

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

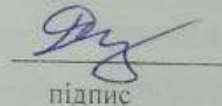
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод кодування інформації в провідних
телекомунікаційних мережах

ДРТР.022183.01.09 ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТРм-22-1


підпис

О.М. Дудар
Ініціали, прізвище

Керівник: к-т техн. наук, доц.


підпис

К.Л. Горяченко
Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.


підпис

С.К. Підченко
Ініціали, прізвище

12 12 2023 р.

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою ТМІТ

С.К. Підченко

« 1 »

09

2023 р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Дударю Олександрю Михайловичу

1 Тема роботи: Метод кодування інформації в провідних телекомунікаційних мережах

керівник роботи К.Л. Горященко, к.т.н, доцент.

Затверджено наказом по університету від «15» серпня 2023 р. № 30.

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 05.12.2023р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи – Дослідження існуючих методів представлення електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку для виявлення умов, при яких забезпечується максимально ефективно застосування того чи іншого методу кодування та представлення для передачі інформації в провідниковій лінії зв'язку.

Об'єкт дослідження – процес кодування дискретних електричних сигналів за допомогою різних методів кодування цифрової інформації

Предмет дослідження – методи кодування та енергетичні характеристики дискретних сигналів, що кодовані за цими методами

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити)

1 Аналіз методів представлення дискретних електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку. 2. Дослідження енергетичних параметрів ефективності кодування цифрових кодів 3. Оцінка ефективності методів маніпуляції сигнальних кодів 4. Експериментальна оцінка параметрів кодованих сигналів

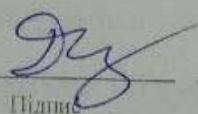
Завдання отримав Ду

Науковий керівник Ду

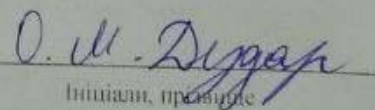
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	Аналіз літературних джерел	06.09.23-17.09.23	виконано
2	Написання 1 розділу	07.09.23-17.09.23	виконано
3	Визначення проблеми дослідження	06.09.23-17.09.23	виконано
4	Написання 2 розділу	06.09.23-01.10.23	виконано
5	Розробка моделі	06.09.23-01.10.23	виконано
6	Написання 3 розділу	06.09.23-22.10.23	виконано
7	Теоретичне та практичне моделювання	11.10.23-05.11.23	виконано
8	Написання 4 розділу	25.10.23-19.11.23	виконано
9	Оформлення роботи	08.11.23-28.11.23	виконано
10	Оформлення презентації	29.11.23-03.12.23	виконано

Студент



Підпис

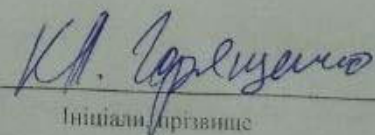


Ініціали, прізвище

Керівник роботи



Підпис



Ініціали, прізвище

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень	7
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПРЕДСТАВЛЕННЯ ОКРЕМИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ У ПРОВІДНИХ ЛІНІЯХ ЗВ'ЯЗКУ	13
1.1 Сигнали, як носії інформації у телекомунікаційних мережах.....	13
1.1.1 Види сигналів.	13
1.2 Представлення сигналів.....	15
1.3 Модуляція та застосування модульованих сигналів	16
1.3.1 Види модуляції	17
1.3.2 Аналогова модуляція	19
1.4 Спектр модульованого сигналу	20
1.5 Методи цифрової маніпуляції сигналів	24
ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ	28
РОЗДІЛ 2 ЕНЕРГЕТИЧНІ ПАРАМЕТРИ ЕФЕКТИВНОСТІ КОДУВАННЯ ЦИФРОВИХ КОДІВ	29
2.1 Канал зв'язку як фізичне середовище передачі даних	29
2.1.1 Загальні характеристики провідникових каналів зв'язку	29
2.2 Типи кабелів.....	30
2.3 Основні характеристики ліній зв'язку	32
2.4 Особливості основних методів кодування цифрової інформації.....	38
2.4.1 Кодування, яке не повертається до нуля	38
2.4.2 Кодування з поверненням до нуля	40
2.4.3 Манчестерське кодування	40
2.4.4 Диференціальне манчестерське кодування	41
2.4.5 Біполярний код АМІ	42
2.4.6 потенційний код 2В1Q.....	43
2.4.7 Код 1НДВЗ.....	44
2.4.8 MLT-3.	44

	5
2.5 QPSK-коди	45
2.5.1 Ієрархічна модуляція	45
2.5.2 Кругова квадратурна амплітудна модуляція квадратури	48
2.5.3 Параметрична квадратурна амплітудна модуляція з квадратурою.....	50
2.6 Логічне кодування.....	51
2.6.1 Надлишковий код 4В/5В	52
2.6.2 Скремблювання двійкових даних як метод усунення великих послідовностей однакового коду.....	53
ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ	56
РОЗДІЛ 3 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ МАНІПУЛЯЦІЇ СИГНАЛЬНИХ КОДІВ	57
3.1 Загальні принципи оцінювання ефективності маніпулювання.....	57
3.2 Оцінка якості сигналу	59
3.3 Енергетичні характеристики сигналу	62
3.4 Використання перетворення Фур'є для спектрального аналізу сигналів.....	67
ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ	70
РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНА ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ КОДОВАНИХ СИГНАЛІВ	71
4.1 Методика дослідження	71
4.2 Опис методів кодування і результатів моделювання	75
4.3 Квадратурна амплітудна модуляція	82
4.3.1 Ієрархічна квадратурна амплітудна модуляція квадратури	82
4.3.2 Кругова квадратурна амплітудна модуляція квадратури	83
4.3.3 Параметрична квадратурна амплітудна модуляція з квадратурою.....	84
4.4 Структура моделі та опрацювання результатів моделювання QPSK сигналів.....	84
4.4.1 Принципи роботи моделі.....	84

	6
4.5 Моделювання та опрацювання результатів.....	87
4.6 Оцінка отриманих результатів.....	91
ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ	95
ВИСНОВКИ.....	96
Перелік посилань.....	97
ДОДАТКИ.....	101
ДОДАТОК А.....	102

Перелік умовних скорочень

AM-сигнал	амплітудо модульований сигнал
NRZ	Non-Return to Zero – без повернення до нуля
NRZI	Non-Return to Zero Inverted – без повернення до нуля з інверсією
RZ	Return to Zero – з поверненням до нуля
Manchester encoding	манчестерське кодування
MLT-3	трьохрівневе кодування зі скремблюванням без самосинхронізації
PAM5	Pulse Amplitude Modulation – п'ятирівневе біполярне кодування
НЧ	низькі частоти
СЧ	середні частоти
ВЧ	високі частоти
ЛЗ	лінія зв'язку
кодер	КОдувальник-ДЕкодувальник
СКЗ	середньоквадратичне значення амплітуди
SNR	співвідношення сигнал/шум (Signal - Noise Ratio)
ДПФ	Дискретним перетворенням Фур'є

ВСТУП

Сьогодні неможливо уявити сучасний світ без комунікаційної системи, тому що комунікаційні системи стали невід'ємною частиною людської взаємодії. Система зв'язку, в залежності від вимог до характеристик сигналу, дозволяє створити відповідний тип модуляції або маніпулювання, необхідний для конкретного випадку, і ефективно передавати інформацію в аналоговому і цифровому форматах.

Останнім часом цифрові сигнали стають все більш популярними, оскільки вони мають багато переваг перед аналоговими сигналами. Необмежені можливості обробки сигналів. Підвищена завадостійкість. Кращий спектральний розподіл. Велика дальність зв'язку. Енергоефективність при передачі. Можливість кодування інформації. Надійне і довготривале зберігання. Цифрову інформацію можна розділити на фрейми, пакети та сегменти, щоб кожному пакету було присвоєно власну адресу та передано як цифровий код. У той же час всі ці пакети можуть маршрутизуватися по-різному в залежності від поточного завантаження каналу (це дозволяє використовувати Інтернет, IP-телефонію і створювати віртуальні канали 2 або більше користувачами).

Людська діяльність проявляється в управлінні виробничими процесами, технічними засобами, управлінні окремими галузями економіки, державою в цілому, творчою діяльністю, соціальними явищами. У той же час відбувається інтенсивний обмін інформацією між індивідами, між людиною і природою, між людиною і технічними засобами, між окремими підсистемами складних систем різного призначення і т. д. [1]

Під інформацією розуміється інформація про різні процеси (фізичних, соціальних і т.д.), про характеристики та параметри об'єкта дослідження, які фактично використовуються [2].

В результаті серед великої кількості технічних систем особливе місце займають так звані інформаційні системи, призначені для передачі (прийому), перетворення і зберігання інформації. На відміну від систем

передачі енергії, де основним показником якості є коефіцієнт корисної дії, показник якості інформаційної системи характеризує здатність передавати, накопичувати і перетворювати необхідний обсяг інформації в одиницю часу з прийнятними спотвореннями і витратами. Очевидно, що концепція витрат при передачі інформації охоплює витрати на електроенергію, апаратне забезпечення, малий розмір та інші витрати [2].

Академік В. А. Котельников сформулював і довів теореми, які служать основою теорії передачі сигналів в роботах "про "ефірі" і смузі пропускання проводів в телекомунікаціях" (1933) і "теорія потенційної завадостійкості" (1946). Важливу роль у формуванні сучасної теорії передачі інформації зіграв К. Шеннон (США), який опублікував свою роботу "Математична теорія комунікації" в 1948 році. Серед інших вчених, які багато зробили для створення і розвитку теорії зв'язку, перш за все, Х. Найквіст, Н.Я.Вінер, Д. Міддлтон, К. Без знання основ теорії передачі сигналів неможливо створити нову передову систему зв'язку і її функціонування, а ці дослідження є невід'ємною частиною теоретичної підготовки інженерів зв'язку [2].

Одна і та ж інформація може бути представлена в різних форматах. Певна форма подання інформації називається повідомленням. Наприклад, повідомлення про прогноз погоди може являти собою звуковий сигнал, письмовий текст, графічні зображення і т.д. [3].

Щоб надіслати повідомлення одержувачу, необхідно використовувати певний матеріальний носій, який може поширюватися в навколишньому середовищі і одночасно відтворювати повідомлення певним чином. Критичний носій для такого повідомлення зазвичай називається сигналом [1].

Однак варто пам'ятати і про те, які складнощі можуть виникнути з бездротовими технологіями. Необхідно враховувати електромагнітну сумісність таких систем, а також рівень випромінювання в навколишній простір. Крім цього, потрібно дуже ретельно планувати розміщення бездротових систем, оскільки на їхню роботу чинять істотний вплив різні

перешкоди у вигляді дерев, будівель і стін, які можуть зробити поширення радіохвиль скрутним на високих частотах.

Актуальність теми. Робота переважної більшості сучасних систем зв'язку заснована на передачі повідомлень в цифровому вигляді.

