мета кваліфікаційної роботи: дослідження сигналів з фазовою та амплітудно-фазовою маніпуляцією, а також спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями.

У даній дипломній роботі були проаналізовані методи математичного опису сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією, а також досліджені спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями. Проаналізовано пристрої формування та обробки сигналів з ФМн н АФМ та розрахована завадостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ. Проведено порівняння цих модуляцій між собою за наступними критеріями: спектральної і енергетичної ефективності. Визначено алгоритм для вибору оптимального методу модуляції.

В економічній частині розраховані трудомісткість, середня заробітна плата спеціаліста в галузі телекомунікацій та витрати на заробітну плату при проведенні порівняльного аналізу методів цифрової модуляції.

МАНІПУЛЯЦІЯ, КВАДРАТУРНИЙ МОДУЛЯТОР,
РАДІОПЕРЕДАВАЧ, БІТОВА ПОМИЛКА.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 82 с., 27 рис., 6 табл., 4 приложений, 18 источников.

Объект исследования: системы цифрового радиовещания.

Предмет исследования: модуляция в системах ЦРВ.

Цель квалификационной работы: исследования сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой манипуляцией, а также спектральных характеристик сигналов с этими модуляциями.

В данной дипломной работе были проанализированы методы математического описания сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой манипуляцией, а также исследованы спектральных характеристик сигналов с этими модуляциями. Проанализированы устройства формирования и обработки сигналов с ФМ и АФМ и рассчитана помехоустойчивость когерентного приема сигналов с АФМ. Проведено сравнение этих модуляций между собой по следующим критериям: спектральной и энергетической эффективности. Определен алгоритм для выбора оптимального метода модуляции.

В экономической части рассчитаны трудоемкость, средняя заработная плата специалиста в области телекоммуникаций и расходы на заработную плату при проведении сравнительного анализа методов цифровой модуляции.

МАНИПУЛЯЦИЯ, КВАДРАТУРНЫЙ МОДУЛЯТОР,
РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ, БИТОВА ОШИБКА.

THE ABSTRACT

Explanatory note: 82 pages, 27 fig., 6 tab., 4 appendixes, 18 sources.

Subject of development: modulation process in CRM systems.

Subject of study: digital radio broadcasting systems.

The Purpose of qualifying work: study of signals with phase and amplitude-phase manipulation, as well as spectral characteristics of signals with these modulations.

In this thesis the methods of mathematical description of signals with phase and amplitude-phase manipulation were analyzed, and also the spectral characteristics of signals with these modulations were investigated. Devices for generating and processing signals from FMN and AFM are analyzed and noise immunity of coherent reception of signals from AFM is calculated. A comparison of these modulations with each other according to the following criteria: spectral and energy efficiency. An algorithm for selecting the optimal modulation method is determined.

In the economic part, the complexity, the average salary of a specialist in the field of telecommunications and the cost of wages in the comparative analysis of digital modulation methods are calculated.

MANIPULATION, SQUARE MODULATOR, RADIO TRANSMITTER,
BITTLE ERROR.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- BPSK** – двійкова (бінарна) фазова маніпуляція;
- CDMA** – множинний доступ з кодовим розділенням;
- DQPSK** – диференційна квадратурна фазова маніпуляція;
- FDMA** – множинний доступ з частотним розділенням;
- QPSK** – квадратурна фазова маніпуляція;
- Receiver Section, Rx** – тракт прийому;
- RF Section, RF** – радіочастотний блок;
- АПЧ** – автоматичне підстроювання частоти;
- АРП** – автоматичне регулювання підсилення;
- АЦП** – аналого-цифровий перетворювач;
- АЧХ** – амплітудно-частотна характеристика;
- ГКН** – генератор, керований напругою;
- ПМЧ** – підсилювач модульованої частоти;
- УФ** – узгоджений фільтр;
- ЦРМ** – системи цифрового радіомовлення;
- ФАП** – фазове автопідстроювання;
- ФАПЧ** – фазове автопідстроювання частоти;
- ФД** – фазовий детектор;
- ФЗС** – фільтр зосередженої селекції;
- ФМ** – фазова маніпуляція;
- ФЧХ** – фазо-частотна характеристика;
- ЧД** – частотний детектор.

ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	10
1.1 Квадратурна фазова маніпуляція (QPSK).....	10
1.1.1 Математичний опис сигналів з ФМн	10
1.1.2 Обробка сигналів з QPSK.....	12
1.1.3 Формування спектра QPSK сигналу за допомогою фільтрів Найквіста.....	17
1.2. Амплітудно-фазова модуляція.....	23
1.2.1 Тимчасові характеристики сигналів з АФМ. Математичний опис сигналів з АФМ.....	24
1.3 Сигнальні сузір'я при АФМ.....	29
1.4 Квадратурна АМ (QAM).....	32
1.5 Спектральні характеристики сигналів з АФМ.....	35
1.6 Формування та оброблення сигналів з АФМ.....	38
1.6.1 Модулятор сигналів з АФМ.....	38
1.6.2 Демодулятори сигналів з АФМ.....	42
1.7 Перешкодостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ.....	44
1.8 Постановка задач дослідження.....	47
1.9 Висновки до першого розділу.....	48
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	49
2.1 Порівняння модуляцій.....	49
2.2 Спектральна ефективність.....	49
2.3 Енергетична ефективність.....	58
2.4 Вибір оптимального методу модуляції.....	65
2.5 Висновки до другого розділу.....	70
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	71
3.1 Визначення трудомісткості порівняльного аналізу методів цифрової	

модуляції	71
3.2 Визначення середньої заробітної плати спеціаліста в галузі телекомунікацій	72
3.3 Розрахунок витрат на заробітну плату при проведенні порівняльного аналізу методів цифрової модуляції.....	74
3.4 Розрахунок витрат на необхідне програмне та апаратне забезпечення	75
3.5 Висновок.....	75
ВИСНОВКИ.....	76
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	77
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи.....	79
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	80
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	81
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи.....	82

ВСТУП

В даний час переважна більшість систем радіозв'язку та радіомовлення є цифровими. Тобто системи, які недавно були в основному аналоговими (наприклад, телебачення і радіомовлення), мають тенденцію переходу на цифрову основу. В якій використовуються різні види цифрової модуляції.

Цифрові методи модуляції широко застосовуються в системах зв'язку, при передачі сигналів телебачення по радіорелейних та кабельних лініях, в деяких системах цифрового телевізійного наземного мовлення.

З їх допомогою можна забезпечити системи цифрової комунікації надійніше і дешевше. Завдання аналізу цих видів модуляцій актуальна.

У даній роботі були проаналізовані методи математичного опису сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією, а також дослідженню спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями. Проаналізовано пристрої формування та обробки сигналів з ФМн та АФМ і розрахована завадостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ. Проведено порівняння цих модуляцій між собою за наступними критеріями: спектральної і енергетичної ефективності.

В результаті виконання дипломної роботи на основі доступних бібліографічних та електронних ресурсів проаналізовані і досліджені характеристики сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією. Визначено алгоритм для вибору оптимального методу модуляції.

Дана робота містить відомості для вибору обладнання та оцінки параметрів системи зв'язку.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Квадратурна фазова маніпуляція (QPSK)

1.1.1. Математичний опис сигналів з ФМн

З теорії зв'язку відомо, що найвищою перешкодо стійкістю володіє двійкова фазова модуляція BPSK. Однак в ряді випадків за рахунок зменшення завадостійкості каналу зв'язку можна збільшити його пропускну здатність. Більш того, при застосуванні завадостійкого кодування можна більш точно планувати зону, що охоплюються системою мобільного зв'язку.

При фазовій маніпуляції різних позицій сигналу відповідають різні фазові положення несучої частоти. Для двохпозиційного сигналу фаза несучої змінюється на π при переході від логічного нуля до логічної одиниці або навпаки. Для багатопозиційного сигналу різниця фаз $\Delta\phi = 2\pi / M$. Для багатопозиційних фазоманіпульованих сигналів будемо застосовувати позначення Б-ФМ. Такі сигнали зручно відображати на комплексній площині у вигляді положень вектора амплітуди несучої - сигнального сузір'я.

QPSK модуляція будується на основі кодування двох біт переданої інформації одним символом. При цьому вміст біт вибрано таким чином, щоб перехід до сусіднього станом фази несучого коливання за рахунок помилки прийому приводив не більше ніж до одиночної бітової помилку. А символна швидкість в два рази нижче швидкості передачі інформації. Для того щоб зрозуміти як один символ кодує відразу два біта розглянемо рисунок 1.1.

На рисунку 1.1 показані векторні діаграми BPSK і QPSK сигналів. Символ BPSK кодує один біт інформації, при цьому на векторній діаграмі BPSK всього дві точки на синфазній осі $I(t)$, відповідні нулю та одиниці переданої інформації. Квадратура канал $Q(t)$ у випадку з BPSK завжди дорівнює нулю. Точки на векторній діаграмі утворюють сузір'я фазової

маніпуляції. Для того щоб здійснити кодування одним символом двох біт інформації, необхідно, щоб сузір'я складалося з чотирьох точок, як це показано на векторній діаграмі QPSK рис 1.1. Тоді ми отримаємо, що і $I(t)$ і $Q(t)$ відмінні від нуля, всі точки сузір'я розташовані на одиничному колі. Тоді кодування можна здійснити в такий спосіб: розбити потік бітів на парні і непарні біти, тоді $I(t)$ буде кодувати парні біти, а $Q(t)$ непарні. Два біти послідовно йдуть один за одним, інформація кодується одночасно синфазним $I(t)$ і квадратурним $Q(t)$ сигналами. Це наочно показано на осцилограмах, наведених на рисунку 1.2 для інформаційного потоку «1100101101100001».

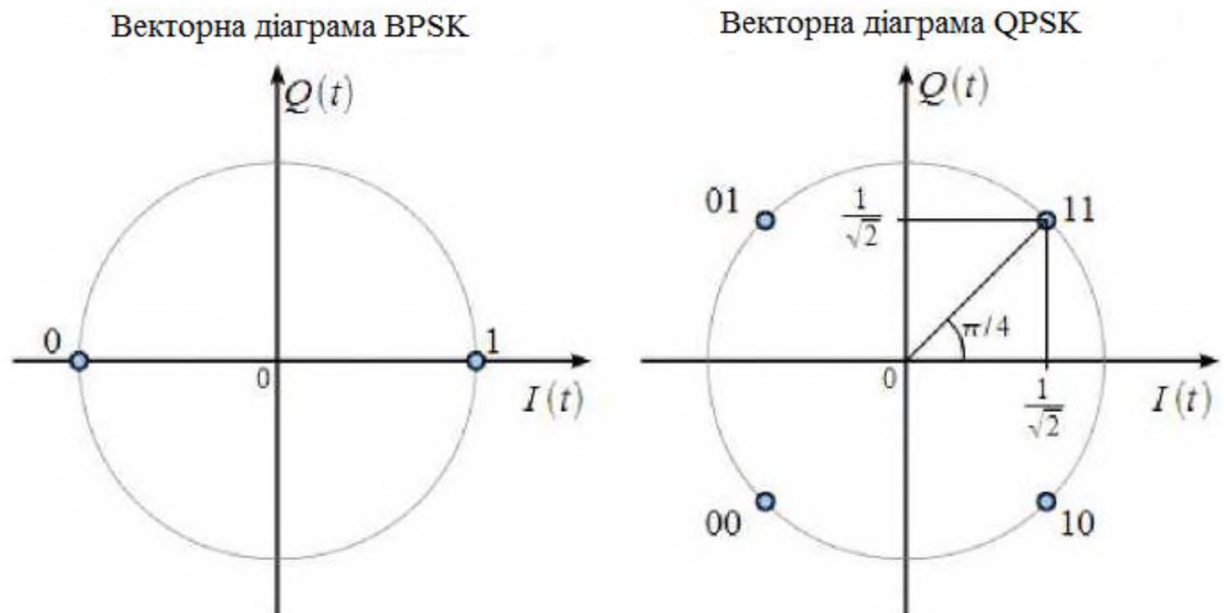


Рисунок 1.1 – Векторна діаграма BPSK і QPSK сигналів

На верхньому графіку вхідний потік розділений на пари біт, що відповідають одній точці сузір'я QPSK, показаного на рисунку 1.1. Звернемо увагу що біти нумеруються з нуля, а не з одиниці, тому перший в черзі біт має номер 0, а значить він парний по порядку. На другому графіку показана осцилограма $I(t)$, відповідна переданої інформації. $I(t) > 0$, якщо парний біт дорівнює 1, і $I(t) < 0$ якщо парний біт дорівнює 0 (тобто $b_0(t) < 0$). Аналогічно будується квадратура канал $Q(t)$ але тільки по непарних бітам. Тривалість

одного символу $T = 1 / S_r$ в два рази більше тривалості одного біта вихідної інформації.

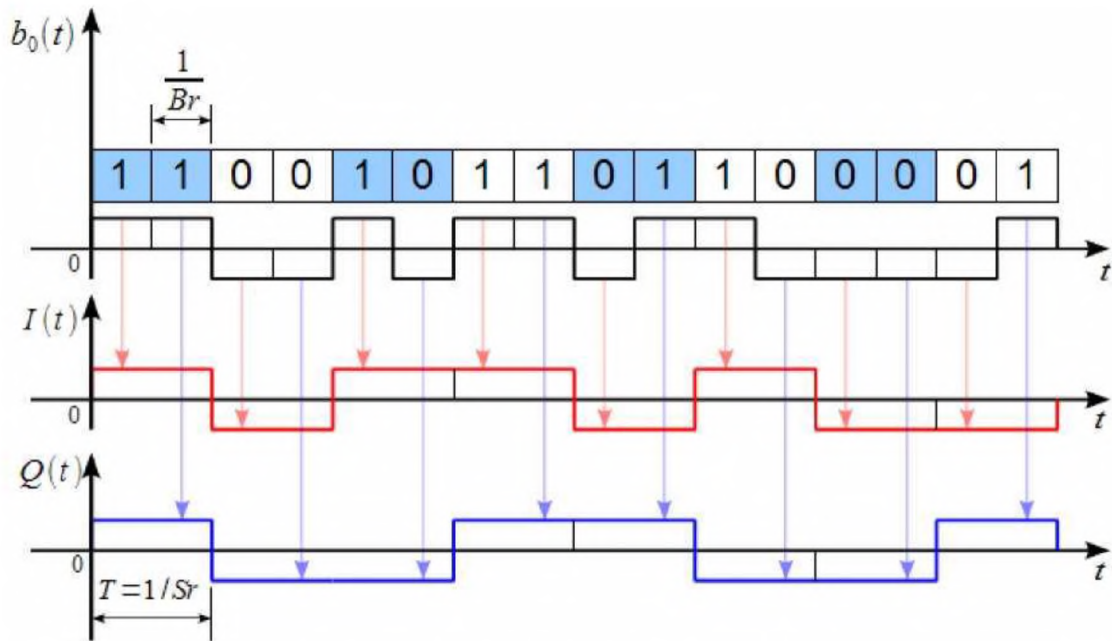


Рисунок 1.2 – Синфазна та квадратурні складові QPSK сигналу

1.1.2 Обробка сигналів з QPSK

Пристрій виконує таке кодування $I(t)$ і $Q(t)$ згідно сузір'я QPSK умовно показано на рисунку 1.3.

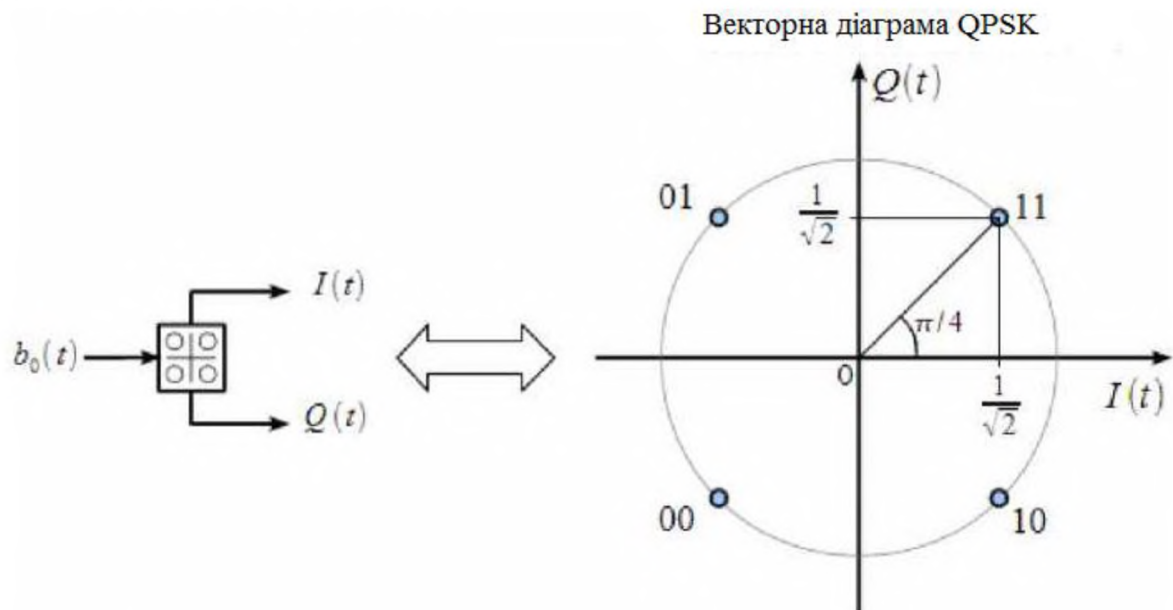


Рисунок 1.3 – Пристрій кодування синфазної і квадратурної складових на основі сузір'я QPSK

В залежність від пари біт $b_0(t)$ на вході, на виході отримуємо постійні в межах тривалості цієї пари біт сигнали $I(t)$ і $Q(t)$, значення яких залежить від інформації, що передається.

Зазвичай для формування сигналу QPSK модуляції використовується квадратурний модулятор. Для реалізації квадратурного модулятора буде потрібно два помножувача і суматор сигналів. Фаза несучої для квадратурного каналу зрушена на 90° . Поєднання імпульсів напруги в синфазному та квадратурному каналах утворюють один символ 4-ФМ. На входи множників можна подавати вхідні бітові потоки безпосередньо в коді NRZ. Структурна схема такого модулятора наведена на рисунку 1.4.

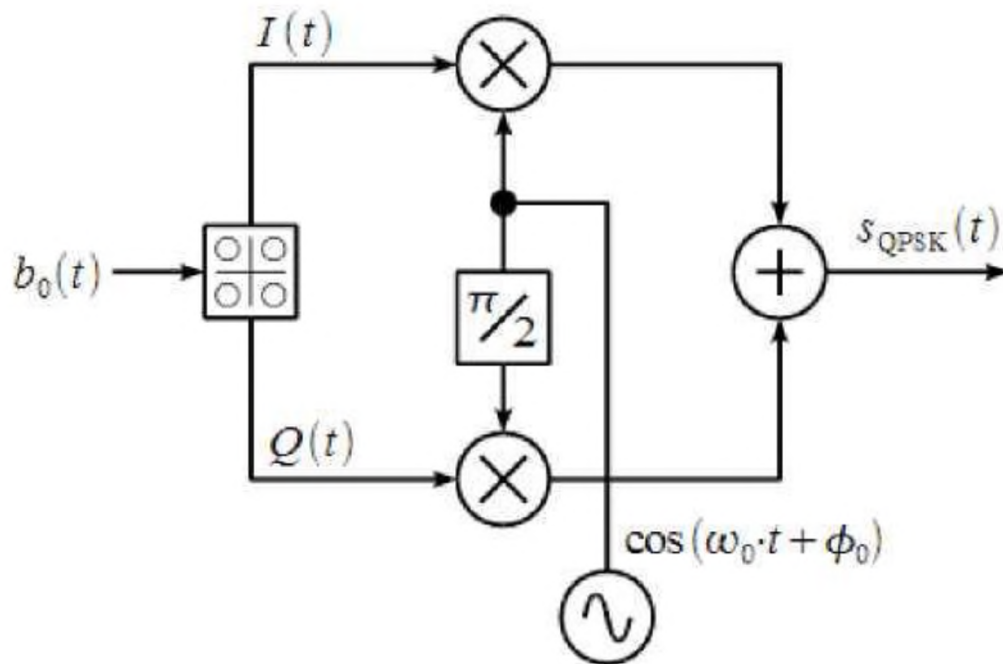


Рисунок 1.4 – Структурна схема QPSK модулятора

Сигнал $S_{QPSK}(t)$ має вигляд:

$$S_{QPSK}(t) = I(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0), \quad (1.1)$$

Синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові це ніщо інше, як реальна і уявна частини комплексної обвідної QPSK сигналу $z(t) = I(t) + jQ(t)$, які є

вхідними сигналами квадратурного модулятора. Тоді можна уявити $S_{QPSK}(t)$ через його комплексну огибающую $z(t)$:

$$S_{QPSK}(t) = R[z(t)] \cdot \exp(j \omega_0 t), \quad (1.2)$$

З комплексної обвідної можна виділити фазову огибающую як:

$$\phi(t) = \arctan\left(\frac{J[z(t)]}{R[z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right). \quad (1.3)$$

Важливо відзначити, що арктангенс повинен обчислюватися з урахуванням чверті комплексній площині. Вид фазової обвідної $\phi(i)$ для інформаційного потоку «1100101101100001» показаний на рисунку 1.5.

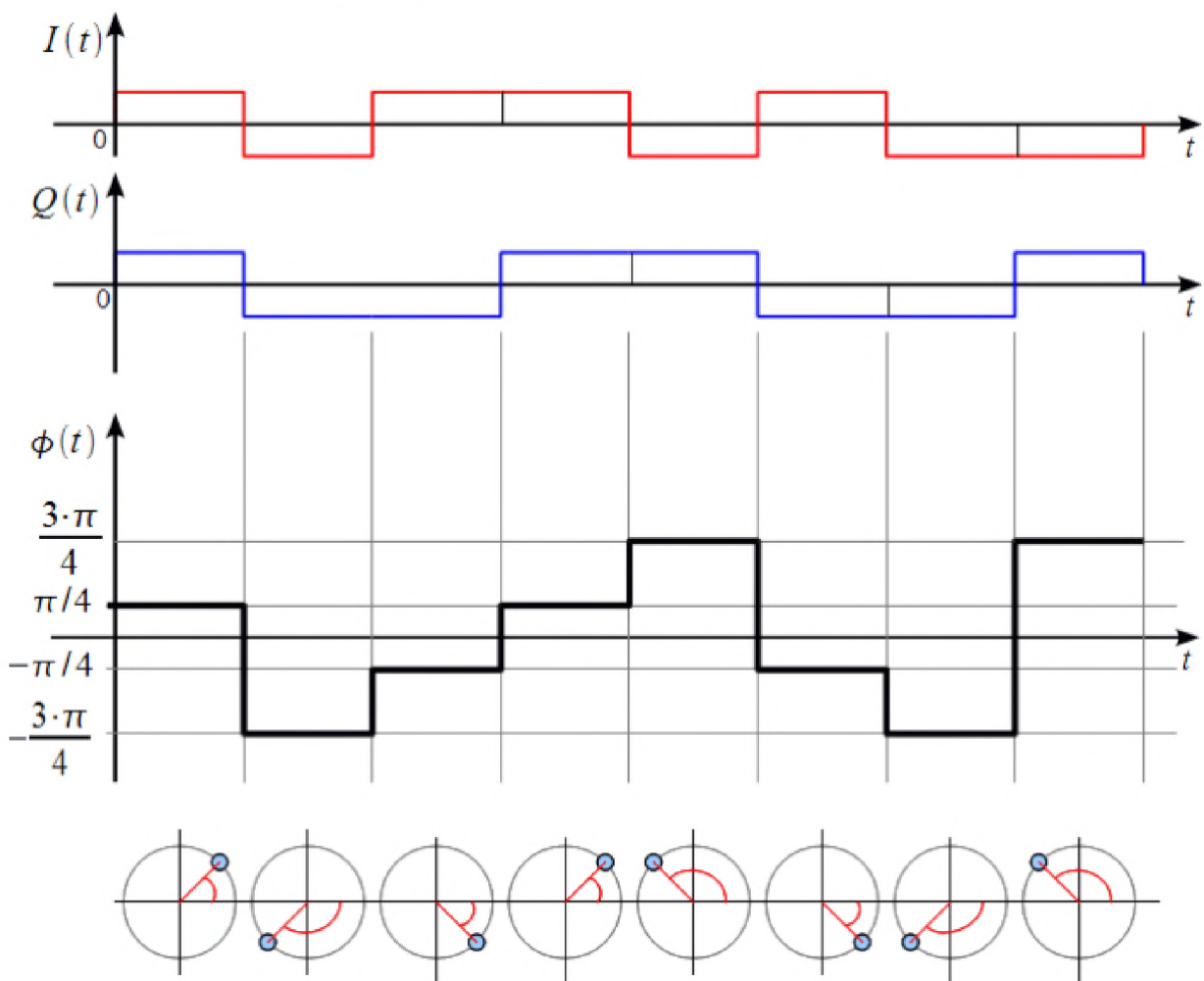


Рисунок 1.5 – Фазова огибающая QPSK сигналу

Фазова огинаюча є ступінчастою функцією часу, що зазнає розриви в моменти зміни символу QPSK. При цьому в межах одного символу векторна діаграма QPSK знаходиться завжди в одній точці сузір'я, як це показано внизу, а при зміні символу стрибкоподібно переходить в точку відповідну наступного символу. Оскільки у QPSK всього чотири точки в сузір'ї, то фазова огинає може приймати лише чотири значення: $\pm \pi / 4$ і $\pm 3 \pi / 4$.

Амплітудна огинаюча QPSK сигналу $a(t)$ також може бути отримана з комплексної обвідної $z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (1.4)$$

Відзначимо, що амплітудна огинаюча QPSK сигналу дорівнює одиниці всюди, за винятком моментів зміни переданих символів, так як в моменти зміни фази і переходу чергової точки сузір'я.

Приклад осцилограми QPSK сигналу при вхідному бітовому потоці «1100101101100001» при швидкості передачі інформації $B_r = 10$ кбіт/с та частоті 20 кГц показаний на рисунку 1.6.

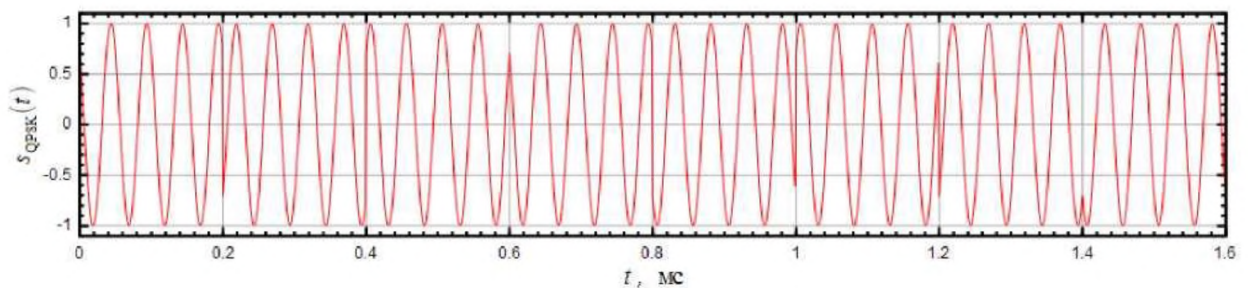


Рисунок 1.6 – Осцилограма QPSK сигналу

Звернемо увагу, що фаза несучого коливання може приймати чотири значення: $\pm \pi / 4$ і $\pm 3 \pi / 4$ радіан. При цьому фаза наступного символу щодо попереднього може не змінитися, або змінитися на $\pm \pi / 2$ або на $\pm \pi$

радіан. Також відзначимо, що при швидкості передачі інформації $Br = 10$ кбіт/с ми маємо символну швидкість $Sr = Br / 2 = 5$ кбіт/с, і тривалість одного символу $T = 1 / Sr = 0,2$, що чітко видно на осцилограмі (стрибок фази відбувається через 0,2 мс).

На рисунку 1.7 показаний спектр BPSK $|S_{\text{BPSK}}(f)|^2$ і спектр QPSK $|S_{\text{QPSK}}(f)|^2$ сигналів при $Br = 10$ кбіт/с і частоті 100 кГц. Можна помітити, що ширина головної пелюстки, а також бічних пелюсток QPSK сигналу вдвічі менше ніж у BPSK сигналу при одій швидкості передачі інформації. Це обумовлено тим, що символна швидкість Sr QPSK сигналу вдвічі менше швидкості передачі інформації Br , в той час як символна швидкість BPSK дорівнює швидкості передачі інформації. рівні бічних пелюсток QPSK і BPSK рівні.

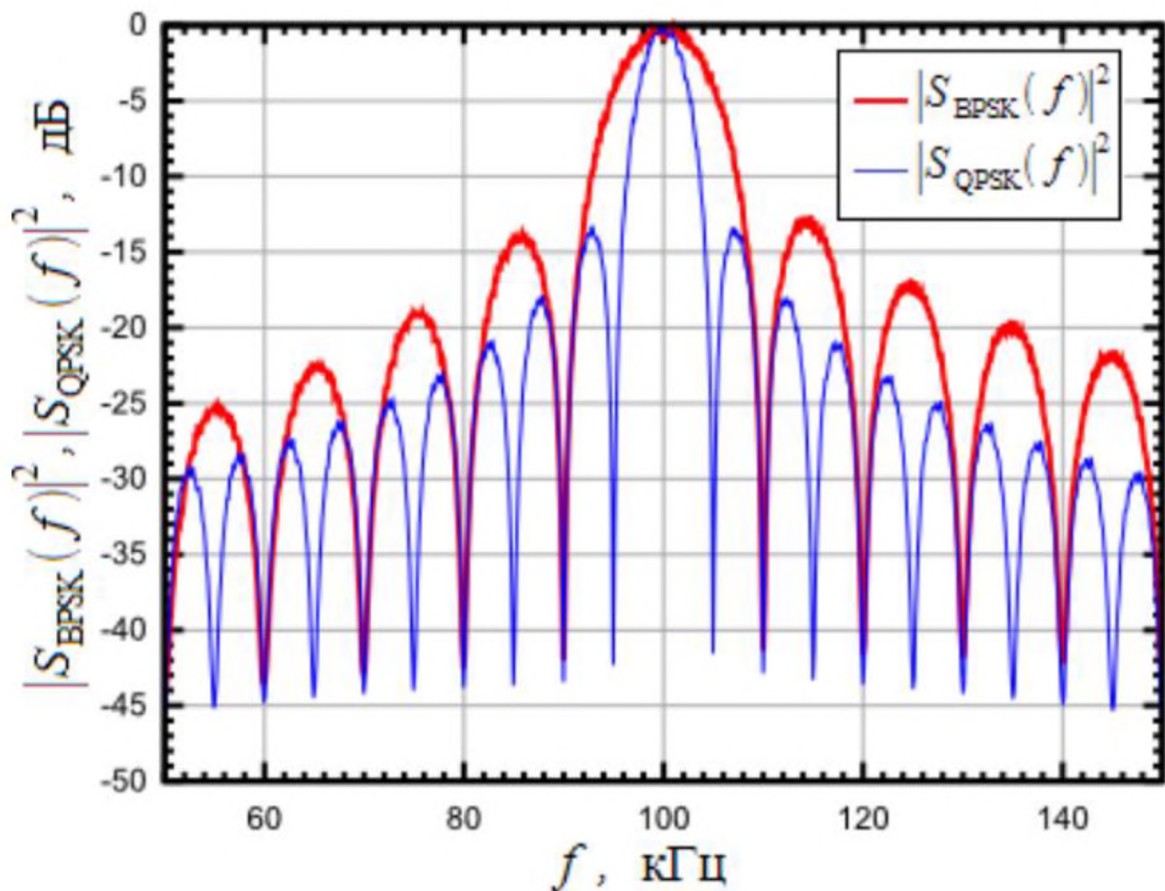


Рисунок 1.7 – Спектр QPSK сигналу

При такій реалізації спектр сигналу на виході модулятора виходить нічим не обмежений.

1.1.3 Формування спектра QPSK сигналу за допомогою фільтрів Найквіста

Формуючі фільтри дозволяють забезпечити передачу BPSK сигналу зі швидкістю 1 біт/с на 1 Гц смуги сигналу при виключенні міжсимвольної інтерференції на приймальній стороні. Однак такі фільтри не реалізуються, тому на практиці застосовують формуючі фільтри які забезпечують 0,5 біт/с на 1 Гц смуги сигналу. У випадку з QPSK швидкість передачі B_r інформації вдвічі більше символічної швидкості S_r , тоді використання формуючих фільтрів дає нам можливість передавати 0.5 символів в секунду на 1 Гц смуги, або 1 біт/с цифрової інформації на 1 Гц смуги при використанні фільтра з АЧХ виду піднесеного косинуса. Ми казали, що імпульсна характеристика $h(t)$ формує фільтр Найквіста який залежить від параметра $0 < \beta < 1$ має вигляд:

$$h(t) = \sin\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right) \cdot w(t), \quad w(t) = \frac{\cos\left(\pi \cdot \beta \cdot \frac{t}{T}\right)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot \frac{t^2}{T^2}}. \quad (1.5)$$

На рисунку 1.8 показані спектри $|S_{\text{BPSK}}(t)|^2$ і $|S_{\text{QPSK}}(t)|^2$ при використанні формуючих фільтрів Найквіста з параметром $\beta = 1$.

На рисунку 1.8 чорним показаний спектр QPSK сигналу без використання формуючого фільтра. Видно, що застосування фільтра Найквіста дозволяє повністю подавити бічні пелюстки як в спектрі BPSK, так і в спектрі QPSK сигналів.

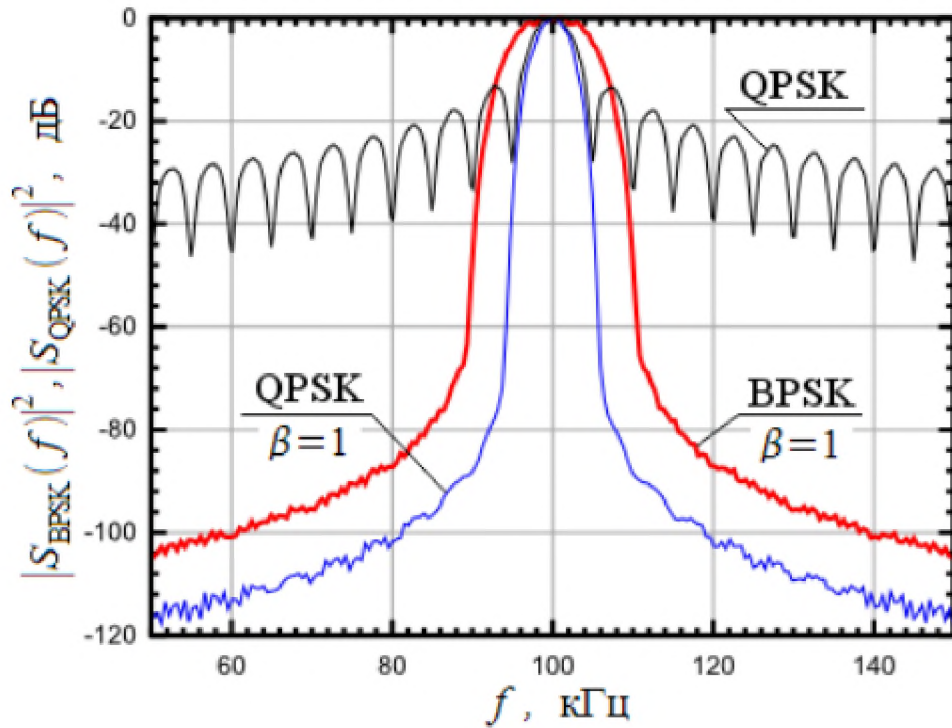


Рисунок 1.8 – Спектр QPSK сигналу який формується фільтром Найквіста

Структурна схема QPSK модулятора при використанні формуючого фільтра показана на рисунку 1.9.

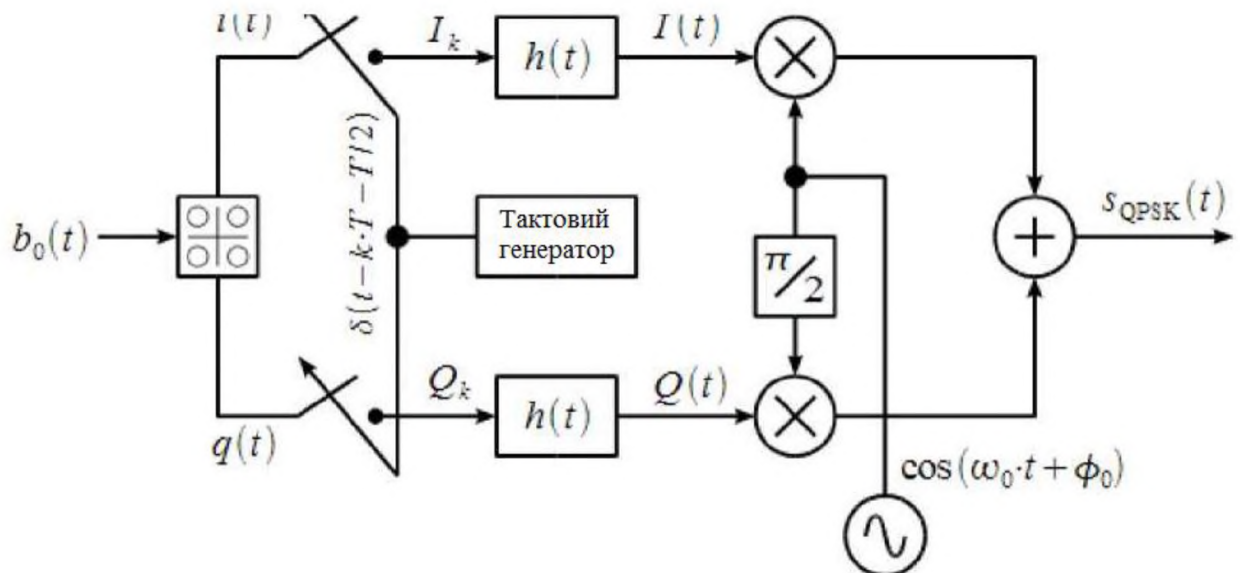


Рисунок 1.9 – Структурна схема QPSK модулятора з використанням формуючого фільтра

Графіки, що пояснюють роботу QPSK модулятора показані на рисунку 1.10.