При використанні цифрового сигналу для передачі цифрової інформації, аналізі існуючих в даний час методів цифрового кодування і способів подання інформації цифровим кодуванням, яке управляє послідовністю прямокутних імпульсів відповідно до послідовності переданих даних, виникають проблеми щодо застосування конкретних методів кодування в лініях передачі інформації з різними параметрами, тобто особливі умови. Тобто поточний напрямок засноване на мінімізації наступних параметрів, ви можете вибрати найкращу процедуру кодування, виходячи з конкретних умов застосування.:

- Витрати на електроенергію;
- Спотворення сигналу.
- Спектральні характеристики ліній зв'язку.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Магістерська робота виконана відповідно до поточних планів наукової роботи Хмельницького національного університету за тематикою покращення методів формування, генерування, прийому та обробки сигналів.

Мета і задачі дослідження. Дослідження існуючих та перспективних методів представлення електричних сигналів в лініях зв'язку для визначення умов забезпечення максимально ефективного застосування методу кодування в провідниковій лінії зв'язку.

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити **наступні завдання:**

- Аналіз дискретних електричних сигналів в провідних лініях зв'язку ;
- Встановлення переваг і недоліків існуючих в даний час методів кодування і подання цифрової інформації;

- Дослідження енергетичних параметрів ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування.

Об'єктом дослідження є процес кодування дискретних електричних сигналів за допомогою різних методів кодування цифрової інформації.

Предметом дослідження є методи кодування та енергетичні характеристики дискретних сигналів, що кодовані за цими методами.

Методи дослідження. Загальний метод дослідження є теоретично-експериментальний з використанням комп'ютерного моделювання.

Науково-практичне значення роботи:

1. Аналіз способу представлення дискретних електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку виконується з використанням прикладів методів кодування: NRZ (назад до нуля без повернення до нуля); RZ (назад до нуля - назад до нуля); АМІ (біполярна альтернативна інверсія міток – біполярне кодування з альтернативною інверсією); манчестерське кодування (manchester encoding); диференціальне манчестерське кодування; MLT-3 – трирівневе кодування; РАМ5 (імпульсна амплітудна модуляція) – п'ятирівневе кодування; 2В1Q (2binary1quarternary) - пара бітів даних представлена 1 четвертинним символом.

2. Було запропоновано використовувати перетворення Фур'є для визначення параметрів сигналу, закодованого різними розглянутими методами кодування. В області обробки сигналів і суміжних областях перетворення Фур'є зазвичай розглядається як розкладання сигналу на частоту і амплітуду, тобто зворотний перехід з часового простору (часової області) в частотну область, встановлені переваги і недоліки існуючих в даний час методів кодування і подання цифрової інформації.

3. Досліджено енергетичні параметри ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування. Беручи до уваги кількість гармонік і використовуваний метод кодування, ми розробили програму, яка дозволяє обчислювати і відображати форму і спектр періодичної

послідовності двійкових сигналів в залежності від кількості і значення бітів повторюваної послідовності.

Публікації. Основні положення дослідження були представлені на міжнародних конференціях, опубліковані у вигляді тез доповідей і в спеціалізованому науковому журналі "Вісник Хмельницького національного університету".

Структура та об'єм магістерської роботи

Робота складається з 4-х розділів, загальним обсягом 106 сторінки. В роботі використано 43 посилань на літературні джерела.

В роботі 25 рисунків та 4 таблиці.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПРЕДСТАВЛЕННЯ ОКРЕМИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ У ПРОВІДНИХ ЛІНІЯХ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Сигнали, як носії інформації у телекомунікаційних мережах.

Сигнал — це будь-яка фізична величина (наприклад, температура, атмосферний тиск, інтенсивність світла, електричний струм тощо), яка змінюється з часом. Саме завдяки цій зміні сигнал може передавати певну інформацію.

Як сигнали можуть використовуватися електричні, механічні, акустичні, ультразвукові, електромагнітні та світлові коливання [4].

1.1.1 Види сигналів.

За фізичною природою носія інформації сигнали бувають:

- електричні,
- електромагнітні,
- оптичні,
- акустичні та ін.;

За способом задання сигналу:

- регулярні (детерміновані), задані аналітичною функцією;
- нерегулярні (випадкові), які приймають довільні значення в будь-який момент часу. Для опису таких сигналів використовуються засоби теорії ймовірності.

Залежно від можливості опису параметрів сигналу розрізняють аналогові, дискретні, квантовані і цифрові сигнали.[3]

Більшість сигналів мають Аналоговий характер і можуть постійно змінюватися з часом і отримувати довільні значення через невизначені інтервали. Аналоговий сигнал описується математичною функцією часу. Аналоговий сигнал-це сигнал, який може приймати будь-яке значення в межах певної межі (наприклад, напруга може плавно змінюватися від нуля до 10 вольт). Пристрої, що працюють лише з аналоговими сигналами,

називаються аналоговими пристроями. Назва "Аналоговий" означає, що сигнал змінюється аналогічно фізичному значенню, тобто безперервно.[2]

Дискретизація аналогового сигналу полягає в тому, що сигнал подається у вигляді набору значень, отриманих в дискретні моменти часу. Ці значення називаються відліками. Δt називається інтервалом дискретизації.

Під час квантування весь діапазон значень сигналу ділиться на рівні. Відстань між цими рівнями називається кроком квантування Δ . Кількість цих рівнів дорівнює N (від 0 до $N-1$). Кожному рівню присвоюється номер. Вибірка сигналу порівнюється з рівнем квантування, і в якості сигналу вибирається число, відповідне рівню квантування.

Щоб представити аналоговий сигнал у вигляді послідовності чисел з кінцевою розрядністю, він повинен бути спочатку перетворений в дискретний сигнал, а потім квантований. В результаті сигнал представляється таким чином, що в кожен заданий інтервал часу відомо приблизне (квантоване) значення сигналу, яке може бути записано у вигляді цілого числа. Якщо ви запишете ці цілі числа у двійковому форматі, Ви отримаєте послідовність нулів та одиниць, яка є цифровим сигналом. Цифровий сигнал-це сигнал, який може приймати лише 2 (і, можливо, 3) значення, і деякі відхилення від цих значень допустимі. Пристрій, який працює лише з цифровими сигналами, називається цифровим пристроєм. [2]

Цифровий сигнал-це дискретний сигнал з певним значенням інформаційного параметра, який визначається цифровим способом. Цифровий сигнал - це цифрове зображення дискретного сигналу і часто витягується квантуванням аналогового сигналу.[3]

У комп'ютерах та інших цифрових системах цифровий сигнал-це хвиля, яка перемикається між 2 рівнями напруги (0 і 1). У більшості комп'ютерних програм цифровий сигнал відображається в десятковій системі числення 2, тому точність квантування вимірюється в бітах. Наприклад, 4—розрядна система підтримує $2^4=16$ дискретних значень, 7 - розрядна- $2^7=128$, 16-розрядна - $2^{16}=65536$ дискретних значень і так далі.[2]

Цифрові технології стали популярними в 1990-х роках і включають багато мультимедійних пристроїв. Сучасні Телекомунікації та побутова техніка працюють майже виключно на цифрових технологіях.

Переваги цифрових сигналів перед аналоговими включають :

- Відмінний захист від шуму, перешкод і впливу перешкод;
- Невелике відхилення від допустимого значення не призведе до спотворення цифрового сигналу, оскільки завжди існує зона допустимого відхилення;

- Дозволяє виконувати більш складну багатоступеневу обробку

- Більш тривале зберігання без втрат

- Краща передача

- Цифровий пристрій легко проектувати і налагоджувати. Їх дії більш точно прогнозуються і прораховуються.

Недоліки цифрових сигналів.

Цифровий сигнал передає інформацію декількома (в основному двома) способами зі своїми власними рівнями і змінами цих рівнів, а Аналоговий передає інформацію при кожному поточному значенні, тому він більш ємнісний. Крім того, цифровий сигнал повинен залишатися на певному рівні протягом певного періоду часу, інакше його буде неможливо розпізнати. Однак цифрові пристрої працюють повільніше, ніж аналогові, і швидкість передачі та обробки інформації аналоговими пристроями завжди може бути вищою. Крім того, всі сигнали є аналоговими за своєю природою, і для їх перетворення використовується спеціальне обладнання (аналого-цифрові і цифроаналогові перетворювачі).[3]

1.2 Представлення сигналів

Існує 2 способи представлення сигналу в залежності від області визначення: час і частота. У першому випадку сигнал представляється функцією часу, і (t) характеризує зміну його параметрів.

На додаток до звичайного часового представлення сигналів і функцій, опис сигналів частотними функціями широко використовується при аналізі та обробці даних. Фактично, будь-який складний сигнал за своєю формою може бути представлений як сума більш простих сигналів, зокрема, як сума найпростіших гармонійних коливань, ціле з яких є частотою сигналу.

Перетворення Фур'є використовується для переходу до наступного методу подання [5]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (1.1)$$

Функція $S(\omega)$ називається спектральною функцією або спектральною щільністю. Оскільки спектральна функція $S(\omega)$ є комплексною, то можна говорити про спектр амплітуд $|S(\omega)|$ і спектр фаз [5]:

$$\varphi(\omega) = \arg(S(\omega)). \quad (1.2)$$

Фізичний сенс спектральної функції: сигнал $s(t)$ представляється у вигляді суми нескінченного ряду гармонійних складових (синусоїд) з амплітудами $\frac{|S(\omega)|}{\pi} d\omega$, що безперервно заповнюють інтервал частот від 0 до ∞ , і початковими фазами $\varphi(\omega)$. Розмірність спектральної функції є розмірність сигналу, помножена на час. [5]

1.3 Модуляція та застосування модульованих сигналів

Модуляція – це один з етапів перетворення повідомлення в сигнал для передачі по каналу зв'язку. Тобто модуляція – це зміна в часі за заданим законом будь-якого параметра (характеристики) регульованого фізичного процесу. Практичне значення має модуляція коливань-накладення

низькочастотних інформаційних сигналів на високочастотні несучі сигнали для передачі на великі відстані [6].

Несучим сигналом є: постійний струм - телеграф; низькочастотний або високочастотний змінний струм - Телефонія, тональний телеграф, телефакс, телемеханіка; високочастотний імпульс - радіорелейний зв'язок.

Модульовані параметри називаються інформативними і можуть використовуватися в якості амплітуди; фази; частоти і т.д. [5].

1.3.1 Види модуляції

Розрізняють аналогову, цифрову та імпульсну модуляцію.

Аналогова модуляція: амплітудна модуляція, кутова модуляція, кодова модуляція сигналу, сигма-дельта модуляція.

Цифрова модуляція (операція): амплітудна операція, фазова операція, частотна операція, квадратурна амплітудна операція та інші.

Імпульсна модуляція: широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), імпульсно-кодова модуляція (PCM), частотно-імпульсна модуляція (ШІМ), фазово-імпульсна модуляція (FIM)[6].

Модульований сигнал впливає на той чи інший параметр несучої (амплітуду, частоту, фазу) і змінює його таким чином, щоб повністю відобразити суть інформації в модульованому сигналі. Якщо повідомлення безперервне, а вібрація синусоїдальна, розрізняють амплітудну, частотну і фазову модуляцію в залежності від модульованих параметрів. Для дискретних сигналів найбільш поширеними є амплітудний імпульс, тривалість імпульсу, фазовий імпульс, частотний імпульс, кодовий імпульс і дельта-модуляція [7].