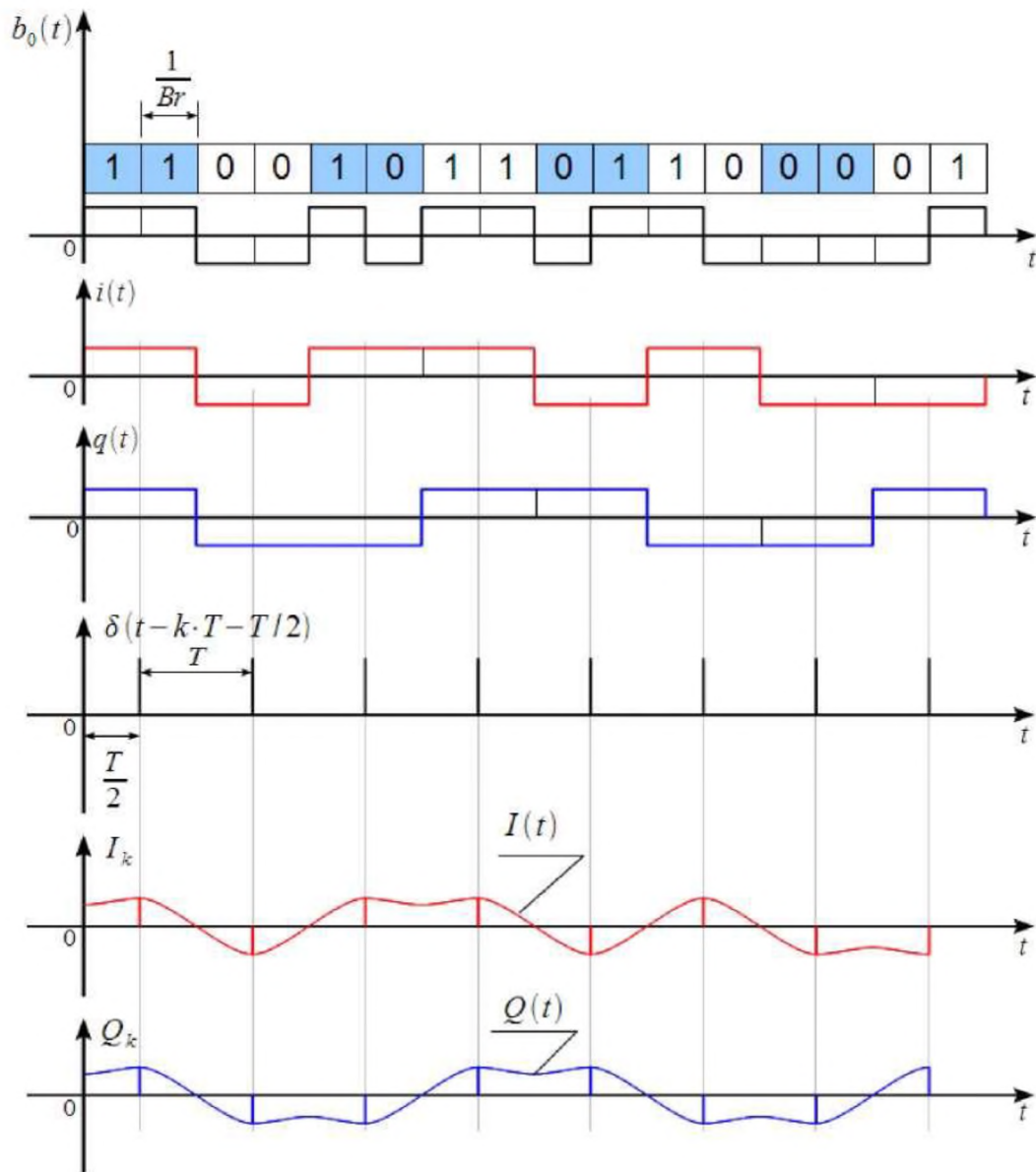


Рисунок 1.10 – Пояснюючі графіки

Цифрова інформація надходить зі швидкістю Br і перетворюється в символи $i(t)$ і $q(t)$ відповідно до сузір'я QPSK, тривалість одного переданого символу дорівнює $T = 1 / Sr = 2 / Br$. Тактовий генератор видає послідовність дельта імпульсів з періодом T , але віднесених до центру імпульсу $i(t)$ і $q(t)$, як це показано на четвертому графіку. Імпульси тактового генератора стробуючих $i(t)$ і $q(t)$ за допомогою ключів отже отримуємо відліки I_k і Q_k ,

показані на двох нижніх графіках, які збуджують формуючий фільтр інтерполятор з імпульсною характеристикою $h(t)$ і на виході маємо синфазну $I(t)$ і квадратурну $Q(t)$ складові комплексної обвідної, які подаються на універсальний квадратурний модулятор. На виході модулятора отримуємо QPSK сигнал з придушенням бічних пелюсток спектра.

Звернемо увагу, що синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові стають безперервними функціями часу, в результаті вектор комплексної обвідної QPSK вже не знаходиться в точках сузір'я, перескакуючи під час зміни символу, а безупинно рухається в комплексній площині як це показано на рисунку 1.11 при використанні фільтра піднесеного косинуса з різними параметрами β .

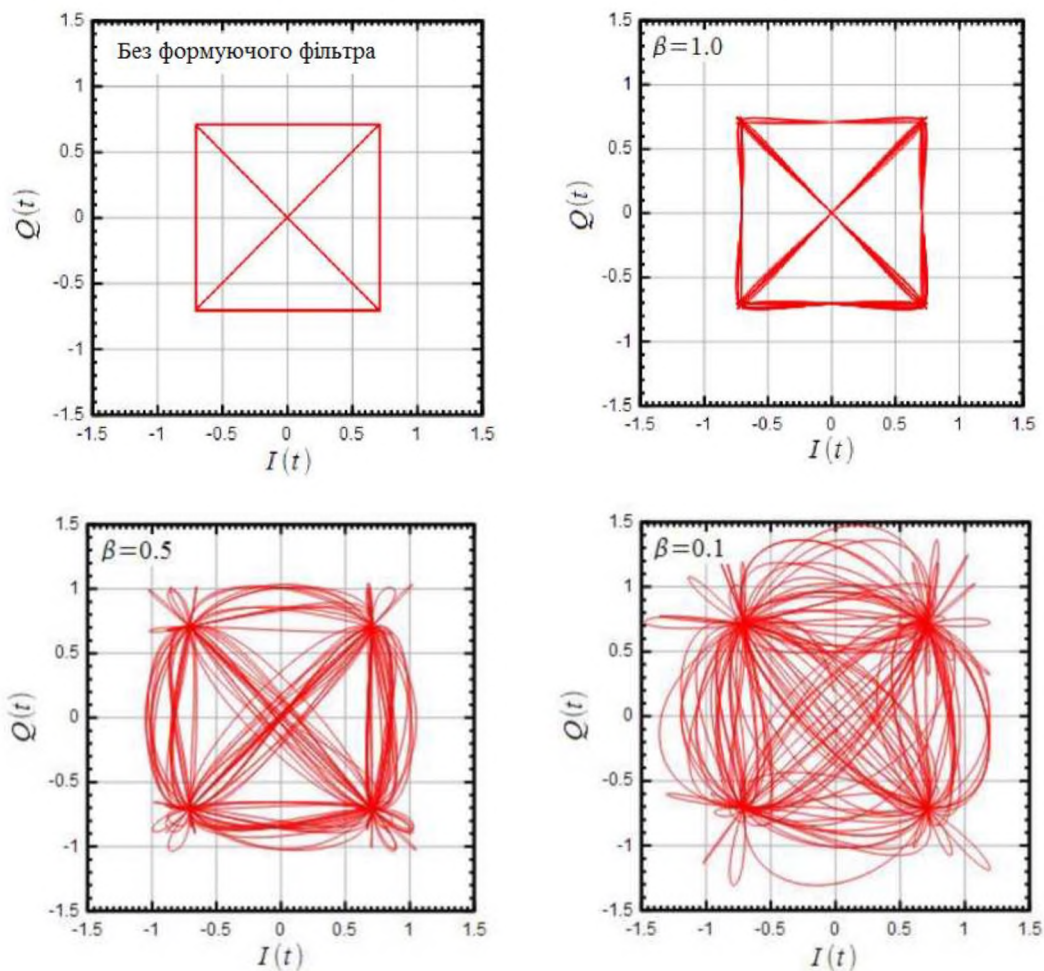


Рисунок 1.11 – Траєкторії руху вектора комплексної обвідної QPSK сигналу при різних параметрах формуючого фільтра Найквіста

На верхньому лівому графіку показана векторна діаграма при відсутності формуючого фільтра та при стрибкоподібному переміщенні вектора комплексної обвідної. Якщо включити фільтр Найквіста, то при зменшенні β векторна діаграма перетворюється в «клубок». При $\beta = 1$ отримуємо найкраще наближення до ідеальної діаграми.

При безперервному русі вектора комплексної обвідної його амплітуда починає змінюватися в часі, отже у QPSK сигналу при використанні формуючого фільтра починає змінюватися амплітудна огибаюча $a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$ що наочно демонструється осцилограмою QPSK сигналу, показаної на рисунку 1.12.

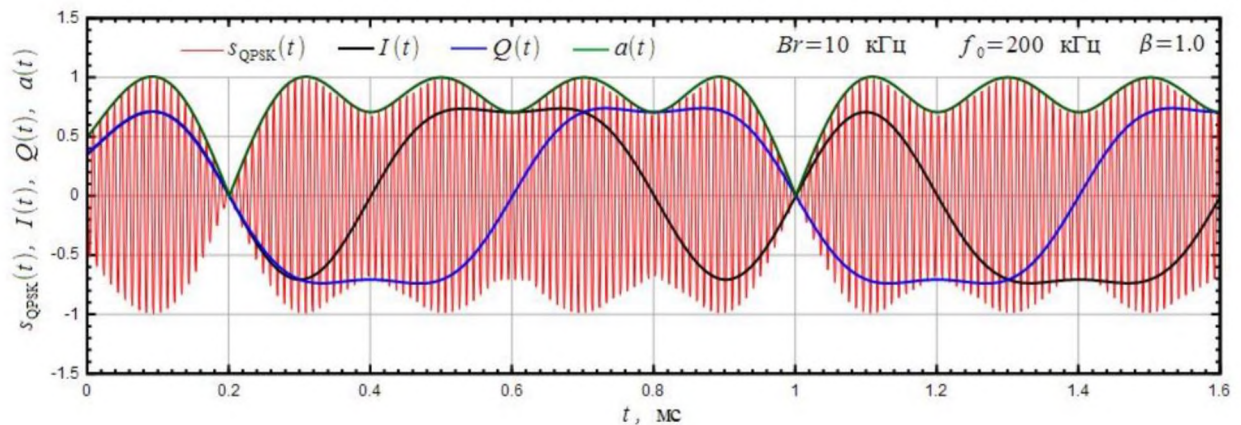


Рисунок 1.12 – Осцилограма QPSK сигналу при використанні формуючого фільтра Найквіста

Видно, що фільтр Найквіста призводить до появи паразитної амплітудної модуляції. При цьому в точках коли і синфазна $I(t)$ і квадратурна $Q(t)$ складові комплексної обвідної дорівнюють нулю, амплітуда $a(t)$ QPSK сигналу також падає до нуля, і фаза повертається на π радіан. Присутність амплітудної модуляції сигналу призводить до того, що в системах зв'язку, що використовують цей вид модуляції, доводиться використовувати високолінійний підсилювач потужності. На жаль, такі підсилювачі потужності мають низький ККД. Глибока амплітудна модуляція

це негативний ефект, який можна усунути офсетний QPSK (OQPSK) модуляції. Важливо відзначити, що при безперервних $I(t)$ і $Q(t)$ фазова огинає також стає безперервною функцією часу і перестає змінюватися стрибкоподібно а плавно перетікає від символу до символу, що і призводить до звуження спектра QPSK сигналу при використанні формуючого фільтра.

Хоча QPSK можна вважати квадратурною маніпуляцією (QAM-4), іноді її простіше розглядати у вигляді двох незалежних модульованих несучих, зміщених на 90° . При такому підході парні (непарні) біти використовуються для модуляції синфазної складової I , а непарні (парні) - квадратурної складової несучої Q . Так як BPSK використовується для обох складових несучої, то вони можуть бути демодульовані незалежно.

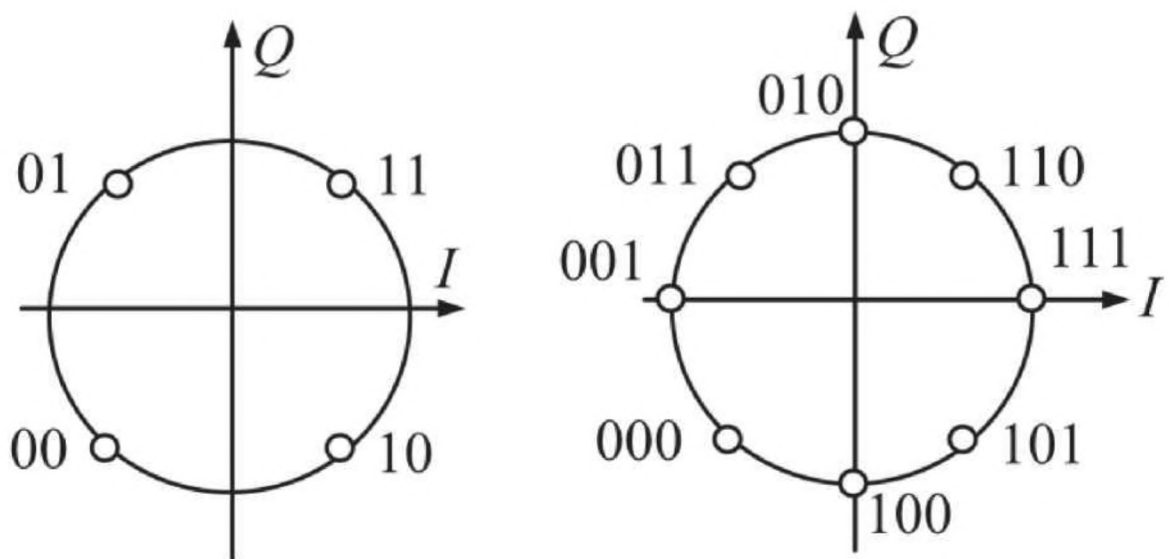


Рисунок 1.13 – Фазове сузір'я для квадратурної ФМн (ліворуч) та для вісімкової ФМн (праворуч)

Як і при BPSK, існує проблема невизначеності початкової фази в приймачі. Тому при некогерентному детектуванні QPSK з диференціальним кодуванням на практиці використовується частіше. При восьмиричній фазовій маніпуляції, зображеної на рисунку 1.13 кожен сигнал передає три біта інформації. ФМн з порядком більше восьми використовують рідко.

Перешкодостійкість систем передачі інформації з різними видами модуляції оцінюється ймовірністю помилки на біт інформації (англ. BER - Bit Error Rate). Залежність ймовірності помилки від відносини сигнал / шум представлена на рисунку 1.14.

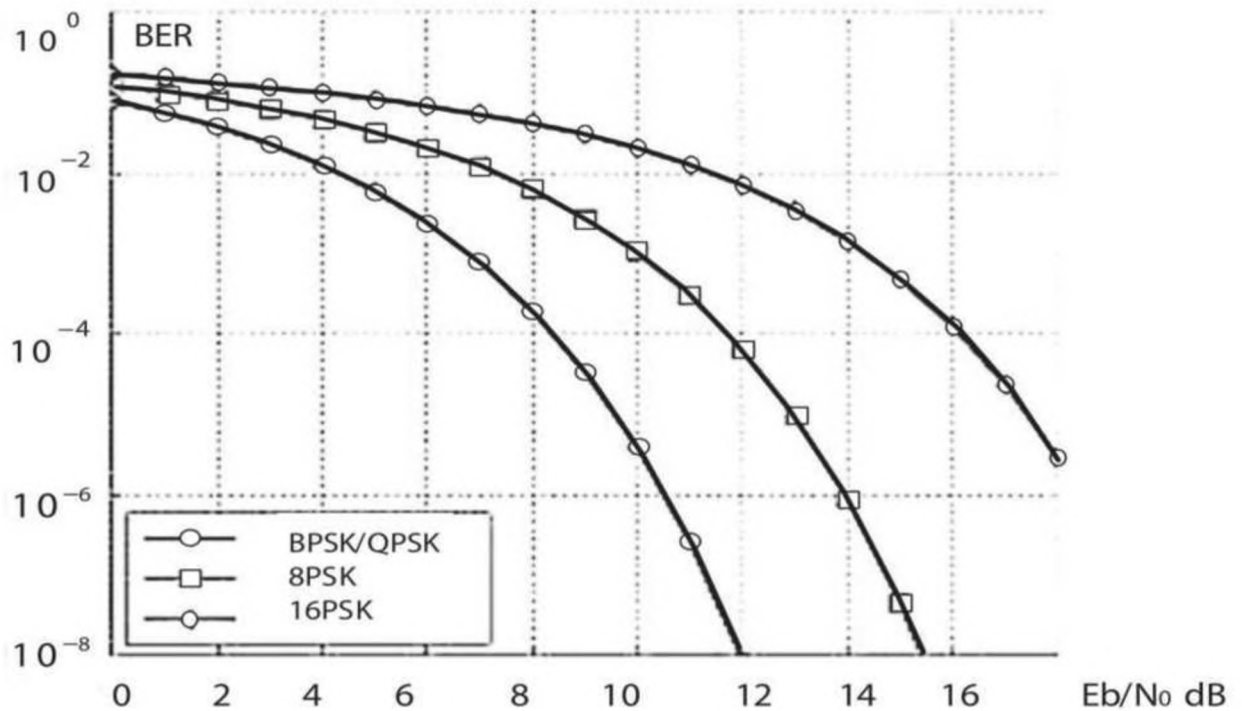


Рисунок 1.14 – Ймовірність помилки на біт

1.2. Амплітудно-фазова модуляція

В даному виді модуляції для підвищення пропускної здатності використовується одночасна маніпуляція двох параметрів несучого коливання: амплітуди та фази. Кожен можливий елемент модульованого сигналу (вектор сигналу або точка сигнального простору) характеризується значенням амплітуди і фази.

Для подальшого підвищення швидкості передачі кількість "точок" простору модульованого сигналу збільшується в число раз, кратне двом. В даний час в модемах використовуються методи амплітудно-фазової модуляції з числом можливих позицій сигналу до 256. Це означає, що

швидкість передачі інформації перевищує модуляційну лінійну швидкість до 7 разів.

1.2.1 Тимчасові характеристики сигналів з АФМ. Математичний опис сигналів з АФМ

У схемах МАР сигналів мають однакову фазу, але різні амплітуди. У схемах ж МРСК сигналів мають однакову амплітуду, але різні фази. Природно, наступним кроком розвитку є розгляд можливості використання модуляції та амплітуди і фази в схемі (QAM). Тобто:

$$S_i(t) = A_i \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (1.6)$$

де A_i - амплітуда, θ_i фаза i -го сигналу в m -м наборі сигналів. Формування імпульсу зазвичай використовується, щоб поліпшити спектр та з метою контролю за інтерсимвольною інтерференцією (ISI) в QAM. При формуванні імпульсу QAM сигнал буде мати вигляд:

$$S_i(t) = A_i p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (1.7)$$

де $p(t)$ є безперервним імпульсом заданої форми, на інтервалі $[0, T]$. Вираз (1.6) може бути записане таким чином:

$$S_i(t) = A_{i1} p(t) \cos 2\pi f_c t - A_{i2} p(t) \sin 2\pi f_c t, \quad (1.8)$$

де

$$A_{i1} = A_i \cos \theta_i, \quad (1.9)$$

синфазна компонента сигналу;

$$A_{i2} = A_i \sin \theta_i, \quad (1.10)$$

квадратурна компонента сигналу;

$$A_i = \sqrt{A_{i1}^2 + A_{i2}^2}, \quad (1.11)$$

амплітуда сигналу.

Як і в разі MPSK, сигнал QAM може бути виражений як лінійна комбінація двох ортонормованих функцій вираз (1.7) може бути написано в такий спосіб:

$$S_i(t) = s_{i11}(t) + s_{i22}(t), \quad (1.12)$$

де

$$s_{i1}(t) = \sqrt{\frac{2}{E_p}} p(t) \cos 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1.13)$$

$$s_{i2}(t) = \sqrt{\frac{2}{E_p}} p(t) \sin 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1.14)$$

$$s_{i1} = \sqrt{\frac{E_p}{2}} A_{i1} = \sqrt{\frac{E_p}{2}} A_i \cos \theta_i, \quad (1.15)$$

$$s_{i2} = \sqrt{\frac{E_p}{2}} A_{i2} = \sqrt{\frac{E_p}{2}} A_i \sin \theta_i, \quad (1.16)$$

де E_p енергія імпульсу $p(t)$ на інтервалі $[0, T]$, яка визначається виразом

$E_p = \int_0^T p^2(t) dt$; $\sqrt{\frac{E_p}{2}}$ - нормуючий множник, що нормалізує по енергії основні функції $s_{i1}(t)$ і $s_{i2}(t)$.

Форма основного імпульсу зазвичай підбирається таким чином, щоб забезпечити зменшення впливу межсимвольної інтерференції. Фактично,

формування імпульсу зазвичай досягається за допомогою використання фільтруючих схем. У частотній області процедура формування може бути представлено у вигляді $P(f) = H_t(f)H_g(f)H_R(f)$. У тимчасовій області цей вираз приймає вид $P(f) = h_t(t)h_g(t)h_R(t)$, де $h_t(t)$, $h_g(t)$, $h_R(t)$ - імпульсні функції фільтра передавача, каналу, та фільтра приймача відповідно. При цьому $H_t(f)$, $H_g(f)$, $H_R(f)$ є частотними передавальними функціями. Найбільш поширеним вибором форми функції $P(f)$ так звана функція піднесеного косинуса, для якої імпульсна реакція $p(t)$ має нульові значення при здійсненні вибірки за винятком випадку, коли $T = 0$. Таким чином, $p(t)$ дозволяє виключити вплив межсимвольної інтерференції. Проте відгук піднесеного косинуса є фізично не реалізовується функцією, яка може бути реалізована тільки наближено.

Досить просто перевірити, що основні функції ${}_1(t)$ і ${}_2(t)$ фактично є ортонормальним за умови $fc \gg 1/t$. У цьому випадку, коли $fc \gg 1/t$, $p(t)$ має дуже повільно змінювальну огибаючу. Внаслідок нормування сигналів можна записати

$$\int_0^T {}_1^2(t) dt = \frac{2}{E_p} \int_0^T p^2(t) \cos^2 2\pi f_c t dt = \frac{1}{E_p} \int_0^T p^2(t) [1 + \cos 4\pi f_c t] dt \cong 1,$$

за умови, що $fc \gg 1/t$.

Аналогічні співвідношення виконуються і для другого сигналу. В силу того, що ці сигнали є фактично ортогональними, можна записати

$$\begin{aligned} \int_0^T {}_1(t) {}_2(t) dt &= -\frac{2}{E_p} \int_0^T p^2(t) \cos^2 2\pi f_c t \sin 2\pi f_c t dt = \\ &= \frac{2}{E_p} \int_0^T p^2(t) \sin 4\pi f_c t dt \cong 0, \end{aligned}$$

за умови, що $fc \gg 1/t$.

Таким чином, для більшості практичних випадків, функції $s_1(t)$ і $s_2(t)$ ортонормальні. У більшості практичних випадків, коли не використовуються спеціальні методи боротьби з межсимвольною інтерференцією, форма імпульсу покладається прямокутної, коли $p(t) = 1$ в інтервалі $[0, T]$, і виконується рівність $E_p = T$. У цьому випадку умова ортогональності сигналів виконується точно.

Енергія сигналу визначається виразом і становить:

$$E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt \cong \frac{1}{2} A_i^2 E_p, \quad (1.17)$$

і середня енергія сигналу:

$$E_{avg} = \frac{1}{2} E_p \cdot E\{A_i^2\}, \quad (1.18)$$

а його середня потужність:

$$P_{avg} = \frac{E_{avg}}{T}, \quad (1.19)$$

і середня амплітуда:

$$A_{avg} = \sqrt{2P_{avg}}. \quad (1.20)$$

Як і в разі MPSK, геометричне подання до фазової площини, яке, зазвичай називається сигнальним сузір'ям, має досить простий вигляд. Це найбільш зручне представлення QAM сигналу.

Горизонтальна вісь сузір'я є сигнал $s_1(t)$, а вертикальна вісь $s_2(t)$. При цьому QAM сигнал представляється у вигляді точки, з координатами (s_{i1}, s_{i2}) . Еквівалентним чином ці дві осі можуть бути просто обрані в якості $p(t)\cos 2\pi fct$ і $p(t)\sin 2\pi fct$. Тоді координати сигналу становитимуть (A_{i1}, A_{i2}) . Ці дві осі іноді просто позначаються як синфазна I -сь і квадратурна Q -сь, та

іноді навіть докладно не позначаються. На рисунку 1.15 представлені приклади трьох досить поширених типів сузір'їв QAM.

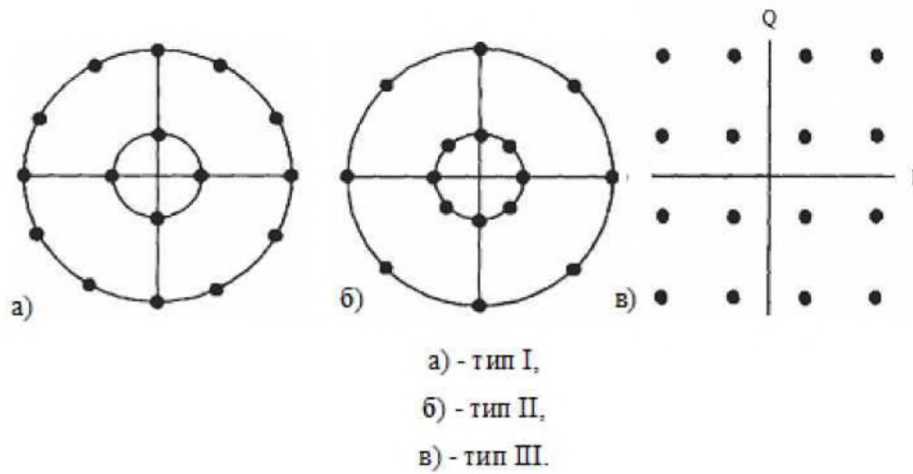


Рисунок 1.15 – Приклади трьох видів QAM сузір'їв

Сузір'я QAM має такі властивості. У разі, коли осями координат є сигнали $s_1(t)$ і $s_2(t)$, кожен сигнал може бути представлений в вигляді вектора:

$$s_i = (s_{i1}, s_{i2}).$$

Амплітуда вектора становить:

$$\|s_i\| = \sqrt{s_{i1}^2 + s_{i2}^2} = \sqrt{E_i}, \quad (1.21)$$

і пов'язана з амплітудою сигналу співвідношенням

$$A_i = \sqrt{\frac{2E_i}{E_p}}. \quad (1.22)$$

Середня енергія становить

$$E_{avg} = E\{E_i\} = E\{\|s_i\|^2\}. \quad (1.23)$$

Фаза визначається як кут між відповідними векторами:

$$\theta_i = \arctg \frac{s_{i1}}{s_{i2}}. \quad (1.24)$$

Відстань між сигналами визначається виразом

$$d_{ij} = \sqrt{|s_i - s_j|^2} = \sqrt{(s_{i1} - s_{j1})^2 + (s_{i2} - s_{j2})^2}. \quad (1.25)$$

при $i, j = 1, 2 \dots M$.

1.3 Сигнальні сузір'я при АФМ

Вперше схема QAM була запропонована К. Р. Кеном в 1960 році. Він просто розширював фазову модуляцію до мультіамплітудної фазової модуляції. Таким чином, утворилася більше ніж одна амплітуда, пов'язана з допустимою фазою. У сузір'ї постійне число сигнальних точок (або кінців вектора) рівномірно розподілено на кожному з N кіл, де N число рівнів амплітуди (рисунок 1.15). Такий тип сузір'я називається сузір'ям типу I. У сузір'ї типу I точки на внутрішньому кільці є найближчими, і тому відповідні сигнали є і найбільш вразливими для помилок. Щоб подолати цю проблему, кілька місяців по тому Хенкоком і Лакі було запропоновано сузір'я типу II, представлене на рисунку 1.15, б.

У сузір'ї типу II точки сигналу все ще знаходяться на колах, але кількість точок на внутрішньому колі менше ніж кількість точок на зовнішньому колі, роблячи відстань між двома суміжними точками на зовнішньому колі приблизно рівними. Сузір'я типу III являє собою квадрат. Це сузір'я QAM, показано на рисунку 1.15, в. Сузір'я типу III було запропоновано Кампопіано і Глейзер в 1962. Їх аналіз показав, що система типу III ненабагато краще, ніж система типу II, але її реалізація буде значно

простіший, ніж за типом I і II. Це і є причиною того, що сузір'я типу III набуло найбільшого поширення в технічних додатках. Існують також два інших сузір'я, зображені на рисунку 1.16, які розглядаються в літературі. Круглі сузір'я позначені як $(n_1, n_2 \dots)$, де n_i - кількість точок сигналу на внутрішніх колах, n_2 - кількість точок сигналу на наступному колі і так далі.

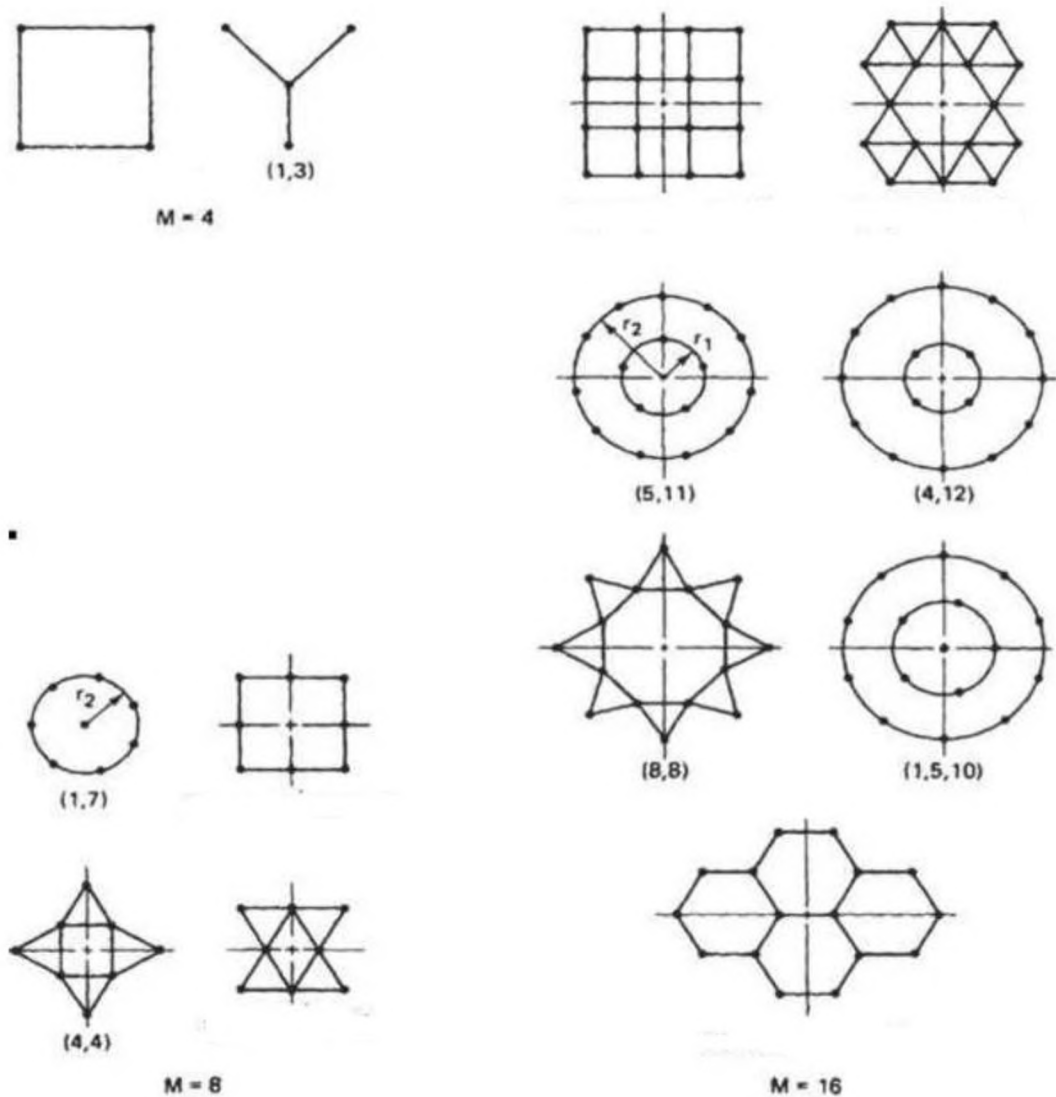


Рисунок 1.16 – Різні сузір'я QAM

При виборі типу сузір'я основна увага повинна бути приділена наступним моментам:

- мінімальна Евклідова відстань d_{min} між векторами (сигнальними точками). Воно повинно бути якомога більше в рамках інших обмежень, так

як воно визначає величину ймовірності помилки при прийомі одного символу;

- різниці фаз між векторами. Вони повинні бути якомога більше в рамках інших обмежень, так як це визначає стійкість коливання фази і отже, стійкість схеми фазової синхронізації на приймальній стороні;

- середня потужність вектора. Вона повинна бути якомога менше в рамках інших обмежень;

- відношення пікової потужності сигналу до середньої потужності кожного вектора, який характеризує ступінь нелінійного спотворення сигналів, викликаного обмеженням амплітуди в підсилувачі потужності. Ця величина повинна бути якомога ближче до одиниці, наскільки можливо відповідно до іншими обмеженнями;

- складність реалізації;

- інші властивості, такі як стійкість до впливу завмирань сигналів на шляху поширення від передавача до приймача.

Результати досліджень показали, що квадратне сузір'я (тип III) є найбільш підходящим вибором в каналах з постійними параметрами і адитивним білим гауссовским шумом (AWGN). Таке сузір'я може бути легко сформовано як два сигнали МАМ модульовані двома квадратичними несучими. Воно може бути легко демодульоване, для отримання двох квадратурних складових. Кожна квадратурна складова може демодульована індивідуально, з подальшим порівнянням з набором порогових значень. Деякі інші сузір'я дозволяють досягти меншого значення ймовірності помилкового прийому символу, але при цьому мають більш складну технічну реалізацію. Тому в подальшому в основному розглядається саме це сузір'я. Сузір'я типу I не оптимальне з точки зору досягнення максимальної величини d_{min} при обмеженні середньої потужності векторів. Однак воно дозволяє використовувати методи диференціального кодування і декодування, які широко використовуються в системах передачі. Це робить його придатним для каналів із завмираннями.

1.4 Квадратурна АМ (QAM)

У разі m -их сигналів QAM, вираз (1.6) може бути представлено в наступній формі:

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= I_i \sqrt{\frac{E_0}{E_p}} p(t) \cos 2\pi f_c t - Q_i \sqrt{\frac{E_0}{E_p}} p(t) \sin 2\pi f_c t = \\
 &= I_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} {}_1(t) - Q_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} {}_2(t),
 \end{aligned} \tag{1.26}$$

де E_0 - енергія сигналу з найнижчою амплітудою, та (I_i, Q_i) - пара незалежних цілих чисел, які визначають місце розташування точки сигналу в сузір'ї. Мінімальні значення (I_i, Q_i) дорівнюють $(\pm 1, \pm 1)$. Пара (I_i, Q_i) є елементом матриць, розміру $L \times L$:

$$[I_i Q_i] = \begin{pmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \dots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, -L-3) & \dots & (L-1, L-3) \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \dots & (L-1, L+1) \end{pmatrix} \tag{1.27}$$

де

$$L = \sqrt{M}, M = 4^n, n = 1, 2, 3, \dots$$

Наприклад, для 16-QAM на рисунку 1.11, де $L = 4$, матриця буде мати наступний вигляд:

$$[I_i Q_i] = \begin{pmatrix} (-3, 3) & (-1, 3) & (1, 3) & (3, 3) \\ (-3, 1) & (-1, 1) & (1, 1) & (3, 1) \\ (-3, -1) & (-1, -1) & (1, -1) & (3, -1) \\ (-3, -3) & (-1, -3) & (1, -3) & (3, -3) \end{pmatrix} \tag{1.28}$$

У 16-позиційної QAM (16QAM) є 4 значення I і 4 значення Q . В результаті це дає 16 можливих станів сигналу. За кожен час символу сигнал може переходити з одного стану в інший. Оскільки $16 = 2^4$, то в одному символі можуть бути передані 4 біта. QAM має 2 біта для I компоненти і 2 біта для Q компоненти. Це означає, що символна швидкість в такому вигляді модуляції виходить в чотири рази менше бітової, тобто дорівнює $1/4$ від бітової швидкості. Таким чином, даний тип модуляції дозволяє організувати спектрально більш ефективну передачу даних. Він більш ефективний в цьому плані, ніж BPSK, QPSK, або 8PSK. Зауважимо, що QPSK - те ж саме, що і 4QAM.

У разі, коли $M = 2^n$, але не може бути представлено як 4^L , L не є цілим числом і безпосереднє використання матриці (1.27) для визначення сигналу QAM не представляється можливим. Однак, в цьому випадку можливе використання зміненої матриці, для того щоб визначити QAM.

Іншим варіантом є 32QAM. У цьому випадку як на I , так і на Q доводиться по 6 значень, і всього 36 можливих станів ($6 \times 6 = 36$). Цих станів занадто багато (потрібно всього лише 32), тому чотири кутових символних станів, які при передачі споживають найбільшу енергію, опускають. Отже, від передавача потрібно менше значення максимальної потужності. Оскільки $2^5 = 32$, використовується 5 біт на символ, і символна швидкість дорівнює $1/5$ бітової швидкості. В даний час QAM на практиці обмежена значенням 256QAM, але все ж ведуться роботи по розширенню меж формату до 512QAM і до 1024QAM. В системі з 256QAM використовуються по 16 значень на I і на Q . Оскільки $2^8 = 256$, кожен символ може бути представлений 8 бітами. Сигнал 256QAM, здатний передавати 8 біт в символі, дуже ефективний в спектральному плані. Однак, оскільки символи розташовані дуже близько один до одного, то існує більш серйозна ймовірність помилок із-за шуму та спотворень. Такий сигнал може передаватися тільки будучи досить потужним (щоб зменшити розсіювання

символів), і це погіршує енергетичну ефективність у порівнянні з більш простими видами модуляції.

Сузір'я зручно записати у вигляді (I_i, Q_i) . Для QAM з сузір'ям квадратного типу сигнальні вектори складають:

$$s_i = \left(I_i \sqrt{\frac{E_0}{2}}, Q_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} \right), i = 1, 2, \dots, M \quad (1.29)$$

Амплітуда вектора:

$$\|s_i\| = \sqrt{\frac{E_0}{2} (I_i^2 + Q_i^2)}. \quad (1.30)$$

Сигнал QAM в (1.26) може також бути записаний як

$$S_i(t) = A_i \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad (1.31)$$

де амплітуда становить

$$A_i = \sqrt{\frac{E_0}{E_p} (I_i^2 + Q_i^2)} = \sqrt{\frac{2}{E_p}} \|s_i\|, \quad (1.32)$$

а фаза θ_i , тобто кут між відповідними векторами,

$$Q_i = \arctg \frac{Q_i}{I_i}. \quad (1.33)$$

Відстань між будь-якою парою векторів визначається за формулою

$$d_{ij} = \sqrt{|s_i - s_j|^2} = \frac{E_0}{2} \left| (I_i - I_j)^2 + (Q_i - Q_j)^2 \right|, \quad i, j = 1, 2, \dots, M. \quad (1.34)$$

Середня енергія становить

$$E_{avg} = E \left\{ \frac{E_0}{2} (I_i^2 - I_j^2) \right\} = \frac{E_0}{2} \{ \{E\} I_i^2 + \{E\} Q_i^2 \} = E_0 E \{ I_i^2 \}, \quad (1.35)$$

а середня потужність дорівнює

$$P_{avg} = \frac{E_0}{2} E \{ I_i^2 \}, \quad (1.35)$$

1.5 Спектральні характеристики сигналів з АФМ

У найбільш загальному випадку, сигнал QAM можна визначити співвідношенням

$$s_i(t) = A_i p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (1.36)$$

Розглядаючи всю вісь часу, сигнал QAM можна записати у вигляді

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \exp(j\theta_k) p(t - kT) \right] \right\} \exp(j2\pi f_c t), \quad -\infty < t < \infty \quad (1.37)$$

Комплексна огибаюча сигналу QAM становить:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \exp(j\theta_k) p(t-kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \cos \theta_k p(t-kT) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \sin \theta_k p(t-kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{k1} p(t-kT) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{k2} p(t-kT), \quad (1.38)$$

де квадратурні складові визначаються формулами

$$\begin{aligned} A_{k1} &= A_k \cos \theta_k, \\ A_{k2} &= A_k \sin \theta_k. \end{aligned} \quad (1.39)$$

Їх можна розглядати як випадкові величини, які мають рівні можливості для кожного значення. У разі симетричного сузір'я їх математичні очікування дорівнюють нулю. Дисперсії залежать від форми сузір'я та визначаються виразами

$$\begin{aligned} \delta_1^2 &= E \{ A_{k1}^2 \}, \\ \delta_2^2 &= E \{ A_{k2}^2 \}. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Відповідно до формули (1.21), середня потужність сигналу дорівнює:

$$P_{avg} = \frac{1}{2T} E_p \cdot E \{ A_i^2 \} = \frac{1}{2T} E_p (\delta_1^2 + \delta_2^2). \quad (1.41)$$

Згідно [8] в даному випадку вираз для спектральної щільності потужності (СЩП) сигналу можна представити в наступному вигляді:

$$\psi_s(f) = \frac{\delta_x^2 |P(f)|^2}{T} + \frac{\delta_y^2 |Q(f)|^2}{T}, \quad (1.42)$$

де $P(f)$ і $Q(f)$ є СЦП синфазної та квадратурної складової відповідно. Дана формула має найбільш загальний вигляд та може бути використана для аналізу СЦП сигналу із квадратурною модуляцією різних типів. Для схем QAM, коли $\sigma_y^2 = \sigma_x^2$ ця формула дає:

$$\psi_s(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} (\delta_1^2 + \delta_2^2) = \frac{2P_{avg}}{E_p} |P(f)|^2. \quad (1.43)$$

Дане співвідношення показує, що форма СЦП QAM повністю визначається формою низькочастотного імпульсу, і величина СЦП повністю визначається величиною середньої потужності (або середньої амплітуди) сигналу QAM. Варто також відзначити, що форма СЦП QAM не залежить від конкретного виду сузір'я. Іншими словами, незалежно від того, чи буде сузір'я квадратним, круглим або іншим, форма СЦП буде незмінною до тих пір, поки не зміниться сигнал $p(t)$, а амплітуда СЦП буде також залишатиметься незмінною до тих пір, поки середня потужність сигналу не буде змінюватися [9].