При передачі дискретних даних по каналу зв'язку використовуються 2 основних типи фізичного кодування: один заснований на синусоїдальному сигналі несучої і інший заснований на послідовності прямокутних імпульсів. Перший метод підкреслює той факт, що кодування здійснюється шляхом зміни параметрів аналогового сигналу, який також називають модуляцією

або аналоговою модуляцією, а другий метод зазвичай називають цифровим кодуванням. Ці методи відрізняються шириною спектру отриманих сигналів та складністю обладнання, необхідного для їх реалізації [7].

При використанні прямокутних імпульсів спектр результуючого сигналу дуже широкий. Це не дивно, якщо пам'ятати, що ширина спектра ідеального імпульсу нескінченна. Використання синусоїдальної хвилі дає набагато меншу ширину спектра при тій же швидкості передачі інформації. Однак реалізація синусоїдальної модуляції вимагає більш складного та дорогого обладнання, ніж реалізація прямокутних імпульсів.

Сьогодні все частіше дані, які спочатку мали аналогову форму (мова, телевізійне зображення), передаються по каналах зв'язку в дискретному вигляді, тобто у вигляді послідовності з 1 і 0. Процес подання аналогової інформації в дискретному вигляді називається дискретною модуляцією. Терміни "модуляція" та "кодування" часто використовуються як взаємозамінні.[8]

Аналогова модуляція використовується для передачі дискретних даних по каналу з вузькою смугою частот, типовим представником якого є типова амплітудно-частотна характеристика каналу градації частот, доступного користувачам загальної телефонної мережі, показана на малюнку 1.1. Цей канал передає частоти в діапазоні від 300 до 3400 Гц, таким чином, його смуга пропускання дорівнює 3100 Гц. Людський голос має набагато ширший діапазон від 100 Гц до 10 кГц через прийнятну якість передачі голосу, але діапазон 3100 Гц є хорошим рішенням. Суворі обмеження пропускну здатності тональних каналів пов'язані з використанням пристроїв ущільнення каналів та комутації в телефонній мережі. Пристрій, що виконує функції модуляції несучої синусоїдальної хвилі на передавальній стороні і демодуляції на приймальній стороні, називається модемом (модулятор-демодулятором).

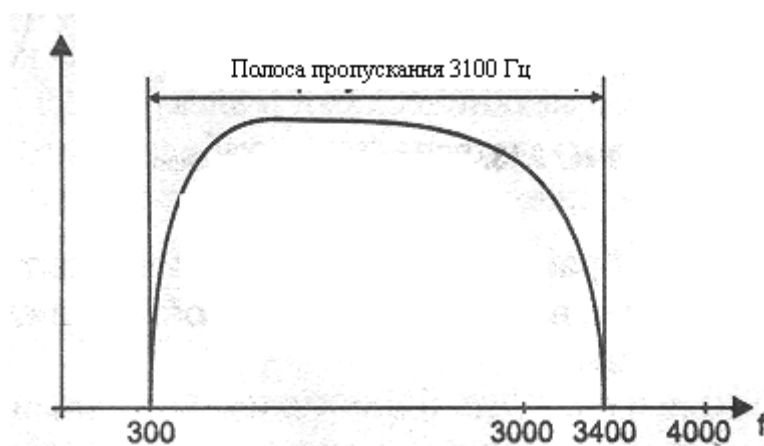


Рисунок 1.1 – Амплітудно-частотна характеристика каналу тонової частоти [7].

1.3.2 Аналогова модуляція

Аналогова модуляція-це метод фізичного кодування, при якому інформація кодується шляхом зміни амплітуди або частоти фази синусоїдального несучого сигналу.[8]

Основні методи аналогової модуляції показані на рисунку 1.2. На рисунку 1.2, а показана послідовність бітів вихідної інформації, представлена потенціалом високого рівня логічного блоку і потенціалом нульового рівня логічного нуля. Цей метод кодування називається прихованим кодом і часто використовується при передачі даних між комп'ютерними блоками.

Використовуючи амплітудну модуляцію (рис. 1.2, б), один рівень амплітуди синусоїдальної хвилі несучої частоти вибирається для логічної одиниці, а інший - для логічного нуля. Цей метод рідко використовується в чистому вигляді через низьку стійкість до перешкод, але його можна використовувати в поєднанні з іншим типом модуляції - фазовою модуляцією.

Використовуючи частотну модуляцію (рис. 1.2, в) Значення вихідних даних 0 і 1 передаються синусоїдальними хвилями різної частоти (f_0 і F_1). Ця схема модуляції не вимагає складної схеми в модемі і зазвичай

використовується з низькошвидкісними модемами, що працюють зі швидкістю 300 або 1200 біт/с.

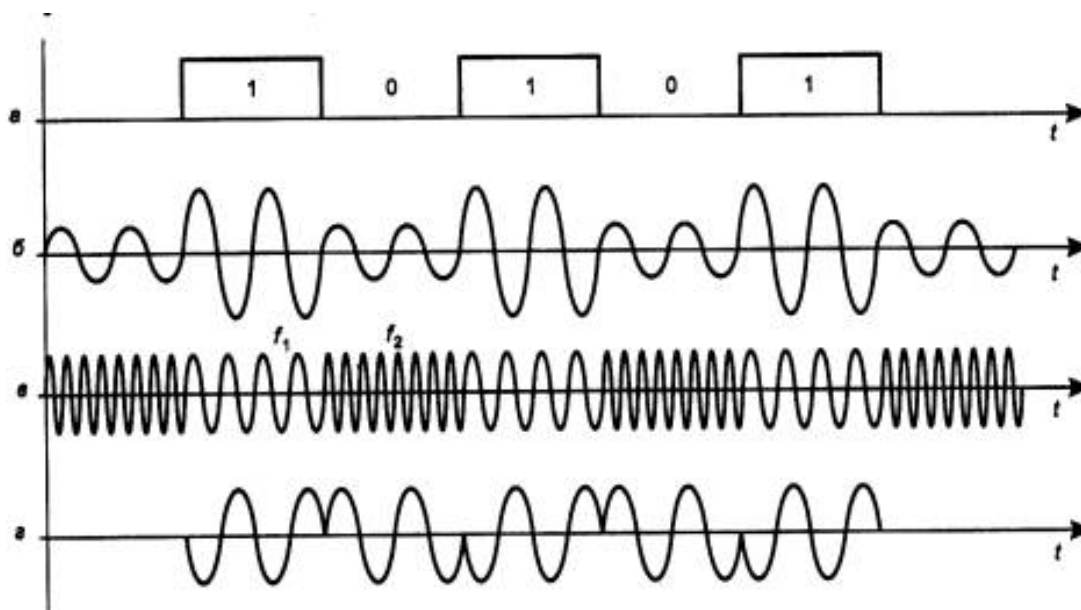


Рисунок 1.2 –Модуляція [7].

1.4 Спектр модульованого сигналу

Спектр результуючого модульованого сигналу залежить від типу модуляції та швидкості модуляції, тобто бажаної швидкості передачі вихідної інформації в бітах.

Спочатку розглянемо спектр сигналів з потенційним кодуванням. Логічна одиниця кодується позитивним потенціалом, а логічний нуль кодується негативним потенціалом тієї ж величини. Для простоти обчислень припустимо, що надсилається інформація, як показано на малюнку 1, що складається з нескінченної послідовності чергування 1 і 0. Зверніть увагу, що в цьому випадку значення швидкості передачі даних в бодах і біт/сек збігаються.

У разі потенційного кодування спектр отримується безпосередньо з Формули Фур'є періодичної функції. Коли дискретні дані передаються зі швидкістю передачі n біт в секунду, спектр складається з постійної складової нульової частоти і нескінченного ряду гармонік частот $f_0, 3f_0, 5f_0$ і $7f_0$. де $f_0 = N / 2$. Амплітуди цих гармонік зменшуються досить повільно, з

коефіцієнтами $1/3$, $1/5$ і $1/7$. З амплітуди гармоніки f_0 (рисунок 1), з амплітуди частоти (рисунок 2), з амплітуди частоти 1.3 , а).

Як результат, спектр потенційних кодів вимагає широкої смуги пропускання для якісної передачі. Крім того, на практиці необхідно враховувати, що спектр сигналу постійно змінюється в залежності від даних, що передаються по лінії зв'язку.

Наприклад, якщо ви надсилаєте довгу послідовність нулів або одиниць, спектр зміститься до низьких частот, і в крайніх випадках передані дані складатимуться лише з одиниць (або лише нулів).

Якщо ви відправляєте 1 і 0 по черзі, постійна складова відсутня. В результаті спектр результуючого потенційного кодового сигналу при передачі будь-яких даних займає смугу від певного значення, близького до 0 Гц, приблизно до $7f_0$ (гармоніки частот вище $7f_0$ можуть бути знецінені через невеликий внесок в результуючий сигнал).

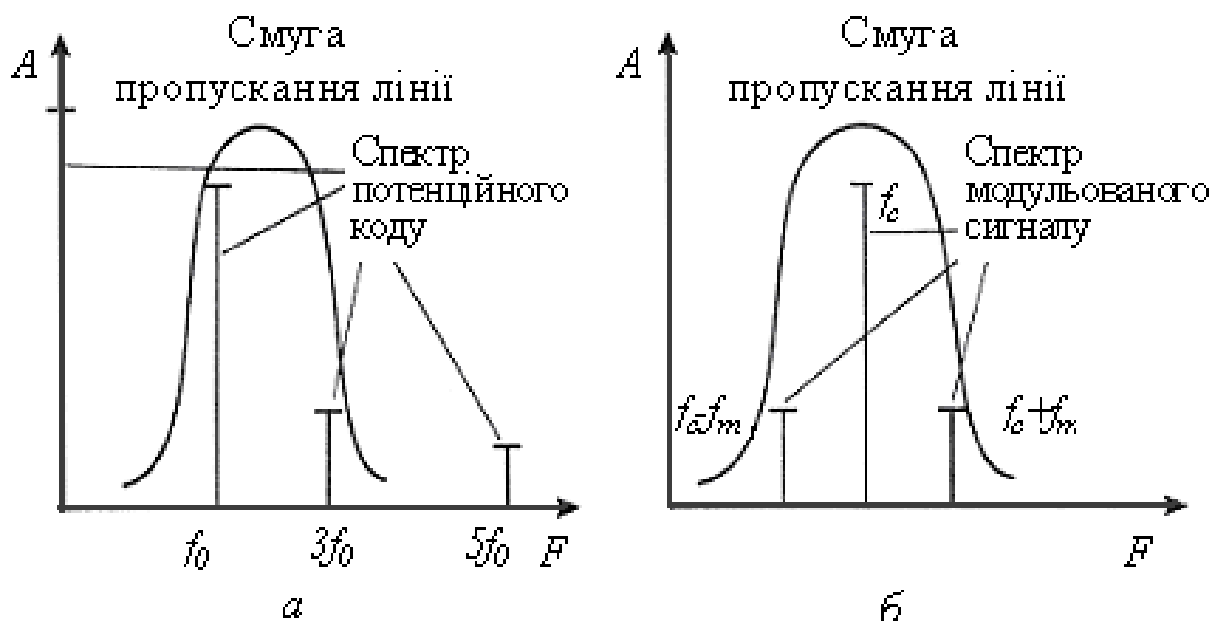


Рисунок 1.3 –Спектри сигналів при потенціальному кодуванні і амплітудній модуляції [7].

Для каналів з градацією частот верхня межа потенційного кодування досягається при швидкості передачі даних 971 біт в секунду, а смуга

пропускання каналу починається з 300 Гц, тому нижня межа прийнятний при будь-якій швидкості.

Як результат, потенційний код у каналі тональної частоти ніколи не використовується.[7]

При амплітудній модуляції спектр складається з синусоїдальної хвилі несучої частоти f_c і 2 бічних гармонік $(f_c + f_m)$ і $(f_c - f_m)$, де f_m - частота зміни інформаційних параметрів синусоїдальної хвилі, відповідна швидкості передачі даних при використанні 2 рівнів амплітуди (Рис. 1). 1.3, б).

Частота f_m визначає пропускну здатність лінії при використанні цього методу кодування. Невелика частота модуляції також зменшує ширину спектру сигналу (дорівнює $2f_m$), і якщо пропускну здатність більша або дорівнює $2f_m$, сигнал не буде спотворений лінією.

Для каналів тональної частоти ця схема модуляції прийнятна при швидкості передачі даних $3100/2 = 1550$ біт в секунду або менше. Якщо ви використовуєте 4 рівні амплітуди для представлення даних, пропускну здатність каналу збільшується до 3100 біт в секунду.

При фазовій і частотній модуляції ви можете бачити, що спектр сигналу складніший, ніж при амплітудній модуляції, оскільки тут формуються 2 або більше бічних гармонік, але вони розташовані симетрично щодо основної несучої частоти, і їх амплітуда швидко зменшується. Отже, ці типи модуляції також підходять для передачі даних по каналах тональної частоти.[8]

Комбінована схема модуляції використовується для збільшення швидкості передачі даних. Найбільш поширеним методом є квадратурна амплітудна модуляція (QAM). Ці методи засновані на комбінації фазової модуляції з 8 значеннями значень фазового зсуву і амплітудної модуляції з 4 рівнями амплітуди. Однак використовуються не всі з можливих 32 комбінацій сигналів.

Наприклад, у кодї TRELLIS дозволено лише 6, 7 або 8 комбінацій для представлення вихідних даних, а інші комбінації заборонені. Дуже великі і тривалі за часом.

Сигнал АМ формується, коли амплітуда коливання несучої змінюється пропорційно модульованому сигналу.

$$A_m(t) = A_{m0} + ku(t), \quad (1.3)$$

де A_{m0} – амплітуда несучого (немодульованого) коливання;

k – коефіцієнт пропорційності;

$u(t)$ – модулюючий (керуючий) сигнал.

Повна фаза АМ-сигналу змінюється як і повна фаза несучого коливання у часі за лінійним законом:[7]

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0, \quad (1.4)$$

де $\omega(t)$ та $\varphi(t)$ – кутова частота та початкова фаза несучого коливання.

Отже, математична модель АМ-сигналу записуємо у вигляді:[7]

$$s_{AM}(t) = A_m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0], \quad (1.5, a)$$

або з урахуванням (1.3) [7]:

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_{m0} + ku(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= A_{m0} \left[1 + \frac{ku(t)}{A_{m0}} \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (1.5, б)$$

1.5 Методи цифрової маніпуляції сигналів

Коли цифрові сигнали використовуються для передачі цифрової інформації, потрібне цифрове кодування для управління послідовністю прямокутних імпульсів відповідно до послідовності переданих даних.

При цифровому кодуванні використовується або потенційний код, або імпульсний код. При потенційному кодуванні рівень сигналу є кращим. Імпульсне кодування використовує або різницю рівнів (перехідне кодування), або полярність окремих імпульсів (однополярне, Полярне або біполярне кодування).

Двофазні коди призначаються окремим групам імпульсних кодів, де переходи з одного стану в інший обов'язково присутні в кожному бітовому інтервалі (не в таких кодах).

При використанні прямокутних імпульсів для передачі дискретної інформації необхідно вибрати метод кодування, який досягає декількох цілей одночасно:

- Має найменшу ширину спектра результуючого сигналу при тій же швидкості передачі даних;
- Забезпечує синхронізацію між передавачем і приймачем;
- Має здатність розпізнавати помилки;
- Низька вартість реалізації.

Більш вузький спектр сигналу забезпечує більш високі швидкості передачі даних по тій же лінії (з тією ж смугою пропускання). Крім того, потрібно, щоб спектр сигналу часто не мав постійної складової, тобто між передавачем і приймачем існував постійний струм. Зокрема, використання різних трансформаторних схем гальванічної розв'язки запобігає проходженню постійного струму.[9]

Синхронізація передавача і приймача необхідна для того, щоб точно знати, коли приймачу необхідно зчитувати нову інформацію з лінії зв'язку. Ця проблема частіше зустрічається в мережі, ніж при обміні даними між

блоками в комп'ютері або між щільно розташованими пристроями, наприклад, між комп'ютером і принтером.

На невеликій відстані схема, заснована на іншій тактильній лінії зв'язку, працює добре, тому інформація видаляється з лінії передачі даних тільки при надходженні тактового імпульсу. У мережі використання цієї схеми викликає труднощі через неоднорідність характеристик провідників в кабелі. На великих відстанях нерівномірна швидкість поширення сигналу може призвести до того, що тактові імпульси будуть надходити набагато повільніше або раніше відповідних сигналів даних, що призведе до пропуску або перезавантаження бітів даних. Ще одна причина, по якій мережа відмовляється від використання тактильних імпульсів, полягає в економії на дорогих кабельних провідниках.

Отже, в мережі використовується так званий самосинхронізується код, і його сигналом є наступний біт (або різке падіння сигналу в кілька біт, якщо код спрямований в 2 або більше станів сигналу (так званий фронт) служить хорошим індикатором синхронізації приймача і передавач.

При використанні синусоїди в якості несучого сигналу результуючий код має властивість самосинхронізації, оскільки зміна амплітуди несучої частоти дозволяє приймачу визначити момент, в який з'являється вхідний код.

Розпізнавання і корекцію спотворених даних важко виконати з використанням фізичного рівня, тому в більшості випадків це завдання виконується протоколом, який знаходиться поверх каналу, мережі, транспорту або додатки. З іншого боку, розпізнавання помилок на фізичному рівні відхиляється, як тільки приймач розпізнає помилковий біт у кадрі, замість того, щоб чекати, поки кадр повністю переміститься в буфер.

Крім того, при виборі методу кодування слід враховувати кількість таких вимог:

1. Спектр лінійного сигналу повинен бути досить вузьким і обмежений по частоті. Щоб обмежити діапазон частот, приймальний пристрій повинен мати меншу пропускну здатність і меншу потужність шуму.

Обмежуючи верхню частоту спектра сигналу, використання недорогих вузькосмугових волоконно-оптичних волокон (багаторежимних зі ступінчастим профілем показника заломлення), що обмежують нижню частоту спектра сигналу, усуває зміну рівня низькочастотної складової прийнятого сигналу.

Мінімальний вміст низькочастотних складових також дозволяє забезпечити стабільну роботу схеми стабілізації вихідної потужності джерела випромінювання в РОМ. Вузька смуга частот переданих сигналів спрощує вимоги до всіх електронних компонентів системи. Це також спрощує процес кодування, декодування, перетворення сигналів, пристроїв роздільної здатності та розподілу тактової частоти.

Слід зазначити, що швидкість передачі і смуга частот однозначно пов'язані співвідношенням:

$$F_{max}=B, \quad (1.6)$$

де B -швидкість передачі.

2. Код лінійного сигналу повинен забезпечувати можливість виділення змін тактової частоти, необхідних для пристроїв тактової синхронізації, які керують рішеннями електронного регенератора.

Найбільш надійна Синхронізація найбільш вигідна, коли кількість переходів рівнів, таких як 1me0 або 0me1 цифрового сигналу, тобто відсутня Довга послідовність з нуля і 1, спектр лінійного сигналу відповідає спектральної лінії тактового сигналу або кратний його частоті, в в цьому випадку це коливання відокремлює частоту синхронізації вузькосмугового фільтра безпосередньо від оптичного сигналу. (електричне перетворення) сприяє стабільній роботі системи синхронізації.

Якщо в коді для відправки інформації використовується двійкове посилання і символи 0 і 1 рівні, ймовірність послідовного появи N однакових символів дорівнює 2^{-N} . якщо велика кількість з n однакових серій букв не містить інформації про тактову частоту і система синхронізації недостатньо стабільна, одержувач може припуститися помилки при прийомі посилання.

Крім того, в цифрових системах передбачається, що для входу в синхронізацію після довгої послідовності ідентичних з'єднань має пройти певну кількість часу, протягом якого інформація повинна бути втрачена.

3. Код лінійного сигналу повинен володіти максимальною завадостійкістю, що дозволяє використовувати найдовшу ділянку відтворення.

4. Лінійні сигнальні коди повинні забезпечувати можливість контролю якості передачі (частоти помилок) в процесі експлуатації. Для цього на практиці використовуються коди, в яких в вихідну інформаційну послідовність вводяться додаткові символи і розміщуються в правильних і логічно обгрунтованих позиціях. У той же час кількість можливих послідовних ідентичних символів мінімізується або скорочується, а зміст низькочастотних складових в коді зменшується.

5. Код лінійного сигналу повинен бути досить простим для схемотехнічного рішення транскодера. Код лінійного сигналу повинен бути дворівневим.

Оскільки запропоновані вимоги до методів кодування суперечать одна одній, кожен із поширених методів цифрового кодування, обговорених нижче, має переваги та недоліки порівняно з іншими [9,10].

ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ

1. Встановлено, що існує 2 способи подання сигналу в залежності від області визначення: час і частота. У першому випадку сигнал представляється функцією часу, $i(t)$ характеризує зміну його параметрів. 2-й метод являє собою суму сигналів різних частот і амплітуд.

2. Визначається, що буде використовуватися аналогова, Цифрова та імпульсна модуляція. Аналогова модуляція: амплітудна модуляція, кутова модуляція, кодова модуляція сигналу, сигма-дельта модуляція. Цифрова модуляція (операція): амплітудна операція, фазова операція, частотна операція, квадратурна амплітудна операція та інші. Імпульсна модуляція: широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), імпульсно-кодова модуляція (PCM), частотно-імпульсна модуляція (ШІМ), фазово-імпульсна модуляція (FIM)[6].

РОЗДІЛ 2 ЕНЕРГЕТИЧНІ ПАРАМЕТРИ ЕФЕКТИВНОСТІ КОДУВАННЯ ЦИФРОВИХ КОДІВ

2.1 Канал зв'язку як фізичне середовище передачі даних

2.1.1 Загальні характеристики провідникових каналів зв'язку

Передача сигналу від точки передачі до точки прийому здійснюється через певне фізичне середовище, яке називається каналом зв'язку. Як правило, сигнал спотворюється перешкодами випадкового характеру [1].