У припущенні, що сигнал $p(t)$ є прямокутним імпульсом з одиничною амплітудою, коли $E_p = T$, його амплітудний спектр становить

$$|P(f)| = \left| T \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right|. \quad (1.44)$$

Тому

$$\psi_s(f) = 2P_{avg} T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 = A^2_{avg} T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 = A^2_{avg} n T \left(\frac{\sin \pi f_n T_n}{\pi f_n T_n} \right)^2, \quad (1.45)$$

де $n = \log_2 M$ і $T_b = T / n$. Це СЦП має таку ж форму, як і СЦП MPSK. Відмінність полягає лише у величині амплітуди. У разі MPSK, амплітуда СЦП залежить від амплітуди сигналу, тому що є тільки одна амплітуда сигналу. У разі QAM, величина СЦП залежить від середньої амплітуди сигналу. Таким чином, графіки СЦП в разі MPSK, також можуть бути застосовні до сигналів QAM до тих пір, поки використовується середня амплітуда QAM. Наприклад, для M -их квадратурних QAM, з (1.44) і (1.36) маємо:

$$\psi_s(f) = \frac{2E_0}{3}(M-1) \left(\frac{\sin \pi fT}{\pi fT} \right)^2 = \frac{2E_0}{3}(M-1) \left(\frac{\sin \pi f_n T_n}{\pi f_n T_n} \right)^2. \quad (1.44)$$

1.6 Формування та оброблення сигналів з АФМ

1.6.1 Модулятор сигналів з АФМ

Для отримання КАМ сигналу можна використовувати квадратурну схему модулятора, показану на рисунку 1.17 [5].

Послідовність двійкових символів x_0, x_1, x_2, \dots подається на послідовно-паралельний перетворювач ППП. Тут виконавчі символи групуються в модуляційні символи по N біт. Старші розряди x_0, x_1 виділяються окремо та служать для управління фазообертаючими УФ / і УФ_Q в каналах I і Q. Фазообертаючі змінюють фазу несучого коливання на 180° , якщо $x_0 = 1$ і $x_1 = 1$. Таким чином, визначається квадрант сигнального сузір'я, в якому знаходиться позиція сумарного вектора несучої U_Σ . Поєднання 00 відповідає першому квадранту, 10 - другому, 11 - третьому, 01 - четвертому. Молодші розряди модуляційного символу поділяються на парні x_2, x_4, \dots і непарні x_3, x_5, \dots , які потім надходять до кодер Грея. У цьому кодері проводиться перекодування отриманих символів в код Грея для того, щоб

коди сусідніх символів відрізнялися не більше, ніж в одному біту для того, щоб мінімізувати бітові помилки. У таблиці 1.1 представлені натуральні двійкові числа і відповідні їм коди Грея.

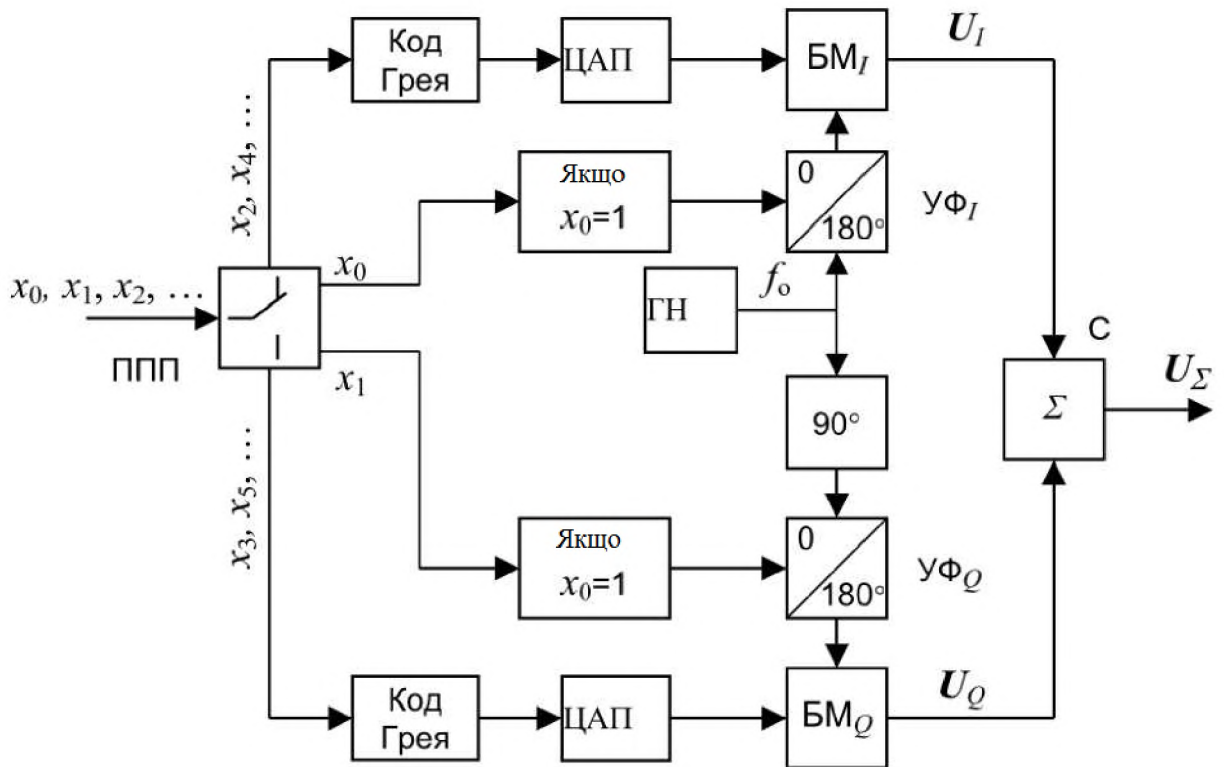


Рисунок 1.17 – QAM модулятор

Таблиця 1.1 – Перекодування символів

Десяткове число	0	1	2	3	4	5	6	7
Натуральний двійковий код	000	001	010	011	100	101	110	111
Код Грея	000	001	011	010	110	111	101	100

На рисунку 1.18 наведено приклад маніпуляційного коду Грея для КАМ-16. На рисунку 1.18, а точки сигнального сузір'я пронумеровані цілими десятковими числами, які отримані з кодових слів маніпуляційного коду Грея

рисунок 1.18, б; ці десяткові числа можна розглядати як номери елементарних сигналів радіосигналу КАМ-16.

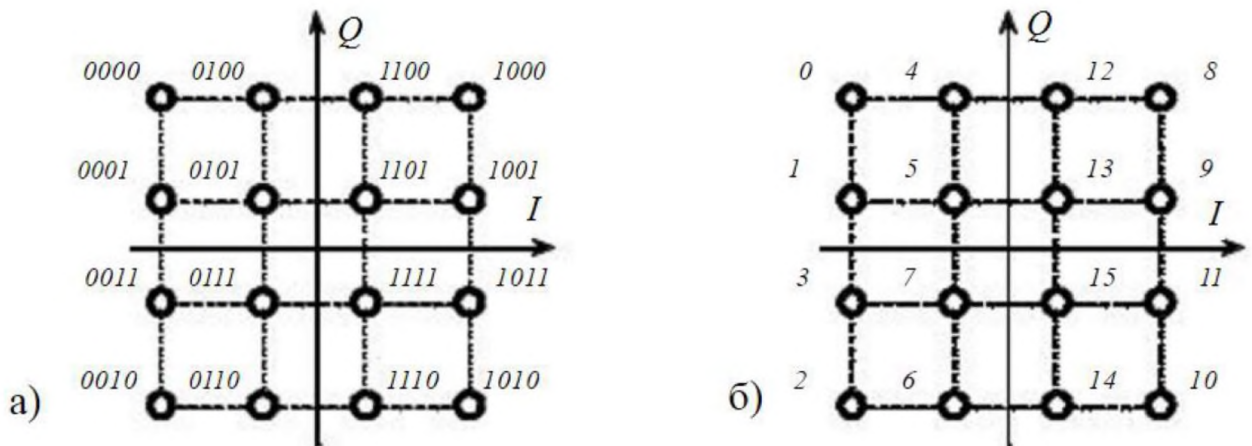


Рисунок 1.18 – Маніпуляційний код Грея для КАМ-16

Кодовані за кодом Грея модуляційні символи в каналах I і Q надходять до цифроаналогового перетворювача ЦАП. Рівні, які виходять на їх виходах ЦАП, визначають напруги на виходах балансних модуляторів. У таблиці 1.2 показані можливе відповідність між рівнями ЦАП і вхідними кодами.

Таблиця 1.1 – Відповідність між рівнями ЦАП

Код 16-КАМ	1	0	-	-
Код 64-КАМ	11	10	01	00
Рівень на виході ЦАП	1	3	5	7

КАМ сигнали краще підходять для ієрархічної передачі. У цьому випадку, як відомо, формується два цифрових потоки: базовий та розширений. З базового потоку беруться старші два розряда модуляційних символів, а всі інші - з розширеного. Вплив перешкод каналу призводить до того, що позиції вектора несучої в сигнальному сузір'ї стають "розмитими", як умовно показано на рисунку 1.19 для 16-КАМ.

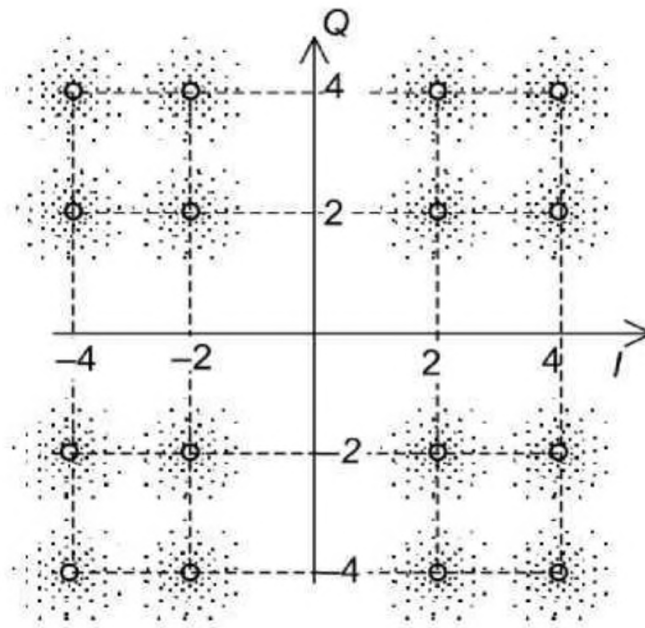


Рисунок 1.19 – Вплив перешкод на точки нерівномірного сигнального сузір'я з $\alpha = 2$

При великих перешкодах стає дуже складно розрізнити сигнали, що відносяться до різних позиціях. Тим часом, перехід сигналу з одного квадранта сигнального сузір'я в інший є малоймовірним навіть в присутність великої рівня перешкод.

Отже, при демодуляції КАМ сигналу в приймачі старші розряд модуляційних символів будуть визначатися впевнено і базовий потік може бути відновлений практично без помилок. Якщо молодші розряди модуляційних символів відновлюються з великою кількістю помилок, то розширений цифровий потік може в приймачі ігноруватися, а зображення відновлюватися з гіршою якістю.

Стійкість до впливу перешкод при ієрархічній передачі може бути збільшена, якщо використовувати нерівномірне сигнальне сузір'я, в якому відстань між позиціями сигналів, що відносяться до різних квадрантам, більше, ніж відстані між позиціями в одному і тому ж квадраті. Ставлення цих відстаней характеризується параметром α . Наприклад, на рисунку 1.19 показано сигнальне сузір'я з $\alpha = 2$.

1.6.2 Демодулятори сигналів з АФМ

Демодуляція є процес виділення інформаційного символу основної смуги з прийнятого несучого коливання. У цьому сенсі процес демодуляції є зворотним процесу модуляції. Всі відомі методи демодуляції з точки зору апріорних відомостей про прийнятому сигналі можна розділити на два великі класи: когерентні і квазікогерентні.

Метод демодуляції, для застосування якого необхідно знати в точці прийому (в приймальному) істинні значення частоти та початкової фази високочастотного несучого коливання називається когерентним. Тобто при когерентній демодуляції в точці прийому відомі всі параметри сигналу, за винятком інформаційних дискретних параметрів. Це дозволяє до початку прийому сформувати в демодуляторі опорні коливання і здійснити когерентне детектування інформаційних параметрів. Даний метод має найбільшу завадостійкість.

У реальних практичних додатках постановка задачі прийому ускладнена тим, що, поряд з невідомими інформаційними параметрами, в сигналі присутні неінформаційні параметри, які мають також випадковий характер. Такі параметри як частота та фаза сигналу є випадковими процесами. Тому неможливо апріорі сформувати в приймальному опорні коливання, а значить неможливо застосувати на практиці когерентні алгоритми прийому.

При побудові цифрової системи передачі інформації (ЦСПІ) широке поширення отримав квазікогерентні структури демодуляторів, для яких відрізняються до когерентних тим, що в їх складі знаходяться системи відновлення когерентної несучої (СВКН). СВКН призначені для формування опорних коливань безпосередньо по прийнятому сигналу. Процеси формування опорних коливань та квазікогерентного детектування інформаційних параметрів виробляються при прийомі сигналу одночасно, в поточному масштабі часу. СВКН будуються на основі систем фазового

автопідстроювання частоти ФАПЧ, з включенням до їх складу деяких блоків додаткових нелінійних перетворень.

З точки зору забезпечення необхідної якості фільтрації опорного коливання, в умовах значної нестабільності частоти прийнятого сигналу (характерною для високошвидкісних ЦСП), перспективним є застосування систем ФАПЧ зі змінними структурою та параметрами. На рисунку 1.20 наведена схема демодулятора QAM.

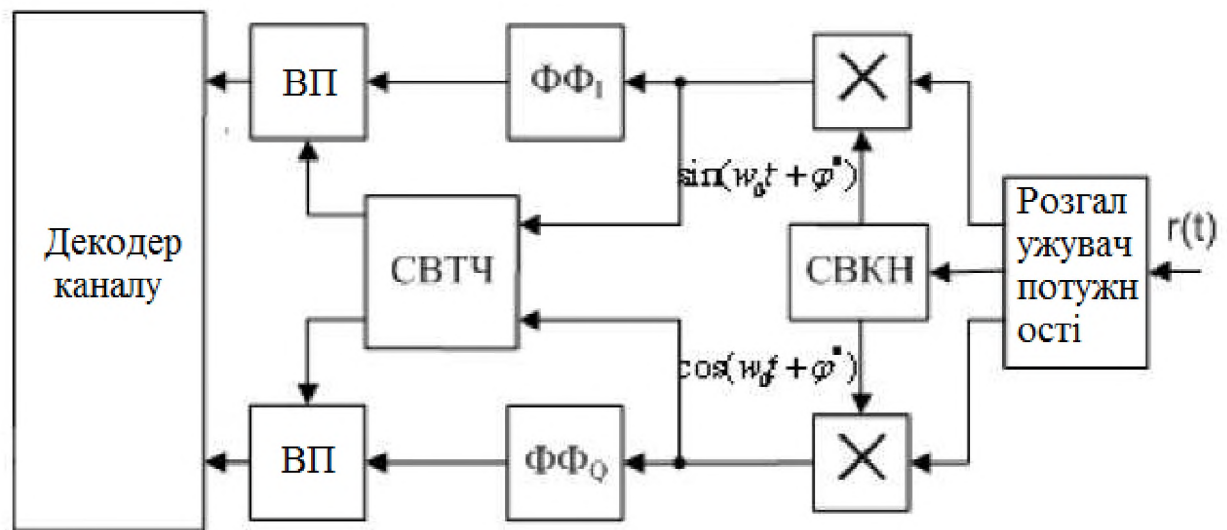


Рисунок 1.20 – Демодулятор QAM

Під дією вхідних шумових флуктуацій в системі ФАПЧ, що входить до складу СВКН, в процесі прийому може статися перескок фази на радіан. При цьому система ФАПЧ здійснить «перепривязку» по фазі, тобто змінить полярність формованого опорного коливання.

Розгалужувач потужності направляє вхідний сигнал QAM на схеми множення синфазної та квадратурної компоненти сигналу і на схему відновлення когерентної несучої (СВКН).

Формуючі фільтри (ФФ) забезпечують максимально плоску форму амплітудного спектра сигналу в смузі частот випромінювання і різкий спад інтенсивності його амплітудного спектру поза заданої смуги

випромінювання, а також вносять мінімальні спотворення в фазовий спектр фільтруючого сигналу $s(t)$.

Схема відновлення тактової частоти (СВТЧ) використовується для формування послідовності стробуючих імпульсів з частотою проходження символів, моменти появи яких повинні збігатися з моментами досягнення максимального значення вихідними сигналами інтегратора. У моменти появи стробуючих імпульсів в багатопорогових вирішальних пристроях (ВП) проводиться порівняння поточного відліку вихідного сигналу ФФ з можливими значеннями, відповідними алфавітом символів, і виноситься рішення на користь найближчого.

1.7 Перешкодостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ

При передачі цифрового сигналу з форматом модуляції M-QAM (M - формат модуляції або число елементів простору сигналів при цифровій модуляції) число рівнів амплітуд L визначається як:

$$L = \sqrt{M}, \quad (1.45)$$

а енергія символу сигналу визначається за формулою:

$$E_s = E_b \log_2 L. \quad (1.46)$$

При поширенні в радіоефірі сигнал зазнає різного роду зміни: спотворення, зниження відносини сигнал/шум (SNR - Signal Noise Ratio). У цифрових системах радіозв'язку використовується позначення E_b / N_0 - відношення енергії одного біта до спектральної щільності шуму, згідно формулою (1.47).

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} = 10 \lg(m), \quad (1.47)$$

де $m = 2 (\log_2 L) = \log_2 M$ - коефіцієнт мапінга (число біт на символ інформації).

Для прямокутної більшості, гаусова каналу та прийому за допомогою узгоджених фільтрів ймовірність появи бітової помилки при модуляції M-QAM, де $M = 2k$ і k - парне число, має вигляд:

$$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right], \quad (1.48)$$

$Q(x)$ являє собою гаусів інтеграл помилок і часто використовується при описі ймовірності з гаусовою щільністю розподілу.

Однак, для $x < 3$ значення параметра $Q(x)$ можна розрахувати за формулою (1.49):

$$Q(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right), \quad (1.49)$$

На рисунку 1.21 представлені графіки залежності BER (від SNR (E_b/N_0)), представленими в логарифмічному масштабі.