Залежно від відстані між точками передачі і прийому і характеру інформації фізичне середовище і параметри сигналу розробляються таким чином, щоб забезпечити ефективну передачу інформації по лінії або каналу зв'язку.

Лінія зв'язку-це фізичне середовище, через яке передається електричний інформаційний сигнал. Фізичним середовищем передачі даних може бути кабель, тобто набір проводів, ізолюючих і захисних оболонки і з'єднувальних роз'ємів, а також атмосфера Землі або космічний простір, де поширюються електромагнітні хвилі.

У сучасних комп'ютерних мережах використовуються практично всі перераховані типи фізичних носіїв передачі даних, але найбільш перспективними є оптичні волокна. Сьогодні вони використовуються для побудови як магістралей великих територіальних мереж, так і високошвидкісних ліній зв'язку локальних мереж. Кручені пари також є популярним засобом передачі даних, що характеризується відмінним співвідношенням якості і вартості і простотою установки. За допомогою кручених пар кінцеві абоненти мережі зазвичай підключаються на відстані до 100 метрів від концентратора.

Супутникові канали і бездротовий зв'язок найчастіше використовуються, коли кабельні з'єднання недоступні — наприклад, при проходженні по каналах, що проходять через малонаселені райони, або при

спілкуванні з користувачами мобільної мережі, такими як водії вантажівок, на обходах лікарів і т.д. [3].

2.2 Типи кабелів

Фізичним засобом передачі сигналу на основі провідних ліній зв'язку є:

* Коаксіальний кабель (2 типи):

- Тонкий коаксіальний кабель;
- Товстий коаксіальний кабель.

* Вита пара (2 основних типи):

- Незахищена вита пара (Unprotected twisted pair-UTP);
- Вита пара з екраном (twisted pair with shield-STP).

* Волоконно-оптичний кабель (2 типи):

- Багатомодовий кабель (fiber optic cable multimode);
- Одномодовий кабель (single mode of fiber optic cable).

Як матеріали для дротяних ліній зв'язку використовують:

- Діаметр сталі 1.5; 2.0; 2.5; 3.0; 4.0; 5.0 мм;
- Діаметр міді: 3,0; 4,0 мм;
- Біметалічні (сталь марки міді BSM - 1 і BSM-2) діаметром -1,6; 2,0; 3,0; 4,0 мм
- Біметалічні (сталь алюмінієва) діаметром 3,6 і 4,8 мм.

Діаметр мідної жили для кабельної лінії вибирається з ряду 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9; 1,2; 1,4 щоб отримати алюмінієву жилу, опір якої еквівалентно мідному, її діаметр необхідно збільшити в 1,3 рази [14].

Коаксіальний кабель має асиметричну конструкцію і складається з мідного сердечника, ізоляції того, що його оточує, екрану у вигляді металевої обплетення і зовнішньої оболонки. Якщо кабель, крім металевої коси, має ще один шар фольги, його називають кабелем з подвійним екрануванням. При наявності сильних перешкод можна використовувати кабель, в 4 рази

перевищує екранує. Він складається з подвійного шару фольги і подвійного шару металевої обплетення.

Існує кілька типів коаксіальних кабелів, що відрізняються характеристиками та сферами застосування, такими як локальні мережі, глобальні мережі та кабельне телебачення. Спочатку саме коаксіальні кабелі стали засобом передачі даних для локальної комп'ютерної мережі (10Base-5 і 10Base-2; див.малюнок). 2.2).

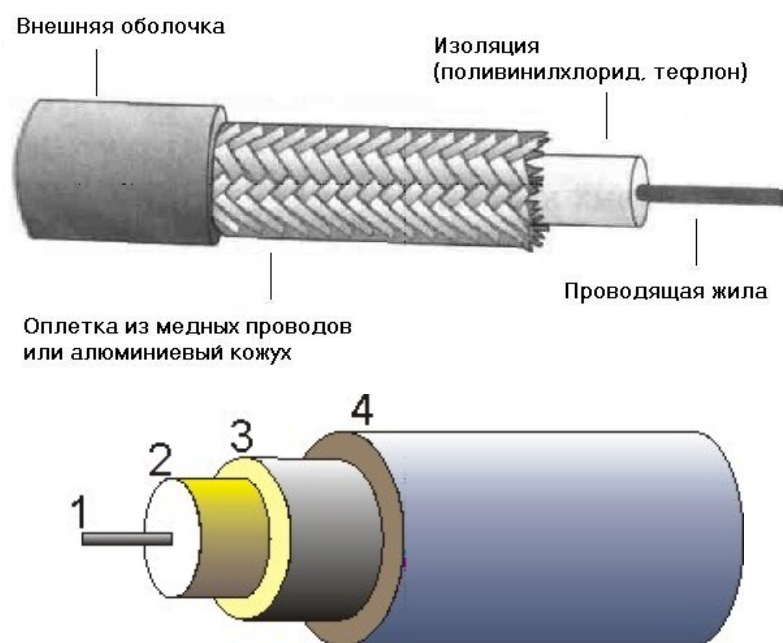


Рисунок 2.1 –Коаксіальний кабель [14]: 1 - центральний провідник;
2 - ізолятор; 3 - провідник-екран; 4 - зовнішній ізолятор

Волоконно-оптичні кабелі (оптичні волокна) складаються з тонких (5-60 мкм) волокон, по яких поширюються оптичні сигнали. Це тип кабелю найвищої якості-він забезпечує передачу даних на дуже високих швидкостях (до 10 Гбіт/сек і вище), крім того, він забезпечує захист даних від зовнішніх перешкод краще, ніж інші типи носіїв передачі.

Вита пара-це кабель на основі міді, який розділяє і з'єднує 1 або більше пар провідників. Кожна пара складається з 2 ізольованих мідних проводів, скручених разом (рис. 1). 2.4-малюнок. 2.7).

Кожна пара має свою власну колірну гамму:

- Синій / білий для 1-ї пари,
- Помаранчевий / Білий - для 2-й,
- Зелений / білий - для 3-й,
- Коричневий / білий - для 4-й.

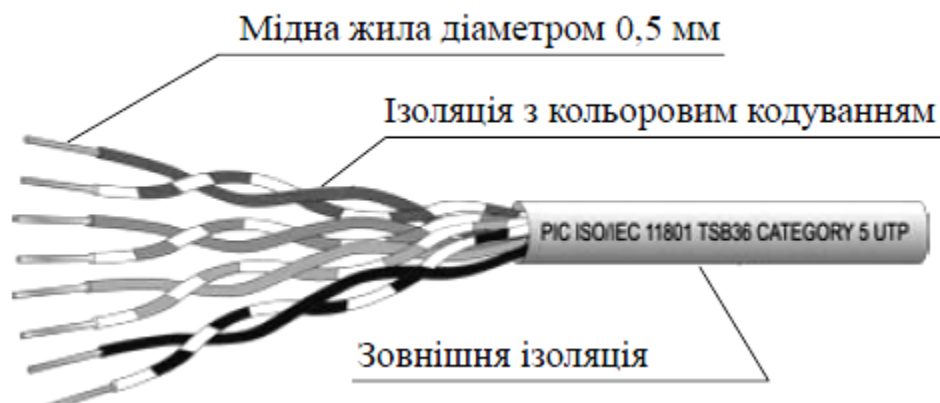


Рисунок 2.2 – Unshielded Twisted Pair (UTP) – неекранована вита пара [17].

Кабель складається з 1 або більше пар проводів з пластиковою ізоляцією. Кабелі UTP широко використовуються, оскільки вони гнучкі і займають значно менше місця, ніж кабелі інших типів.

2.3 Основні характеристики ліній зв'язку

Основними характеристиками лінії зв'язку є::

- Амплітудно-частотна характеристика;
- Смуга пропускання;
- Загасання;
- Завадостійкість;
- Перехресне посилення на ближньому кінці лінії;
- Смуга пропускання;
- Надійність передачі даних;
- Вартість одиниці виміру.

В першу чергу розробників комп'ютерних мереж цікавлять пропускна здатність і надійність передачі даних, оскільки ці характеристики безпосередньо впливають на продуктивність і надійність мережі, в якій вони створюються. Пропускна здатність і надійність є характеристиками як ліній зв'язку, так і методів передачі даних. Отже, якщо спосіб передачі (протокол) вже визначений, то ці характеристики також відомі. Наприклад, пропускна здатність цифрової лінії завжди відома, оскільки визначено протокол фізичного рівня, який встановлює швидкість передачі даних (64 Кбіт/сек, 2 Мбіт/сек тощо)[18].

Але до того, як буде визначено протокол фізичного рівня, неможливо говорити про пропускну здатність лінії зв'язку. У таких випадках, коли необхідно лише визначити, який із багатьох існуючих протоколів може бути використаний на певній лінії, інші характеристики лінії, такі як пропускна здатність, перехресний зв'язок, стійкість до перешкод та інші характеристики, є дуже важливими.

Пропускна здатність-це суттєва характеристика каналу зв'язку, яка визначається обсягом інформації, який може бути переданий за одиницю часу.

Зв'язок між пропускну здатністю лінії та її максимальною пропускну здатністю був встановлений Клодом Шенноном [18], незалежно від прийнятого методу фізичного кодування:

$$C = F \times \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_z} \right), \quad (2.1)$$

де C – максимальна пропускна здатність лінії в бітах в секунду;

F – ширина смуги пропускання лінії в герцах;

P_c – потужність сигналу;

P_z – потужність завад.

Без врахування завад дану формулу можна записати [18]:

$$C = 2 \times F \times \log_2 M, \quad (2.2)$$

де M – кількість різних станів інформаційного параметру.

Існує різниця між структурою (модуляцією) і швидкістю передачі інформації. Структура швидкості вимірюється в бодах, тобто кількості змін дискретних сигналів за одиницю часу. Швидкість передачі інформації-це кількість бітів інформації, що передаються за одиницю часу, вимірюється в бітах в секунду (біт/сек)[18].

Для визначення характеристик лінії зв'язку часто використовується аналіз її відгуку на конкретну опорну дію. Такий підхід дозволяє дуже просто і однакою чином визначати характеристики ліній зв'язку будь-якого характеру, не вдаючись до складних теоретичних досліджень. У більшості випадків в якості опорних сигналів для вивчення реакції ліній зв'язку використовуються синусоїдальні сигнали різної частоти. Це пов'язано з тим, що цей тип сигналу часто зустрічається в техніці і може використовуватися для представлення будь-якої функції часу, як в безперервному процесі звукової вібрації, так і в прямокутному імпульсі, що генерується комп'ютером.



Рисунок 2.3 – Амплітудно-частотна характеристика [19].

Знання амплітудно-частотної характеристики суцільної лінії дозволяє нам визначити форму вихідного сигналу практично для будь-якого вхідного сигналу. Для цього знайдіть спектр вхідного сигналу, Перетворіть амплітуду складових гармонік відповідно до амплітудно-частотної характеристики, а потім побудуйте перетворені гармоніки.

Смуга пропускання являє собою безперервний діапазон частот, в якому відношення амплітуди вихідного сигналу до вхідного перевищує задану межу, зазвичай 0,5. Тобто смуга пропускання визначає діапазон частот синусоїдального сигналу, в якому цей сигнал передається по лінії зв'язку без істотних спотворень. Знання смуги пропускання в деякому наближенні дає ті ж результати, що і знання амплітудно-частотної характеристики. Як показано нижче, смуга пропускання має найбільший вплив на максимально можливу швидкість передачі інформації по лінії зв'язку. Саме цей факт відображений в англійському еквіваленті цього терміна (width) [19, 20].

Загасання визначається як відносне зменшення амплітуди або потужності сигналу при передачі сигналу певної частоти по лінії. Таким чином, загасання являє собою єдину точку з амплітудно-частотною характеристикою лінії. Часто при роботі з лінією ми заздалегідь знаємо основну частоту переданого сигналу, тобто частоту, на якій гармоніки мають найбільшу амплітуду і потужність. Отже, щоб приблизно оцінити спотворення сигналу, що передається по лінії, досить знати загасання на цій частоті. Використовуючи знання загасання на деяких частотах, що відповідають деяким основним гармонікам переданого сигналу, можлива більш точна оцінка.

Загасання а зазвичай вимірюється в децибелах (дБ, децибел-дБ) і обчислюється за допомогою наступного рівняння [19]:

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}, \quad (2.3)$$

де $P_{\text{вих}}$ - потужність сигналу на виході лінії, $P_{\text{вх}}$ - потужність сигналу на вході лінії.

Загасання в кабелі завжди негативне, оскільки вихідна потужність кабелю без проміжного підсилювача завжди менше вхідної потужності.

Наприклад, кабель витої пари категорії 5 має загасання не менше -100 дБ на частоті 23,6 МГц при довжині кабелю 100 м. Частота 100 МГц була обрана тому, що кабелі цієї категорії призначені для високошвидкісної передачі даних, і їх сигнали мають значні гармоніки на частоті близько 100 МГц. Кабелі категорії 3 призначені для низькошвидкісної передачі даних, тому визначається загасання на частоті 10 МГц (-11,5 дБ або більше). Часто використовується абсолютне значення загасання без вказівки знака.

Таким чином, амплітудно-частотна характеристика, смуга пропускання і загасання є універсальними характеристиками, і їх знання дозволяє зробити висновок про те, як сигнали будь-якої форми передаються по лініях зв'язку [19].

Смуга пропускання залежить від типу лінії і її довжини. На малюнку 3 показана смуга пропускання різних типів ліній зв'язку та діапазон частот, які найчастіше використовуються в комунікаційних технологіях.

Смуга пропускання (throughput) лінії характеризує максимально можливу швидкість передачі даних по лінії зв'язку. Пропускна здатність вимірюється в бітах в секунду-бітах в секунду і в похідних одиницях, таких як кілобіти в секунду (Кбіт/сек), Мегабіти в секунду (Мбіт/сек) і Гігабіти в секунду (Гбіт/сек).

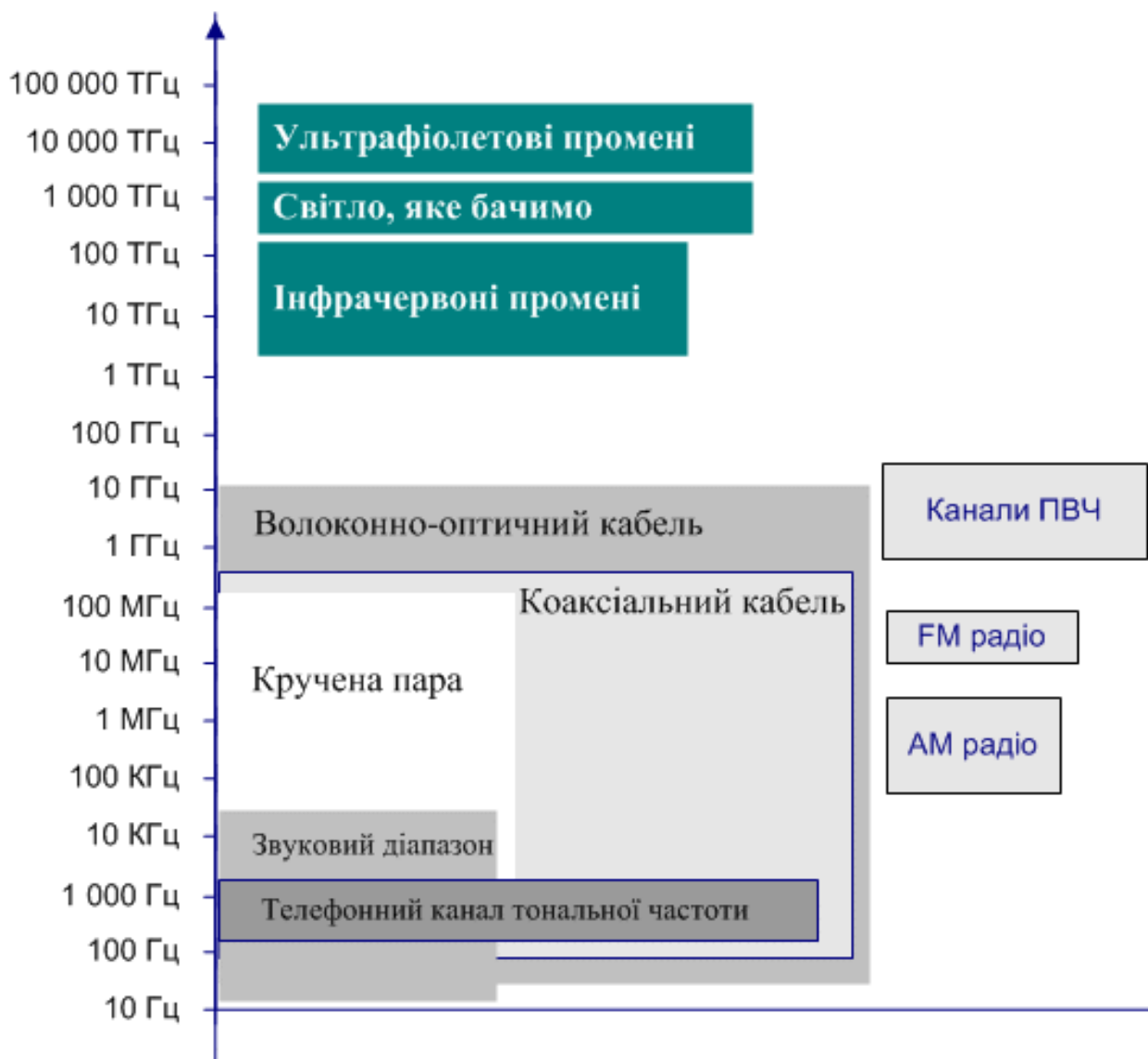


Рисунок 2.4 – Смуги пропускання ліній зв'язку і популярні частотні діапазони [19].

Смуга пропускання лінії зв'язку залежить не тільки від таких характеристик, як амплітудна і частотна характеристика, але і від спектру переданого сигналу. Якщо значущі гармоніки сигналу (тобто гармоніки, амплітуда яких в основному сприяє отриманому сигналу) потрапляють у пропускну здатність лінії, такий сигнал достатньо передається по цій лінії зв'язку, і приймач може правильно розпізнати інформацію, що передається по лінії передавачем. Якщо значні гармоніки перевищують пропускну здатність лінії зв'язку, сигнал буде значно спотворений, тому приймач допустить

помилку при розпізнаванні інформації. Це означає, що інформація не може бути передана по певній смузі пропускання.

2.4 Особливості основних методів кодування цифрової інформації

Перед кожним методом кодування і подання дискретної інформації були встановлені деякі з вищевказаних вимог. Однак, на додаток до цього, кожен з існуючих в даний час методів має як свої переваги, так і недоліки і може бути реалізований більш ефективно в їх конкретних умовах передачі.

2.4.1 Кодування, яке не повертається до нуля

Потенційне кодування, також відоме як кодування з нульовим поверненням (NRZ) (рис. 1). 1.4.). При надсиланні нуля він надсилає потенціал, встановлений у попередньому такті (тобто не змінює його), а при надсиланні 1 він змінює потенціал на протилежний. Цей код називається потенційним кодом (NRZI) з інверсією 1. Це корисно, коли наявність 3-го рівня сигналу вкрай небажано, наприклад, в оптичному кабелі, де розпізнаються тільки 2 сигналу - світлий і темний.

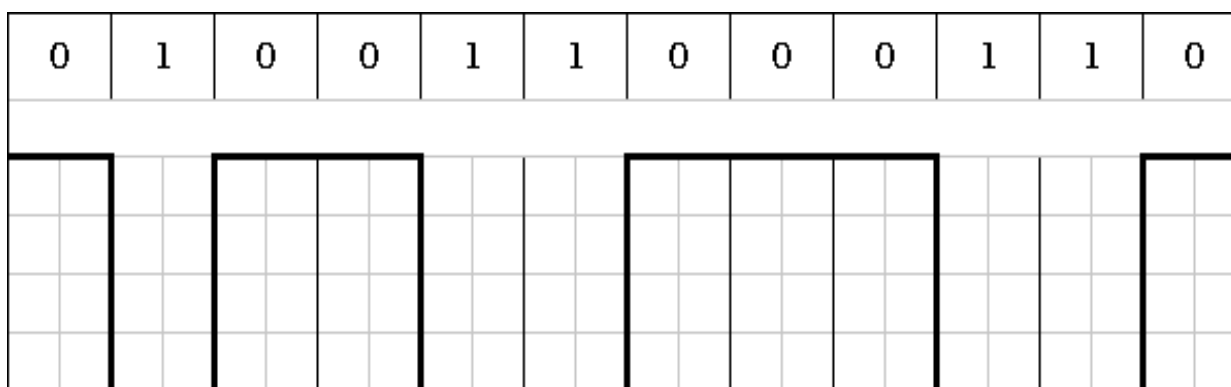


Рисунок 2.5 – Потенційний код NRZ [12].

Для передачі одиниць і нулів використовуються два стійко розрізнявальних потенціали:

- біти 0 представляються значенням U (В);
- біти 1 представляються нульовою напругою (0 В).

Тим не менш, використовуються різні модифікації коду NRZ, в яких частково усувають як погану самосинхронізацію, так і наявність постійної складової, серед них потенційний код NRZI (Рис. 1.5.).