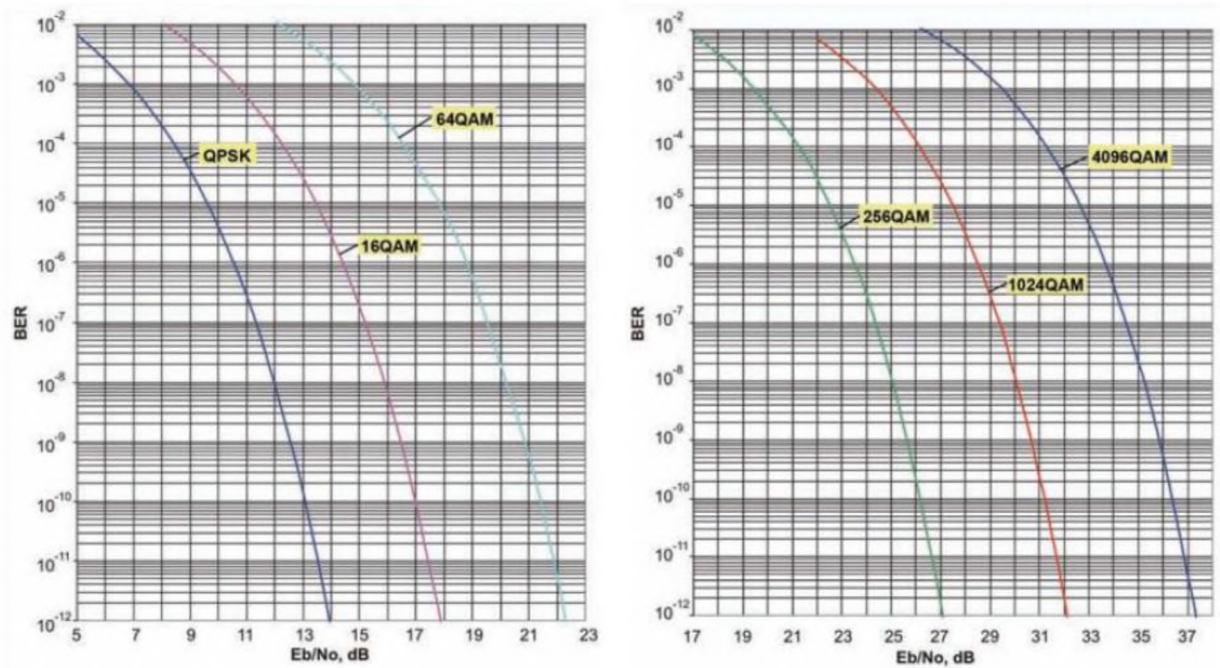


Рисунок 1.21 – Графіки залежності BER від SNR (E_b/N_0)

Ширина спектра КАМ-сигналу приблизно така ж, як і m -го ФМ-сигналу. Однак даний спосіб модуляції може забезпечити меншу ймовірність помилки на біт переданої інформації і тому іноді виявляється більш привабливим. Слід, відзначити, що, так як амплітуда КАМ-сигналу приймає різні значення, то застосування цього способу модуляції супроводжується підвищенням вимог до лінійності каналу передачі.

Для забезпечення максимальної завадостійкості точки сигнального простору розміщуються на рівній відстані з обвідної всіх точок в формі квадрата (16-ти позиційна квадратурна АМ), восьмикутника і т.п. Збільшення числа позицій сигналу призводить до швидкого зниження перешкодостійкості прийому.

Зрозуміло, застосування багатопозиційною QAM сприяє передачі більшої кількості інформації, проте в реальних умовах, при наявності перешкод, на приймальній стороні можливо помилкове визначення амплітуди і фази сигналу, що передається. Ця обставина і обмежує кількість інформації, що передається одним символом. Проте, основна перевага QAM перед іншими видами модуляції - в її хорошою перешкодостійкістю.

Застосування багатопозиційною QAM в чистому вигляді пов'язане з проблемою недостатньої завадостійкості. Тому у всіх сучасних високошвидкісних протоколах QAM використовується спільно з решіточним кодуванням (ПВМ). Сигнальне сузір'я TCM містить більше сигнальних точок (позицій сигналів), ніж потрібно при модуляції без решіточного кодування. Наприклад, 16-позиційна QAM перетворює в сузір'я 32-QAM з решіточним кодуванням. Додаткові точки сузір'я забезпечують сигнальну надмірність і можуть бути використані для виявлення та виправленню помилок. Згортаюче кодування в поєднанні з TCM вносить залежність між послідовними сигнальними точками. В результаті з'явився новий спосіб модуляції, званий трелліс-модуляцією. Обрана певним чином комбінація конкретної QAM перешкодостійкого коду носить назву сигнально-кової конструкції (СКК). СКК дозволяють підвищити перешкодозахищеність передачі інформації поряд зі зниженням вимог до відношення сигнал/шум в каналі на 3 - 6 дБ. У процесі демодуляції проводиться декодування прийнятого сигналу по алгоритму Вітербо. Саме цей алгоритм за рахунок використання введеної надмірності і знання передісторії процесу прийому дозволяє за критерієм максимальної правдоподібності вибрати з сигнального простору найбільш достовірну еталонну точку. Практично це дає значне підвищення завадостійкості прийому.

1.8 Постановка задач дослідження

Для досягнення поставленої мети дипломної магістерської роботи сформульовані наступні завдання:

- дослідження сигналів з фазовою та амплітудно-фазовою маніпуляцією;
- дослідження спектральних характеристик сигналів з фазовою та амплітудно-фазовою маніпуляцією.

1.9 Висновки до першого розділу

У першому розділі описані та проаналізовані основні види методи математичного опису сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією, а також досліджені спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Порівняння модуляцій

Основними критеріями ефективності різних видів модуляції є критерії спектральної та енергетичної ефективності. Енергетична ефективність характеризує енергію, яку необхідно затратити для передачі інформації із заданою вірогідністю (ймовірністю помилки). Спектральна ефективність характеризує смугу частот, необхідну для того, щоб передавати інформацію з певною швидкістю. Крім даних критеріїв, види модуляції порівнюються по стійкості до різних типів перешкод і спотворень і складності апаратної реалізації. Існують також специфічні критерії, які є важливими для окремих систем зв'язку, що відображають особливості каналу зв'язку.

2.2 Спектральна ефективність

Спектральна (частотна) ефективність цифрової системи визначається, як

$$\gamma = \frac{R_b}{B_w}, \quad (2.1)$$

де R_b - швидкість передачі інформації, біт/с; B_w - повна смуга частот каналу, Гц.

Вимірюється спектральна ефективність числом бітів в секунду, що припадають на 1 Гц смуги каналу, тобто біт/(с · Гц).

В реальних умовах доступна смуга частот каналу B_w з тих чи інших причин може використовуватися в повному обсязі, тому навіть досить ефективна система передачі в її конкретному застосуванні за даним критерієм оцінки буде виглядати неефективною. Крім того, необхідно

уточнити критерій спектральної ефективності, зв'язавши його з смугою Найквіста B_N та коефіцієнтом скруглення спектра α , значення якого характеризує розширення практично займаної спектром сигналу смуги частот каналу B_L понад смуги Найквіста B_N :

$$B_L = B_N (1 + \alpha). \quad (2.2)$$

Відповідно реальна спектральна ефективність h різних схем модуляції, призначених для цифрової передачі, виражається формулою:

$$\eta = R_b R_L = \frac{R_b}{B_N (1 + \alpha)}. \quad (2.3)$$

В ідеальному випадку при повному використанні всієї смуги частот каналу, коли $B_W = B_L$, показники ефективності η і γ збігаються, тобто $\gamma = \eta$.

Доцільно ввести також критерій потенційної спектральної ефективності конкретного методу модуляції, який відповідає коефіцієнту η або γ при $B_W = B_L$ і $\alpha = 0$.

Визначимо потенційну ефективність як:

$$\gamma_0 = \frac{R_b}{B_N}, \quad (2.4)$$

Звідси слідує що

$$\eta = \frac{\gamma_0}{(1 + \alpha)} \quad \text{чи} \quad \gamma_0 = \eta(1 + \alpha). \quad (2.5)$$

При використанні багатопозиційної цифрової модуляції

$$R_b = \log_2(M) R_s, \quad (2.6)$$

де M - число елементів простору сигналів при цифровій модуляції; R_s - швидкість передачі символів цифрового потоку.

Згідно з критерієм Найквіста максимальна швидкість передачі символів в смуговій системі чисельно дорівнює

$$R_s = \frac{B_w}{(1 + \alpha)}. \quad (2.7)$$

Отже, при $B_w = B_L$

$$\eta = \frac{\log_2(M)}{(1 + \alpha)}. \quad (2.8)$$

Звідси випливає, що для підвищення спектральної ефективності h необхідно збільшувати кратність модуляції $\lg_2(M)$ та одночасно знижувати значення коефіцієнта скруглення спектра α , тим самим збільшуючи крутизну зрізу спектра модулюючого сигналу.

Спосіб модуляції відіграє основну роль в досягненні максимально можливої швидкості передачі інформації при заданій ймовірності помилкового прийому. Пропускна здатність каналу зв'язку C з адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ) є функцією середньої потужності прийнятого сигналу S , середньої потужності шуму N та ширини смуги пропускання W . Граничні можливості системи передачі можна оцінити за допомогою теореми Шенона-Хартлі, що визначає верхню межу пропускну здатності каналу зв'язку:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.9)$$

де C - пропускна здатність каналу зв'язку, біт/сек; W - ширина смуги пропускання системи, Гц; S - середня потужність прийнятого сигналу, Вт; N - середня потужність шуму, Вт.

Теоретично інформація по каналу зв'язку може бути передана зі як завгодно малої помилкою при будь-якій швидкості передачі даних R , що задовольняє умові $R \leq C$, що досягається за допомогою використання складних методів кодування. У разі, якщо $R > C$, передача даних зі як завгодно малою вірогідністю помилки неможлива.

При порівнянні різних видів модуляції зазвичай оперують співвідношенням сигнал/шум, а ставленням енергії біта до щільності потужності шуму, яке визначається наступним чином:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right), \quad (2.10)$$

де E_b - енергія біта, Вт/біт/сек; N_0 - щільність потужності шуму, Вт/Гц.

Таким чином, вираз верхньої межі пропускної здатності каналу зв'язку може бути модифіковано:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} 2^{\frac{C}{W}} - 1. \quad (2.11)$$

На рисунку 2.1 показаний графік залежності відношення нормованої смуги пропускання сигналу W/C від відносини енергії біта до щільності потужності шуму E_b/N_0 . Як видно з рисунка, існує нижнє граничне значення E_b/N_0 , при якому ні при якій швидкості передачі можна здійснити

безпомилкову передачу інформації. Це значення E_b/N_0 називається межею Шенона:

$$\frac{E_b}{N_0} = \ln(2) = -1,59 \text{ дБ}. \quad (2.12)$$

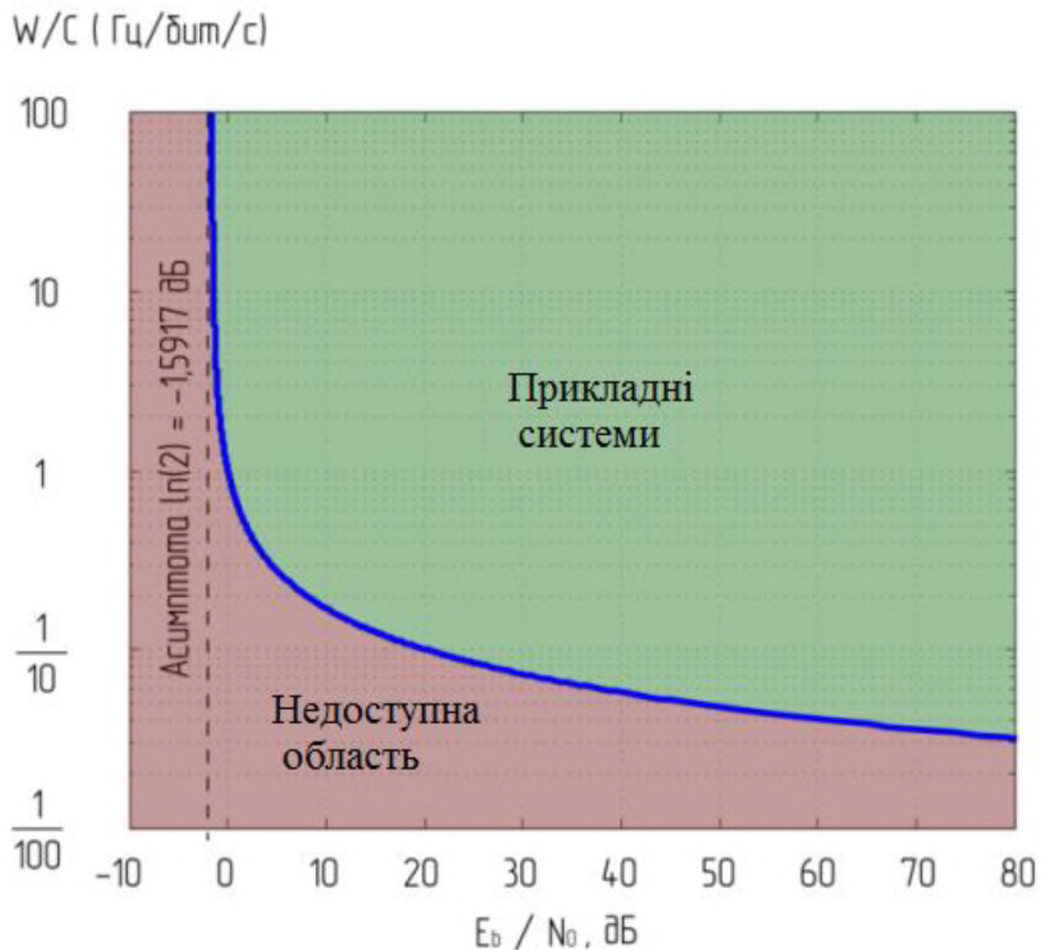


Рисунок 2.1 – Залежність нормованої смуги пропускання каналу від відносини енергії біта до щільності потужності шуму

Шенон теоретично довів існування кодів, які можуть знизити ймовірність бітової помилки або знизити необхідне значення E_b/N_0 від рівнів не кодovаних двійкових систем модуляції до рівнів, що наближаються до граничної кривої. Однією з основних завдань розробника сучасних систем цифрового зв'язку є підвищення спектральної ефективності модуляції, так як зменшення відносини W/R до теоретичної межі, що можливо при

використанні сучасних методів канального кодування. В даний час найкраще наблизитися до межі дозволяє використання турбокодування.

З теорії зв'язку відомо, що при однаковій кількості точок в сигнальному сузір'ї спектр стійкість систем QAM і QPSK різна. При великому числі пунктів спектра QAM ідентичний спектру сигналів QPSK. Однак сигнали системи QAM мають кращі характеристики, ніж системи QPSK. Основна причина цього полягає в тому, що відстань між сигнальними точками в системі QPSK менше відстані між сигнальними точками в системі QAM.

На рисунку 2.2 представлені сигнальні сузір'я систем QAM-16 і QPSK-16 при однаковій потужності сигналу. Відстань між сусідніми точками сигнального сузір'я в системі QAM з L рівнями модуляції визначається виразом:

$$d = \sqrt{2} / (L - 1). \quad (2.13)$$

Аналогічно для QPSK:

$$d = 2 \sin(\pi / M), \quad (2.14)$$

де M - число фаз.

З наведених виразів випливає, що при збільшенні значення QAM переважає система QPSK. Наприклад, при $M = 16$ ($L = 4$) $d_{\text{QAM}} = 0,47$ і $d_{\text{QPSK}} = 0,396$, при $M = 32$ ($L = 6$) $d_{\text{QAM}} = 0,28$, $d_{\text{QPSK}} = 0,174$ [2].

Таким чином, можна сказати, що QAM на багато більш ефективніший, ніж QPSK, що дозволяє використовувати більш багаторівневу модуляцію при однаковому співвідношенні сигнал / шум. Тому можна зробити висновок, що характеристики QAM будуть найбільш наближеними до кордону Шеннона.

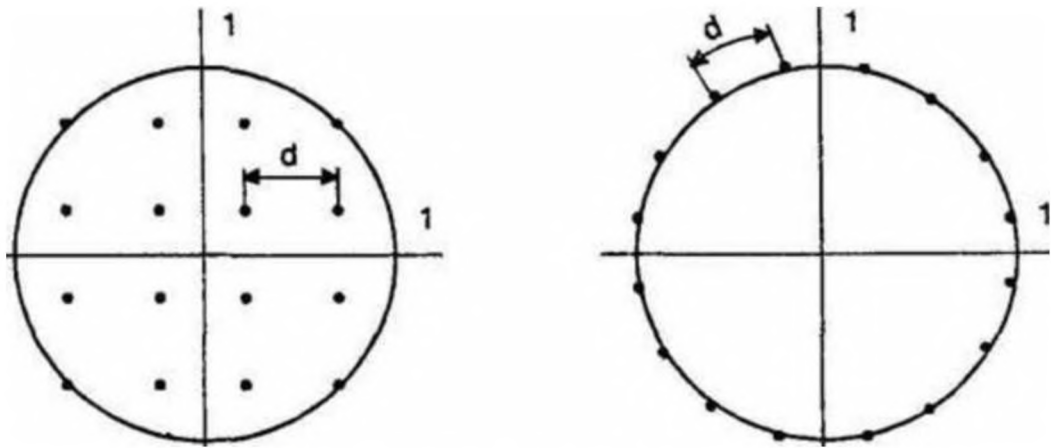


Рисунок 2.2 – Сигнальні сузір'я QAM-16 і QPSK-16

На рисунку 2.3 наведена спектральна ефективність різних видів цифрової модуляції.

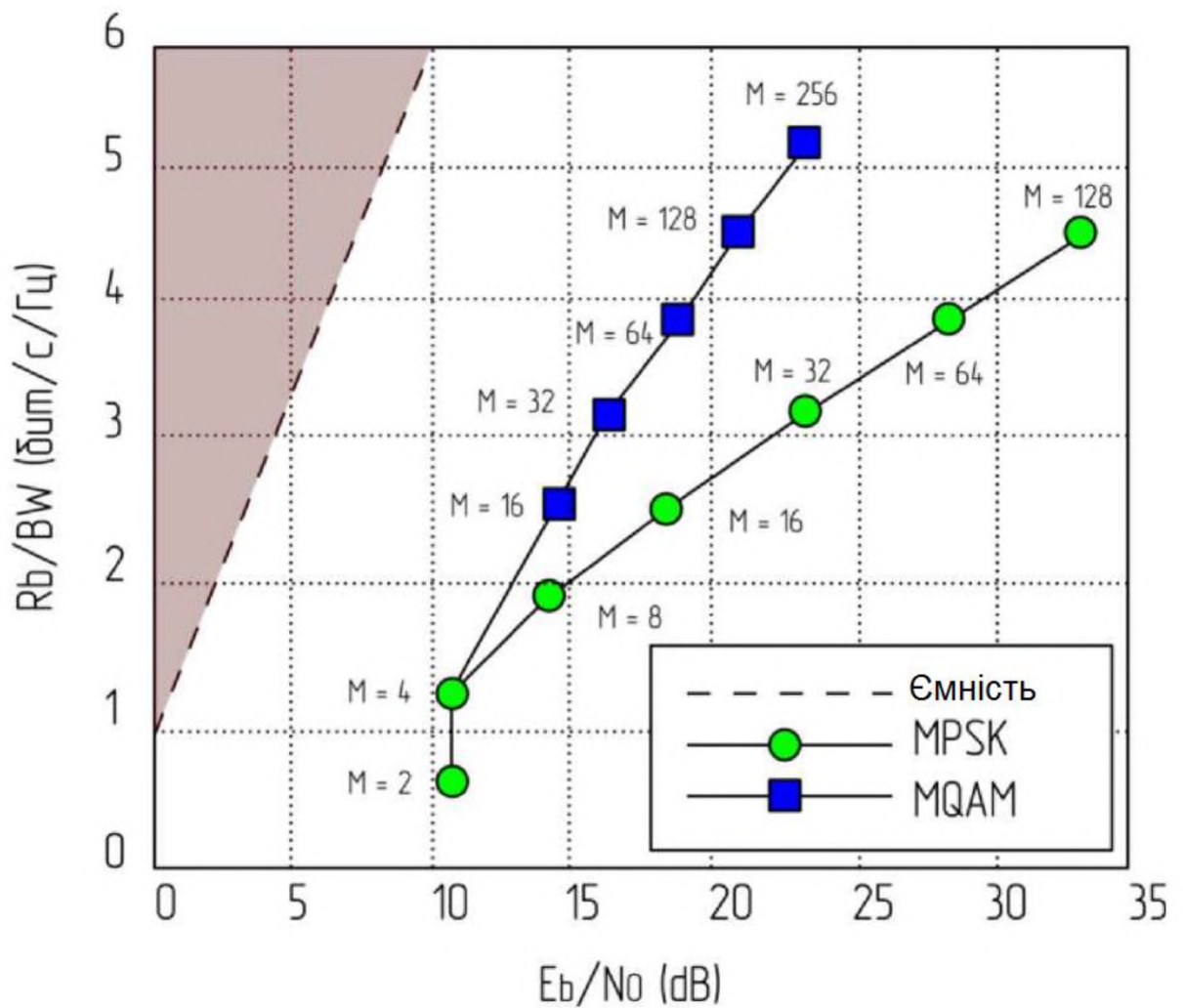


Рисунок 2.3 – Спектральна ефективність різних видів цифрової модуляції

Як видно з рисунка 2.3, фазова маніпуляція програє по спектральній ефективності квадратурної амплітудної маніпуляції. В умовах постійно зростаючих вимог до цифрових систем зв'язку з ефективного використання спектра виникає необхідність використання видів маніпуляції все більших порядків. Так, наприклад, на сьогоднішній день відомі лінії радіорелейного зв'язку з модуляцією QAM1024. Необхідно відзначити, що використання таких високих порядків маніпуляції обмежується в першу чергу нелінійністю аналогових трактів сучасних систем зв'язку, спотвореннями, що вносяться середовищем поширення сигналу, та параметрами систем синхронізації приймача.

При сучасному рівні стиснення сигналів зображення для передачі однієї програми ТВЧ або декількох програм стандартної якості потрібна швидкість потоку близько 20 Мбіт/с. Для узгодження цієї швидкості зі стандартними смугами частот 6, 7 та 8 МГц існуючих в світі ТБ каналів, необхідно застосовувати поєднання багатопозиційної модуляції з перешкодостійким кодуванням. У нормальних умовах системні компроміси забезпечуються при спектральній ефективності близько 4 біт / (с · Гц). Однак при недостатній перешкодостійкості каналу зв'язку доводиться знижувати кратність модуляції та підвищувати надмірність через збільшення частки символів коригуючого кодування, при цьому відповідно знижується пропускна здатність і, як наслідок, падає спектральна ефективність. В залежності від кратності модуляції і кодових швидкостей, прийнятих в цифровому наземному ТБ мовлення, значення спектральної ефективності можуть змінюватися в дуже широких межах, що показано в таблиці 2.1 для деяких типових випадків використання ієрархічних модуляцій в каналі зі смугою 8 МГц.

Практично у всіх системах зв'язку використовуються фільтри, що обмежують спектр сигналу. Для амплітудних, фазових та амплітудно-фазових видів модуляції найчастіше використовується фільтр з характеристикою піднесеного косинуса, для частотних - гаусів фільтр.

Таким чином, спектральна ефективність для амплітудних, фазових та амплітудно-фазових видів модуляції визначається смугою фільтра. Було показано, що збільшення позицій (рівнів) модуляції (модуляції M-ASK, M-PSK і M-QAM) збільшує спектральну ефективність в $k = \log_2 M$ раз.

Таблиця 2.1 – Спектральна ефективність модуляції

Кодова швидкість	Спектральна ефективність модуляції, біт/(сГц)		
	QPSK	16QAM	64QAM
1/2	0,62	1,24	1,87
2/3	0,83	1,66	2,49
3/4	0,93	1,87	2,80
5/6	1,04	2,07	3,11
7/8	1,09	2,18	3,27

Різні способи модуляції дозволяють отримати різні швидкості передачі при різних відносинах сигнал / шум. Використання КАМ-модуляції забезпечує більш високу швидкість передачі, але вимагає забезпечення більшої величини відносини сигнал / шум. Тому такий спосіб доцільно застосовувати для користувачів, що знаходяться поблизу базової станції. На видаленні застосовують QPSK і BPSK, що дозволяють працювати при менших значеннях сигналу / шум. Система автоматичного переходу з одного виду на інший (з урахуванням сигналу / шум - S / N). Схематично області застосування різних методів модуляції в залежності від відстані показані на рисунку 2.4:

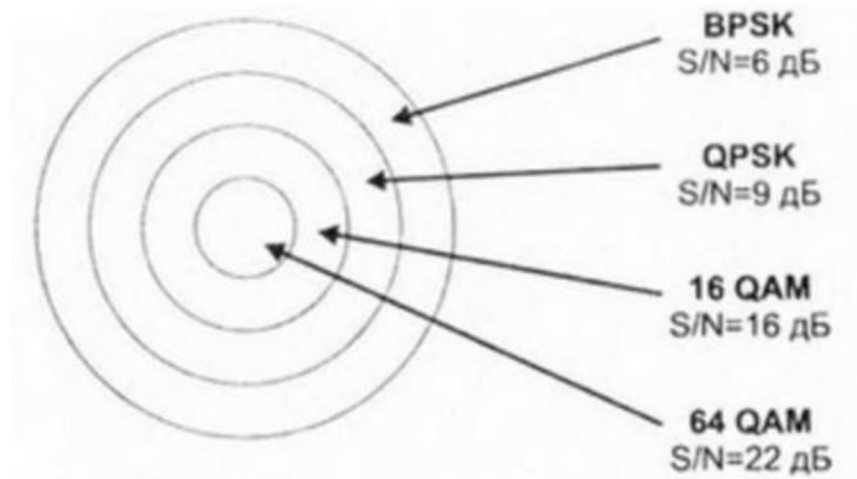


Рисунок 2.4 – Умовні зони застосування способів модуляцій

2.3 Енергетична ефективність

Показник енергетичної ефективності

$$\beta = \frac{R_b N_0}{P_c}, \quad (2.15)$$

де P_c - середня потужність модульованого сигналу; $N_0 = kT$ - одностороння спектральна щільність потужності адитивної білого гаусовського шуму (АБГШ) на вході приймального фільтра.

З урахуванням того що

$$P_c = E_b R_b, \quad (2.16)$$

де E_b - енергія сигналу на біт інформації на вході приймального фільтра, отримуємо

$$\beta = \frac{N_0}{R_b}. \quad (2.17)$$

Таким чином, коефіцієнт b - величина зворотна відношенню енергії на біт в переданому сигналі до щільності шуму на вході приймача. При використанні в модемі узгодженої фільтрації і формування спектрів, згідно з критеріями Найквіста, енергетична ефективність b може бути виражена таким чином:

$$\beta = \frac{N_0 R_b B_N}{P_c B_N}. \quad (2.18)$$

Так як при узгодженої найквістовской фільтрації шумова смуга приймача збігається зі смугою Найквіста, то потужність шуму на вході вирішального пристрою дорівнює $P_{ш} = N_0 B_N$, при цьому відношення сигнал / шум $q = P_c / P_{ш}$, а $b = R_b / B_N q$.

Коефіцієнти η і β взаємопов'язані. Підставляючи в формулу (1.38) для β відношення $R_b / B_N = \gamma_0 = \eta (1 + \alpha)$, отримуємо

$$\beta = \frac{\eta(1 + \alpha)}{q}, \quad (2.19)$$

$$q = \frac{\eta(1 + \alpha)}{\beta}, \quad (2.20)$$

Як відомо, пропускна здатність (максимально можлива швидкість передачі інформації) частотно-обмеженого каналу з адитивним білим гаусовским шумом визначається формулою Шеннона:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N_0 \Delta F} \right). \quad (2.21)$$

Тут під смугою пропускання системи ΔF слід розуміти шумову смугу, рівну смузі Найквіста B_N . У межі, при виконанні умов теореми, $R_b = C$, і тоді

можна отримати співвідношення для верхньої межі ефективності передачі інформації

$$\frac{R_b}{B_N} = \log_2(1+q) = \log_2\left(1 + \frac{\eta(1+\alpha)}{\beta}\right), \quad (2.22)$$

$$\eta(1+\alpha) = \log_2\left(1 + \frac{\eta(1+\alpha)}{\beta}\right). \quad (2.23)$$

Знайдемо звідси формулу для енергетичної ефективності β як функції реальної спектральної ефективності η і коефіцієнта скруглення спектра α

$$\beta = \frac{\eta(1+\alpha)}{2^{\eta(1+\alpha)} - 1}. \quad (2.24)$$

Порівняємо види модуляції за критерієм енергетичної ефективності. Для цього оцінимо для кожного виду модуляції необхідну енергію для передачі інформації з однаковою ймовірністю помилки на біт. В [2], визначені співвідношення, що зв'язують ймовірність бітової помилки з величиною E_b / N_0 для різних видів модуляції:

$$BER = f \frac{E_b}{N_0}, \quad (2.25)$$

де BER - ймовірність помилки E_b - енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, N_0 - спектральна щільність потужності білого шуму в каналі. Якщо потужність передавача дорівнює P , то величина енергії, яка припадає на один біт інформації, дорівнює $E_b = PT_b$, де T_b - тривалість біта. У таблиці 2.2 наводяться залежності ймовірності помилки на біт від відносини E_b / N_0 для різних видів модуляції.

Таблиця 2.2 – Ймовірності помилки

Вид модуляції	Ймовірність помилки на біт (BER)
M-ASK код Грея	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2} \frac{E_b}{N_0}}\right)$
BPSK	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
QPSK код Грея	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
M-PSK код Грея	$\frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0} \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$
QAM код Грея	<p>для $k = \log_2 M$, k – парне :</p> $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}, \text{ де}$ $P_0 = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)$ <p>для непарних k:</p> $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right) \right)^2 \right]$

де інтеграл помилок

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, \quad (2.26)$$

де M - число позицій для багатопозиційних видів модуляції, m - індекс модуляції для частотної модуляції, BER - ймовірність помилки на біт.

З таблиці 2.2 видно, що зі збільшенням позиційності модуляції, ймовірність бітової помилки збільшується, наприклад, формули M-ASK та M-PSK, $Q(x)$ є спадною функцією аргументу. Таким чином, як правило, при збільшенні спектральної ефективності енергетична ефективність зменшується.

Однак BER для BPSK і QPSK описуються однаковими формулами (таблиця 2.2), при цьому QPSK в 2 рази спектрально ефективніше, ніж BPSK. Отже, QPSK завжди значно ефективніший, ніж BPSK, і, звичайно, має сенс використовувати QPSK, а не BPSK. Фізично, це пояснюється тим, що в разі QPSK додається додатковий ступінь свободи: квадратурної складової $Q(t)$. У разі BPSK використовується тільки синфазна складова $I(t)$. Квадратурна форма когерентного фазового демодулятора призводить до того, що два каналу детектора забезпечують незалежний прийом двох бінарних фазомодульованих сигналів.

Модуляції з відносним кодуванням мають невеликий енергетичний програш в порівнянні зі звичайними BPSK і QPSK (0.3 - 0.9 дБ). Під енергетичним виграшем є різниця в значенні E_b / N_0 при почергово ймовірності помилки на біт.

За результатами даного порівняння можна зробити висновок про те, що при числі рівнів до 4 включно QPSK є спектрально та енергетично найбільш ефективним видом модуляції.

Порівняємо тепер модуляції з числом рівнів $M > 4$. На рисунку 2.5 зображено порівняння енергетичної ефективності для амплітудної, фазової та амплітудно-фазової маніпуляції при $M = 16$ і $M = 64$.

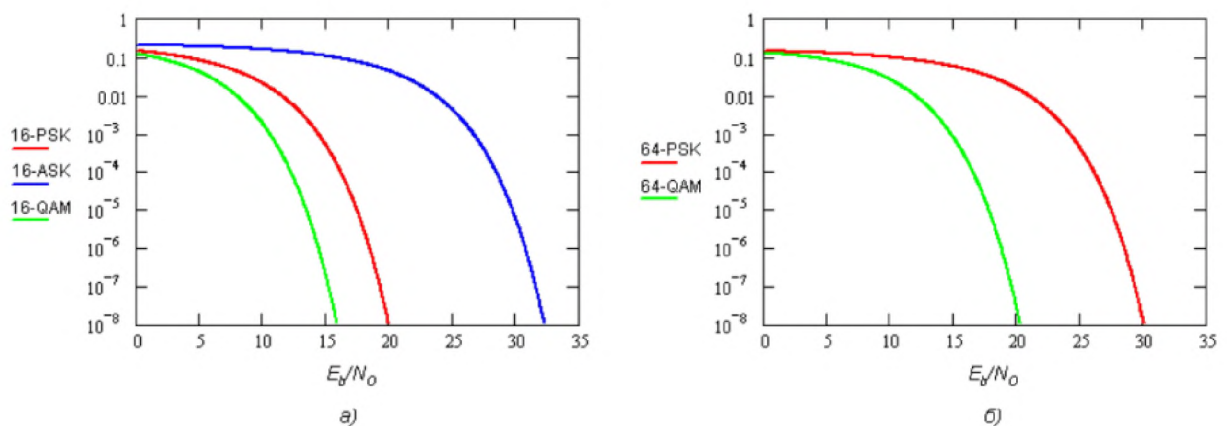


Рисунок 2.5 – Порівняння енергетичної ефективності модуляцій M-ASK, M-PSK і M-QAM: а - $M = 16$, б - $M = 64$

Як видно з рисунка 2.5, амплітудна модуляція істотно (більш 10 дБ при $M = 16$) поступається фазової і амплітудно-фазової, тому при $M = 64$ порівняння з нею не проводиться. При порівнянні M-PSK з M-QAM видно, що M-QAM перевершує по ефективності M-PSK, причому енергетичний вигравш M-QAM збільшується з ростом M . Наприклад, для $M = 16$ вигравш становить близько 4 дБ, а при $M = 64$ близько 10 дБ. Фізично це пояснюється тим, що відстань між сусідніми точками в сигнальному сузір'ї M-PSK менше, ніж M-QAM. Сигнальне сузір'я M-PSK є окружність з рівномірного розподіленими на ній точками, а сузір'я M-QAM - квадрат з рівномірно розподіленими по його площі точками. Чим більше відстань між точками в сузір'ї, тим менш імовірна помилка в детектуванні сусіднього символу.

На рисунку 2.6 наведено енергетичні характеристики деяких видів модуляції. Як видно, двійкова фазова маніпуляція BPSK і квадратурна фазова маніпуляція QPSK мають однакову залежність ймовірності бітової помилки від відносини E_b / N_0 . Це викликано тим, що для передачі даних з однієї і тієї ж бітової швидкістю при квадратурній фазовій маніпуляції необхідна вдвічі менша смуга частот. На рисунку добре видно, що фазова маніпуляція з числом точок в сузір'ї, що дорівнює 16, має приблизно рівні характеристики з квадратурної амплітудної маніпуляцією з числом точок в сузір'ї, що дорівнює 64, тобто при незмінних інших умовах перехід від PSK16 до QAM64 дозволить підвищити швидкість передачі даних в півтора рази.

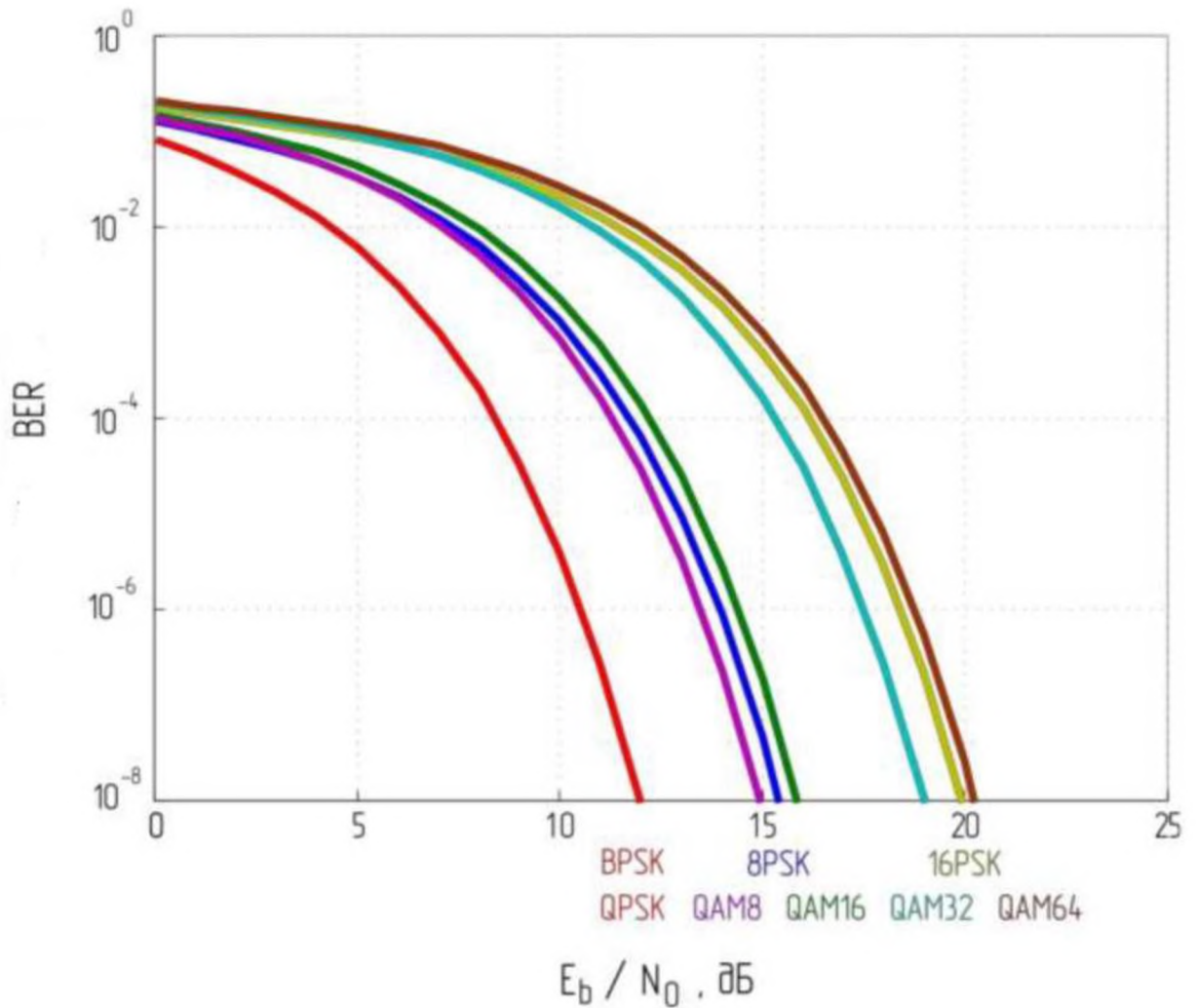


Рисунок 2.6 – Енергетична ефективність різних видів цифрової модуляції

Таким чином, при обмеженій смузі, при $M \leq 4$ найбільш ефективною є модуляція QPSK, а при $M > 4$ - QAM. QPSK є окремим випадком QAM при $M = 4$. Можна вважати QAM найбільш ефективним видом модуляції при будь-якому числі рівнів. Ще більший вигравш в порівнянні зі звичайними QPSK і QAM дають їх вдосконалені модифікації, такі, як модифікації Феєра (FQPSK, FQAM), модуляція з ґратчастим кодуванням, оптимізація форми сигнальних сузір'їв і використання багатовимірних сигнальних сузір'їв.

2.4 Вибір оптимального методу модуляції

Як правило, при проектуванні системи зв'язку переслідуються наступні мети:

- максимізацію швидкості передачі інформації;
- мінімізація ймовірності помилки на біт;
- мінімізація питомих енергетичних витрат;
- мінімізація смуги частот займаної радіосигналом, для виключення інтерференції з іншими системами зв'язку;
- мінімізація складності апаратури формування-обробки сигналів, продуктивності обчислювальних засобів.