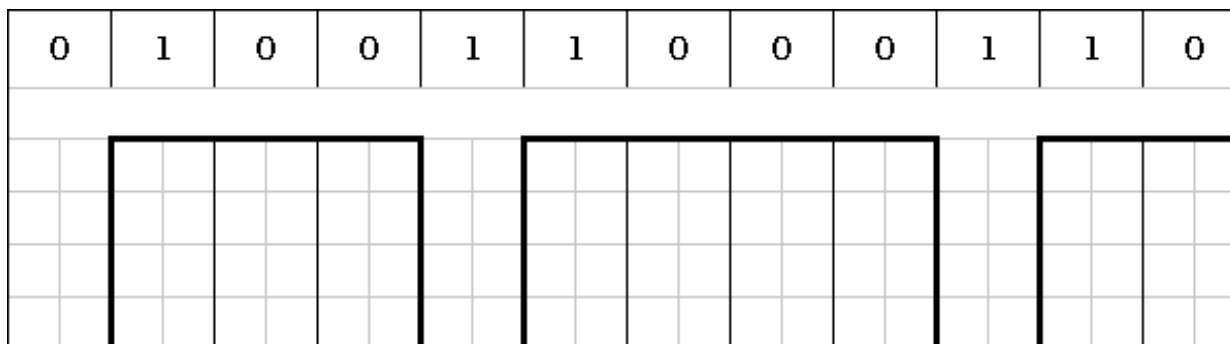


Рисунок 2.6 – Потенційний код NRZI[12].

При передачі серії одиниць, на відміну від інших методів кодування, сигнал не повертається до нуля протягом тактового циклу. Тобто зміна сигналу відбувається під час однієї передачі, і передача нуля не призводить до зміни напруги.

Переваги методу NRZ:

- Простота реалізації.
- Цей метод має хорошу здатність розпізнавання помилок (завдяки наявності двох різко характерних потенціалів);
- Основна гармоніка f_0 має досить низьку частоту (рівну $n/2$ Гц, де n - швидкість передачі даних [біт / сек] для дискретної передачі даних), що призводить до вузького спектру.

Недоліки методу NRZ:

- Цей метод не має властивості самосинхронізації. Навіть при використанні високоточного тактового генератора частоти 2-х генераторів не будуть повністю ідентичні, тому приймач може помилитися у виборі моменту захоплення даних. Отже, при високих швидкостях обміну даними і довгих послідовностях 1 або 0 невеликі невідповідності тактової частоти

можуть викликати помилки протягом усього такту і, отже, можуть виникати неправильні показання бітового значення.

- Наявність низькочастотних складових, які наближаються до постійного сигналу при передачі довгих послідовностей з 1 і 0. З цієї причини багато ліній зв'язку, які не забезпечують прямого гальванічного з'єднання між приймачем і джерелом, не підтримують цей тип кодування. Отже, в мережі код NRZ в основному використовується у вигляді його різних модифікацій, що усувають як відсутність самосинхронізації коду, так і проблему постійних компонентів [10,12].

2.4.2 Кодування з поверненням до нуля

Код RZ-це код, який повертається до нуля через тактові інтервали. Одиниця відправляється в комбінації 10, а 0 відправляється в комбінації 00. Кожен біт передається за допомогою 3 рівнів напруги.

Недоліки: потрібно швидкість в 2 рази вище звичайної.

Переваги: повернення до нуля при відправці кожного блоку покращує синхронізацію при наявності великої кількості блоків, але синхронізація може завершитися збоєм при наявності довгої послідовності нулів.

2.4.3 Манчестерське кодування

У Манчестерському кодуванні (рис. 2.7.) кожен такт ділиться на 2 частини. Інформація кодується потенційним стрибком в середині кожного такту. Одиниця кодується різницею від низького рівня сигналу до високого рівня сигналу, а нуль є зворотною різницею. На початку кожного тактового циклу може статися збій в службових сигналах, якщо необхідно послідовно представити кілька 1 або 0.

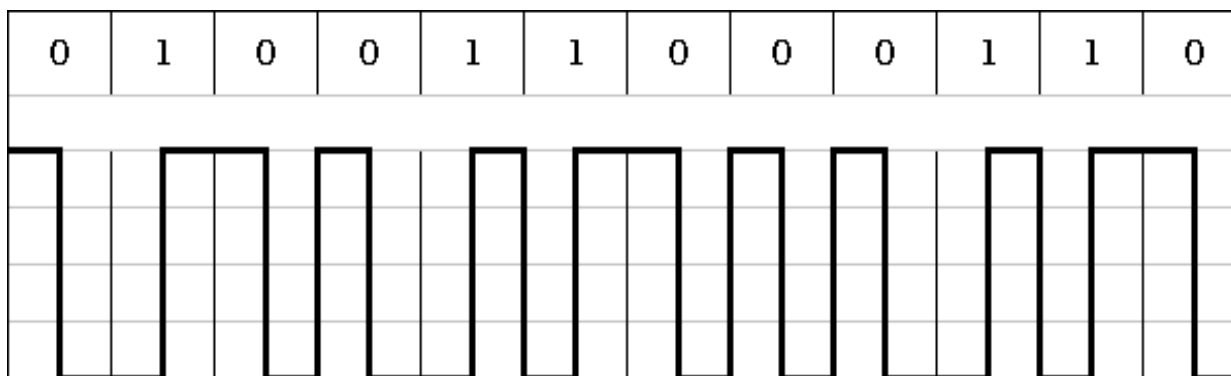


Рисунок 2.7 – Манчестерське кодування[12].

Перевага :

- Оскільки сигнал змінюється щонайменше 1 раз за такт передачі 1 біта даних, манчестерський код володіє хорошими характеристиками самосинхронізації.

- У манчестерському коді немає постійної складової (вона змінюється з кожним тактовим циклом), основні гармоніки в гіршому випадку (якщо ви відправляєте послідовність з 1 або 0) мають частоту N Гц, а в кращому випадку (якщо ви відправляєте 1 і 0 поперемінно) - $N/2$ Гц, як NRZ.

Недостатки :

В середньому спектральна ширина Манчестерського кодування в 2 рази перевищує ширину NRZ-кодування [11,12].

2.4.4 Диференціальне манчестерське кодування

Використовуючи диференціальне манчестерське кодування (рис. 2.8), рівень сигналу може бути змінений двічі протягом бітового інтервалу (час передачі 1 біт). У середині інтервалу завжди відбувається зміна рівня, і ця різниця використовується для синхронізації. Ви можете бачити, що існує різниця в рівні при відправці нулів на початку бітового інтервалу, і такої різниці немає при відправці 1.

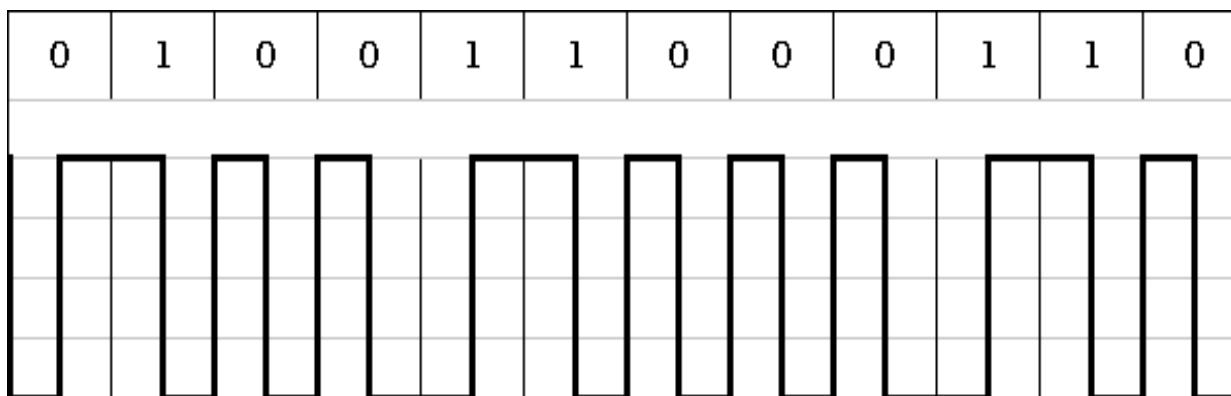


Рисунок 2.8 – Диференціальне манчестерське кодування[12].

Наявність завжди у середині такту перепаду (для синхронізації) є безумовною перевагою.

2.4.5 Біполярний код АМІ

АМІ-код (Рис.2.9) використовує наступне представлення бітів:

- біти 0 представляються нульовою напругою (0 В);
- біти 1 представляються по чергово значеннями $-U$ або $+U$ (В).

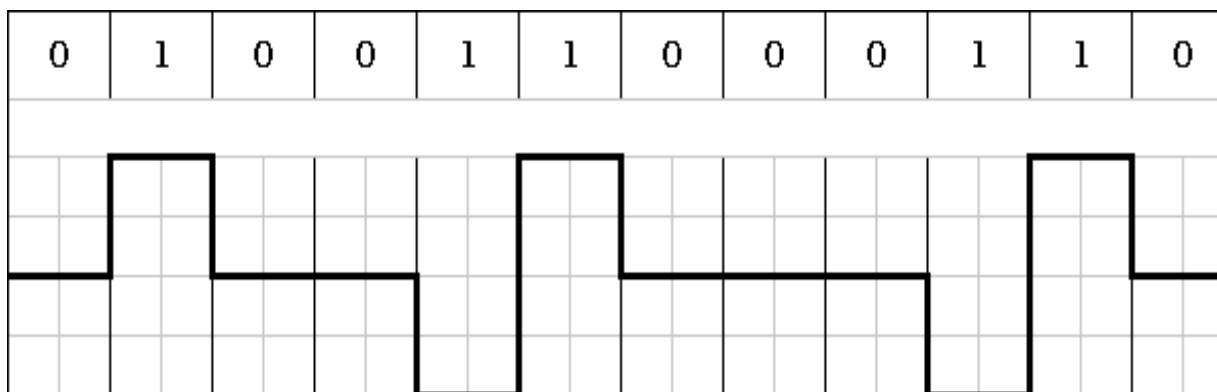


Рисунок 2.9 – Біполярний код АМІ [12].

Загалом, при різних комбінаціях бітів у лінії АМІ-код має більш вузький спектр сигналу, ніж NRZ-код, і, отже, більш високу смугу пропускання лінії.

Перевага :

- АМІ-код володіє хорошими характеристиками синхронізації при відправці серії блоків.

- Відносно простий у реалізації.

Недостатки :

- Обмежене кількість нулів у потоці даних, оскільки довгі послідовності нулів призводять до втрати синхронізації.

- Використовуйте 2 рівні сигналу замість 3 на лінії. На додатковому рівні потужність передачі повинна бути збільшена приблизно на 3 дБ, щоб забезпечити таку ж надійність прийнятих бітів в лінії.

- в 2 рази більше кількості бітів вихідного сигналу, тобто невелика Надмірність [12].

2.4.6 потенційний код 2B1Q

Код 2B1Q (рис. 2.10) відправляє пару бітів з інтервалом в 1 біт. Кожна можлива пара збігається зі своїм власним рівнем можливостей. Пара 00 відповідає потенціалу -2,5 В, 01 відповідає -0,833 В, код 11 до +0,833 В і код 10 до +2,5 В.