При вдалому виборі виду модуляції певною мірою вдається реалізувати багато з зазначених цілей одночасно. Однак, як правило, повною мірою зробити це неможливо в силу їх взаємної суперечливості та наявності обмежуючих факторів, серед яких слід вказати:

- теоретично мінімально можливу інформаційну смугу, яка визначається формулою Найквіста;
- пропускну здатність каналу зв'язку, яка визначається теоремою Шеннона;
- виділення радіочастотний діапазонів;
- технологічні та апаратурні обмеження.

У зв'язку з цим вибір конкретного виду багатопозиційної модуляції передбачає компромісне рішення щодо значень зазначених параметрів.

У приймачі є деяке значення відносини E_b / N_0 , яке визначається характеристиками потужності передавача, чутливості приймача та втратами сигналу на трасі. Визначимо цю залежність.

За визначенням, енергія на біт дорівнює $E_b = PT_b = P/R$, де – потужність сигналу, T_b - тривалість біта, R - швидкість передачі (біт / с). Потужність сигналу на вході приймача дорівнює $P = P_0 G_{TX} G_{RX} K$, де P_0 - вихідна потужність передавача, G_{TX} - коефіцієнт посилення антени передавача, G_{RX} -

коефіцієнт посилення антени приймача, K - коефіцієнт передачі каналу зв'язку. Перетворюючи E_b в дБм, а інші величини - в дБ, отримаємо: $E_b = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - \text{Loss} - 10 \log R$, де $\text{Loss} = 1 / K$ - коефіцієнт втрат на трасі.

Рівень шуму на вході детектора визначається коефіцієнтом шуму приймача (в припущенні, що шуми ефіру менші). Спектральна щільність потужності шуму, наведена до входу приймача, дорівнює $N_0 = -174 + NF$, де -174 дБм / Гц - рівень теплового шуму на вхідному опорі приймача при температурі навколишнього середовища 17°C , NF - коефіцієнт шуму приймача, дБ.

Таким чином, отримаємо:

$$\frac{E_b}{N_0} = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - \text{Loss} + 174 - 10 \log R \quad (2.27)$$

- відношення E_b / N_0 на детекторі приймача.

Позначимо відношення потужності сигналу до спектральної щільності шуму на детекторі (ВСЦЩД):

$$\text{ВСЦЩД} = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - \text{Loss} + 174 \quad (2.28)$$

Ми бачимо, що величина ВСЦЩД об'єднує характеристики приймально-передавальної апаратури і втрати на трасі.

Тоді

$$\frac{E_b}{N_0} = \text{ВСЦЩД} - 10 \log R \quad (2.29)$$

Видно, що ставлення E_b / N_0 визначається величиною ВСЦЩД і швидкістю передачі.

Зазвичай, завдання системи зв'язку - забезпечити максимальну швидкість передачі даних. При роботі системи зв'язку основним мінливим параметром є коефіцієнт втрат на трасі (Loss). Він змінюється в зв'язку з варіацією загасання сигналу при зміні відстані між передавачем і приймачем, а також із-за завмирань (варіацій рівня сигналу в просторі та часі через інтерференцію та багатопроменевого поширення радіохвиль). Також, іноді передавач може керувати вихідною потужністю для управління споживаною енергією. Таким чином, постійно змінюваним параметром є ВСЩЩД. Приймач вимірює поточне значення ВСЩЩД, вибирає оптимальний вид модуляції, що забезпечує максимальну швидкість, та здійснює передачу даних на швидкості, близькій до максимальної для даного ВСЩЩД (як правило, є дискретний набір можливих швидкостей).

Також може ставитися завдання вибору характеристик приймально-передавальної апаратури (визначення ВСЩЩД) для забезпечення необхідної швидкості передачі при заданих максимальних втрат (Loss). Обидва завдання можна вирішити, якщо відома залежність виду модуляції і швидкості від ВСЩЩД

Якщо відома залежність BER від E_b / N_0 , то можна визначити, для кожного виду модуляції, мінімальне значення E_b / N_0 , що забезпечує задане значення BER_{max} . Для видів модуляції з відсутністю кодування теоретичні залежності BER від E_b / N_0 наведені в таблиці 2.2. Однак кодування часто використовується, так як забезпечує певний енергетичний вигравш в порівнянні з не кодованою системою. Значення енергетичного вигравшу називається коефіцієнтом посилення коду. Таким чином, якщо відомий коефіцієнт посилення коду, то з необхідних мінімальних значень E_b / N_0 слід відняти значення коефіцієнта посилення. Однак, як правило, відомі лише оціночні значення коефіцієнта посилення; коефіцієнт посилення коду може мати відчутні відмінності для різних видів модуляції і різного числа позицій. Крім цього, реальні залежності BER від E_b / N_0 можуть дещо відрізнятися від таблиці 2.2 для різних варіантів реалізації системи зв'язку. Тому, найбільш

точним є отримання залежностей BER від E_b/N_0 за допомогою комп'ютерного статистичного моделювання.

Для кожного виду модуляції і числа позицій можна визначити необхідну мінімальне значення E_b/N_0 , що забезпечує необхідний рівень BER .

Значення смуги, займаної сигналом, як правило, пропорційно швидкості передачі даних. Для фільтрів Найквіста з характеристикою піднятий косинус дана залежність визначається виразом:

$$W = (1 + \alpha) \frac{R}{\log_2 M} \frac{1}{R_c}, \quad (2.30)$$

де W - смуга сигналу на радіочастоті (Гц), R - швидкість передачі даних (біт / с), M - число позицій модуляції, α - коефіцієнт округлення фільтра, R_c - швидкість коду (1 при відсутності кодування). Для інших типів фільтрів залежність аналогічна, але коефіцієнт α має інший зміст.

Перетворимо (2.30) в логарифмічну форму:

$$10 \log W = 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 M R_c} + 10 \log R = 10 \log R + K(M) \quad (2.31)$$

де $K(M) = 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 M R_c}$.

Висловимо $10 \log R$ з (2.31) і підставимо в (2.27). Тоді для кожного виду модуляції отримаємо:

$$\frac{E_b}{N_0} = BCЩЩД - 10 \log W + K(M). \quad (2.32)$$

Позначимо значення E_b / N_0 , що забезпечує задане значення BER_{max} , для кожного (i -го) виду модуляції через $(E_b / N_0)^{min}$. Висловлюючи ВСЦЩД з (2.32), отримаємо:

$$ВСЦЩД_i^{min} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{min} + 10 \log W - 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 MR_c}, \quad (2.33)$$

де $ВСЦЩД_i^{min}$ - мінімальне значення ВСЦЩД, необхідне для забезпечення необхідного значення BER для певного виду модуляції.

Висловимо R з (2.30):

$$R_{max} = W \log_2 MR_c \frac{1}{1 + \alpha} \quad (2.34)$$

З (2.34) видно, що має сенс вибрати вид модуляції з найбільшим числом позицій (M) (при однаковому кодуванні), так як він дозволить забезпечити передачу в заданій смузі з максимальною швидкістю.

Формули (2.33) і (2.34) вирішують поставлене завдання.

Спочатку з використанням статистичного моделювання або аналітичного розрахунку для кожного виду модуляції визначається $(E_b/N_0)_i^{min}$. За формулою (2.33) визначається $ВСЦЩД_i^{min}$ і заноситься в пам'ять приймача. Приймач вимірює поточне значення ВСЦЩД і вибирає вид модуляції в системі (маючи зворотний зв'язок з передавачем), $ВСЦЩД_i^{min}$ якого менше поточного значення ВСЦЩД (забезпечує необхідне значення BER), а значення $\log_2 M \cdot R_c$ максимально (забезпечує максимальну швидкість). Після цього розраховується максимальна можлива для даного виду модуляції швидкість по (2.34) (забезпечує заняття всієї доступної смуги) та вибирається найбільш близька, але не велика швидкість з доступного дискретного набору швидкостей. Співвідношення (2.33) і (2.34) справедливі для довільних видів модуляції і методів кодування. У

попередньому розділі було виявлено, що найбільш ефективним типом модуляції є QAM (і його вдосконалені варіанти, в тому числі з ґратчастим кодуванням).

Можна зробити висновок, що під вибором оптимального виду модуляції найчастіше розуміється визначення числа позицій QAM в залежності від значення ВСЦШД.

2.4 Висновки до другого розділу

У спеціальній частині дипломної роботи визначений алгоритм для вибору оптимального методу модуляції. Так як QPSK є окремим випадком QAM (при $M = 4$), можна вважати QAM найбільш ефективним видом модуляції при будь-якому числі рівнів.

3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Визначення трудомісткості порівняльного аналізу методів цифрової модуляції

Трудомісткість – це кількість робочого часу, що витрачається на виробництво одиниці продукції. Трудомісткість обернено пропорційна показнику продуктивності праці (кількості продукції, що виробляється за одиницю робочого часу). Поняття трудомісткості тісно пов'язане з поняттям капіталоемності (кількості капіталу, що витрачається на виробництво одиниці продукції).

Трудомісткість при дослідженні методів цифрової модуляції визначається тривалістю кожної робочої операції (таблиця 3.1), починаючи зі збору та аналізу необхідної інформації і закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного чоловіка):

$$=t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6 + t_7 + t_8 + t_9, \text{ годин} \quad (3.1)$$

Оцінка витрат праці на збір і аналіз інформації залежить від конкретних умов і визначається на основі експертних оцінок. Зважаючи на той факт, що дослідження, пов'язані з обробкою складних сигналів в телекомунікаційних системах, охоплюють великий пласт інформації, приймаємо:

Таблиця 3.1 – Тривалість кожної робочої операції

№	Назва робочої операції	Тривалість здійснення операцій
1.	Збір і аналіз інформації	$t_1=28$ годин
2.	Постановка задачі	$t_2=2$ години
3.	Складання технічного завдання	$t_3=3$ годин
4.	Аналіз методів математичного опису сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією, дослідження спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями	$t_4=17$ годин
5.	Порівняння модуляцій	$t_5=5$ годин
6.	Визначення спектральної ефективності	$t_6=12$ годин
7.	Визначення енергетичної ефективності	$t_8=12$ години
8.	Вибір оптимального методу модуляції	$t_9=5$ годин
9.	Підготовку документації по завданню	$t_{12}=20$ годин

Отже, трудомісткість порівняльного аналізу методів цифрової модуляції складає 113 годин:

$$t = 37 + 2 + 3 + 17 + 5 + 12 + 12 + 5 + 20 = 113 \text{ годин.}$$

3.2 Визначення середньої заробітної плати спеціаліста в галузі телекомунікацій

Для визначення середньомісячної заробітної плати за квартал (рік) або будь-який інший період отриману суму за квартал (рік) необхідно розділити на кількість місяців у періоді. Рівень середньої заробітної плати обчислюється на основі фондів оплати праці і відповідних затрат робочого часу.

1. Знайдемо суму заробітної плати в Україні за кожен місяць протягом одного року (таблиця 3.2) , з жовтня 2019 року по вересень 2020 року:

$$\text{ЗП}_{\text{рік}} = 7657 + 7886 + 8073 + 8456 + 8675 + 8411 + 8656 + 8973 + 9164 + 9932 + 10108 + 10157 = 106148 \text{ грн/рік}$$

Таблиця 3.2 – Заробітна плата з розрахунком за кожен місяць

Місяць	Заробітна плата
Жовтень 2019	7657 грн.
Листопад 2019	7886 грн.
Грудень 2019	8073 грн.
Січень 2020	8456 грн.
Лютий 2020	8675 грн.
Березень 2020	8411 грн.
Квітень 2020	8656 грн.
Травень 2020	8973 грн.
Червень 2020	9164 грн.
Липень 2020	9932 грн.
Серпень 2020	10108 грн.
Вересень 2020	10157 грн.

2. Розрахуємо середню заробітну плату за один місяць:

$$\text{ЗП}_{\text{сер}} = 106148 / 12 = 8845,67 \text{ грн/місяць}$$

3. Розрахуємо середню заробітну плату за одну годину роботи, з урахуванням 8-ми годинного робочого графіку на добу і 5-ти денного робочого тижня:

Кількість робочих годин в місьць (підррахунок за місьць квітень, 30 днів в місьці):

$$t = 8 \text{ годин} \cdot 21 \text{ день} = 168 \text{ год/місьць}$$

Середня заробітна плата за одну годину роботи становить:

$$ЗП_{\text{сер/год}} = \frac{8845,67 \text{ грн/місьць}}{168 \text{ год/місьць}} = 52,65 \text{ грн/годину}$$

3.3 Розрахунок витрат на заробітну плату при проведенні порівняльного аналізу методів цифрової модуляції

Заробітна плата (оплата праці працівника) – винагорода за працю залежно від кваліфікації працівника, складності, кількості, якості та умов виконуваної роботи, а також компенсаційні і стимулюючі виплати. Заробітна плата - грошова компенсація, яку працівник отримує в обмін на свою працю.

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$З_{\text{зп}} = t \cdot З_{\text{г}}, \text{ грн}, \quad (3.4)$$

де t – загальна тривалість порівняльного аналізу методів цифрової модуляції, годин; $З_{\text{г}}$ – середньогодинна заробітна плата інженера в галузі телекомунікацій, грн/годину.

$$З_{\text{зп}} = 113 \cdot 52,65 = 5949,45 \text{ грн.}$$

3.4 Розрахунок витрат на необхідне програмне та апаратне забезпечення

У процесі реалізації програмних проектів операційна система використовується на всіх етапах проектування програм, починаючи від формулювання алгоритмів та структурних схем і закінчуючи відладкою та виконанням програм.

Зазвичай під набором комплектуючих для ПК приймають наступний склад пристроїв: корпус з блоком живлення; системна плата; центральний процесор (ЦП); оперативне запам'ятовуючі пристрій (ОЗП); відеоадаптер; монітор; накопичувач на жорстких дисках; клавіатура; миша; привід DVD-ROM; звуковий адаптер.

До складу початкового програмного забезпечення (ПО) даного комп'ютера входить операційна система (ОС), а також стандартний пакет прикладних програм і драйверів.

Таблиця 3.3 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Ноутбук Asus R540SA-XX036	8573,00
Миша A4Tech G7-360N	370,00
Операційна система Microsoft Windows 10, 32-bit	2699,00
Разом:	11642, 00

3.5 Висновок

В економічному розділі розрахований час, який необхідний для порівняльного аналізу методів цифрової модуляції, він становить 113 годин. Заробітна плата працівника за час виконання дослідження – 5949,45 грн. При чому вартість програмного та апаратного забезпечення складає 11642 грн.

ВИСНОВОК

В результаті виконання дипломної роботи були проаналізовані методи математичного опису сигналів з фазовою та амплітудно-фазовою маніпуляцією. Були представлені і вивчені спектральні характеристики сигналів ФМн і АФМ, розглянута спектральна щільність потужності при АФМ. Були вивчені всі основні типи сигнальних сузір'їв при АФМ. Існують 3 типи сузір'їв і що найефективнішим є третій тип, так як її передача буде значно простіша, ніж за типом 1 і 2. Проаналізовано пристрої формування та обробки сигналів з ФМн і АФМ та розрахована завадостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ.

Проведено порівняння цих модуляцій між собою за наступними критеріями: спектральної та енергетичної ефективності.

При порівнянні модуляцій було виявлено, що фазова маніпуляція програє по спектральній ефективності квадратурній амплітудній маніпуляції.

Було показано, що при збільшенні позицій модуляції (М-PSK і М-QAM) збільшується як спектральна ефективність в $k = \log_2 M$ раз, так і ймовірність бітової помилки. Таким чином, як правило, при збільшенні спектральної ефективності енергетична ефективність зменшується. При порівнянні М-PSK з М-QAM видно, що М-QAM перевершує по ефективності М-PSK, причому енергетичний виграш М-QAM збільшується з ростом M .

Можна зробити висновок про те, що при числі рівнів до чотирьох включно QPSK є спектрально і енергетично найбільш ефективним видом модуляції, а при числі рівнів більше чотирьох найбільш ефективною є QAM. Так як QPSK є окремим випадком QAM (при $M = 4$), можна вважати QAM найбільш ефективним видом модуляції при будь-якому числі рівнів.

Так само було визначено алгоритм для вибору оптимального методу модуляції.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом — Вильямс, 2003. -1104 с.
2. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь / Галкин В.А. - М.: Горячая линия – Телеком, 2007. -594 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Прокис Д. Цифровая связь. Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. - 800с.
5. Воробьев М.С. Основы цифрового телевидения: Учебное пособие. / Воробьев М.С. – Челябинск: ЮУрГУ, 2002. –74 с.
6. Ушаков, П.А. Цепи и сигналы электросвязи: Учебник для студ. учреждений сред. проф. образования / П.А. Ушаков. - М.: Издательский центр «Академия», 2010. - 352 с.
7. Деев, В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи / В.В. Деев. - СПб.: Наука, 2007. - 267 с.
8. Журавлев, В.И. Цифровая фазовая модуляция / В.И. Журавлев, А.Н. Руднев. - М.: Радиотехника, 2012. - 208 с.
9. Ключев, Л.Л. Теория электрической связи; учебник / Л.Л. Ключев. - Минск: Техноперспектива, 2008. - 423 с.
10. Мартюшев, Ю.Ю. Практика функционального цифрового моделирования в радиотехнике: Учебное пособие для вузов / Ю.Ю. Мартюшев. - М.: Горячая линия - Телеком, 2012. - 188 с.
11. Марченко, А.Л. Основы преобразования информационных сигналов: Учебное пособие для вузов / А.Л. Марченко, Е.А. Марченко. - М.: Горячая линия - Телеком, 2010. - 288 с.

12. Прахов, В.И. Спектры сигналов с цифровым кодированием / В.И. Прахов. - М.: Издательство «Спутник+», 2011. - 452 с.
13. Приходько, А.И. Детерминированные сигналы: Учебное пособие для вузов/ А.И. Приходько. - М.: Горячая линия - Телеком, 2013. - 326 с.
14. Cripps, Steve C. RF power amplifiers for wireless communications. – 2nd ed. – (Artech House microwave library) – ARTECH HOUSE, 2006. – 459 с.
15. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 384 с.
16. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
17. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьоний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
18. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Морозов В.Г. Перетворювальна техніка. Частина I. – К.: ІСДО, 1996.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	1	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	39	
6	A4	Спеціальна частина	22	
7	A4	Економічний розділ	5	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
12	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1. Пояснювальна записка
2. Презентація

ДОДАТОК Г. Відгук керівника дипломної роботи

В І Д Г У К

на дипломну роботу студента групи 172м-19-1 Пишний В. Р.

на тему: «Порівняльний аналіз методів цифрової модуляції»

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 82 сторінках.

У даній роботі автором проаналізовані методи математичного опису сигналів з фазовою і амплітудно-фазовою маніпуляцією, а також дослідженню спектральних характеристик сигналів з цими модуляціями. Проаналізовано пристрої формування та обробки сигналів з ФМн та АФМ і розрахована завадостійкість когерентного прийому сигналів з АФМ. Автор зумів відобразити вищезгадану специфіку, аргументовано обґрунтував актуальність теми свого дослідження.

Характеризуючи роботу необхідно відзначити, що вибрана автором логіка дослідження, послідовність і зміст розділів дають змогу якісно розкрити тему.

В економічному розділі розраховані трудомісткість, середня заробітна плата спеціаліста в галузі телекомунікацій та витрати на заробітну плату при проведенні порівняльного аналізу методів цифрової модуляції.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам "Положення про систему виявлення та запобігання плагіату".

Як зауваження необхідно відзначити деякі стилістичні неточності та недостатню проробку окремих питань.

В цілому кваліфікаційна робота магістра заслуговує оцінки «_____», а її автор присвоєння кваліфікації «Магістр з телекомунікації та радіотехніки».

Керівник спеціальної частини,

асистент кафедри БІТ

Керівник роботи,

к.ф.-м.н., проф. кафедри БІТ

Ю.П. Рибальченко

О.Ю. Гусєв