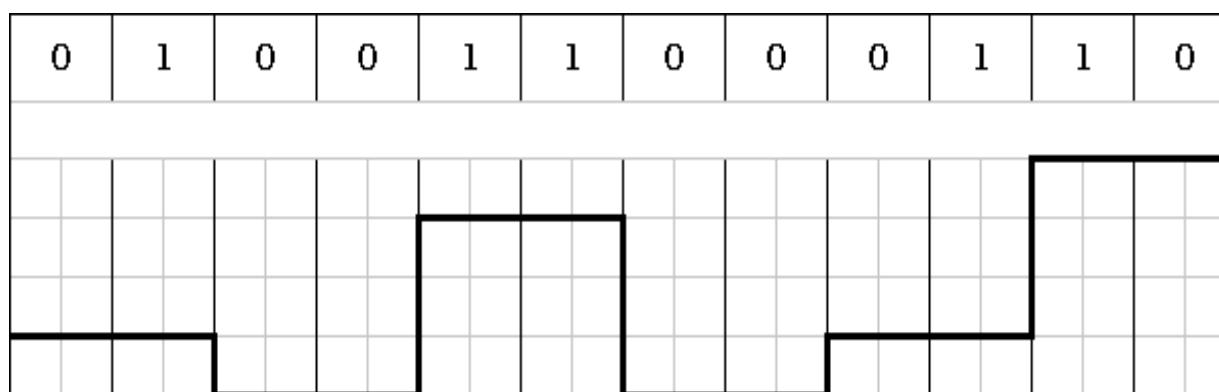


Рисунок 2.10 – Потенційний код 2B1Q [12].

Перевага методу 2B1Q полягає в тому, що швидкість передачі сигналу цього методу в 2 рази нижча, ніж швидкість передачі сигналу кодів NRZ та АМІ, а спектр сигналу в 2 рази вузький. Таким чином, за допомогою коду 2b1q ви можете надсилати дані в 2 рази швидше по одному ряду.

Недоліки методу 2B1Q:

– для реалізації цього методу потрібен більш потужний передавач і більш складний приймач, і необхідно розрізняти 4 рівні. [6]

2.4.7 Код 1HDB3

Код HDB3 виправляє 4 послідовні нулі у вихідній послідовності. Правила генерації коду такі: на кожні 4 нуля він замінюється 1 буквою з сигналами не менше 4 В. для придушення певних компонентів полярність сигналу V чергується з безперервною заміною. Існує 2 способи його заміни. 1) якщо вихідний код містить непарну кількість одиниць вимірювання перед заміною, використовується послідовність $000V$, а якщо вона парна, використовується $100V.V$ - сигнал одиниці виміру з заборонною полярністю цього сигналу. Як і у випадку AMI, лише кодування послідовності з 4 нулів замінюється кодами $v, 0, 0,- V$ або $+V, 0, 0$ та $+V$, залежно від фази перед сигналом.

Перевага коду HDB3 полягає в тому, що він забезпечує більшу щільність імпульсів у потоці та забезпечує кращі параметри синхронізації сигналу.

2.4.8 MLT-3.

MLT-3 multi Level Transmission-3 (багаторівнева передача) являє собою схему кодування, що використовує 3 рівня сигналу. Метод заснований на циклічному перемиканні на рівнях $-U, 0$ і $+U$. як і в разі методу NRZ, передача "нуля" не змінює сигнал. Для найбільш частого перемикання рівня (Довга послідовність одиниць вимірювання) для завершення циклу потрібно 4 переходу. Цей метод був розроблений Cisco Systems для використання в мережах FDDI на основі міді, відомих як Cddi. Він також використовується в fast Ethernet 100BASE-TX.

Перевага :

- Завдяки наявності чотирьох переходів можна збільшити несучу частоту в чотири рази до тактової частоти, можна використовувати мідний дріт в якості середовища передачі.

- Наявність 3 рівнів сигналу.

Недоліком коду MLT-3 є відсутність синхронізації. Ця проблема вирішується за допомогою перетворень даних, які виключають можливість довгої послідовності нулів і час синхронізації [12].

2.5 QPSK-коди

2.5.1 Ієрархічна модуляція

Ієрархічна модуляція - це технічний прийом, що дає змогу роздільно обробляти в одній смузі частот модуляції частину бітів як QPSK за фактично використовуваної модуляції 16 QAM, 64 QAM та інших. Призначення такого опрацювання полягає в тому, щоб отримати вищу завадостійкість під час вилучення найбільш значущої частини інформації. Сутність ієрархічної модуляції полягає в такому виборі параметрів сигнальних векторів, що призводить до утворення в цифровому потоці двох або більше віртуальних каналів із різною швидкістю передавання, завадозахищеністю і, відповідно, зоною обслуговування. Характеристики віртуальних каналів визначаються різними комбінаціями точок у сигнальному просторі та різними швидкостями кодування.

Під час впливу перешкод змінюються амплітуда і фаза сигналів. У результаті змінюється значення сигналу - прийнятий сигнал відрізняється від переданого. Що нижче відношення сигнал/шум, то вища ймовірність помилок і вища ймовірність переходу сигналу в інший квадрант.

У сузір'ї 64 QAM у межах одного квадранта під дією перешкод змінюються тільки молодші біти інформації, а старші залишаються однаковими (рис. 1). Виділивши два старші біти інформації, виходить сузір'я, що нічим не відрізняється від QPSK (рис. 2.11).

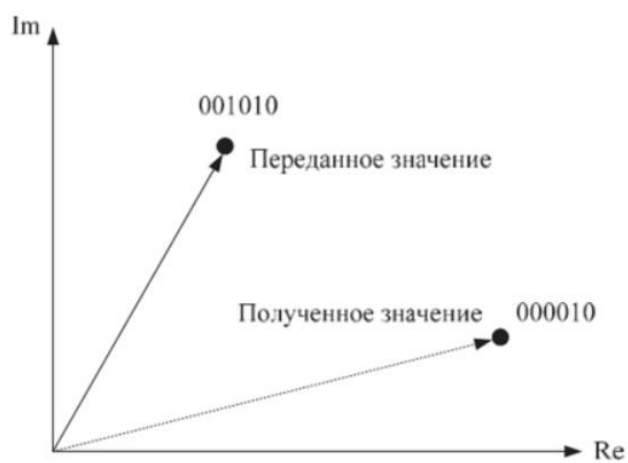
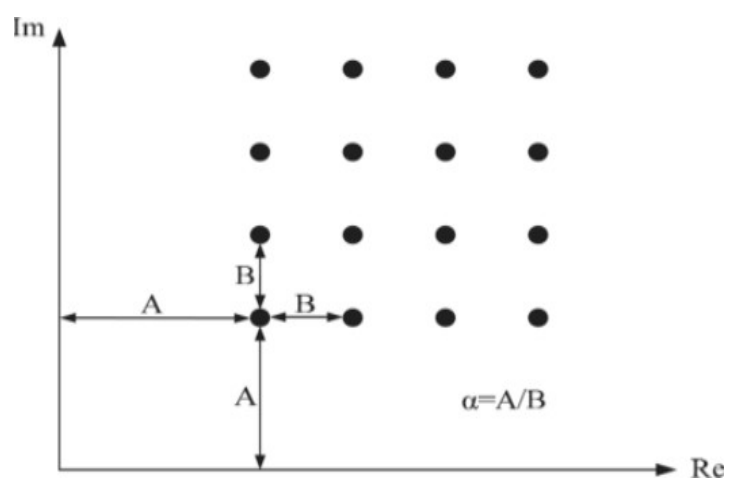


Рисунок 2.11 –Зміна значення сигналу під дією перешкод (64 QAM)



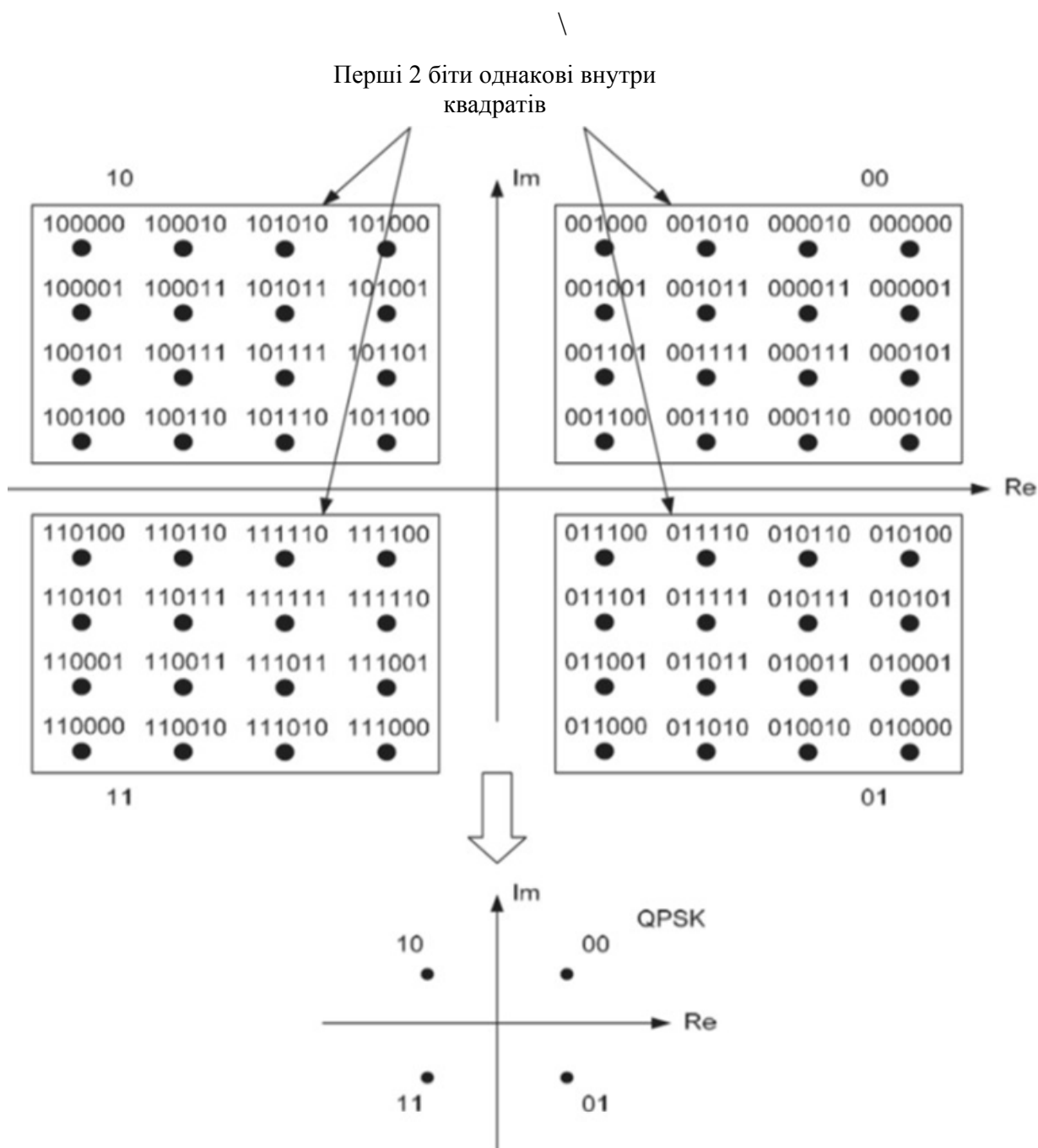


Рисунок 2.12 – Поєднання QPSK (знизу) і 64 QAM (зверху) в ієрархічній модуляції

Ієрархічна модуляція може бути однорідною і неоднорідною. У сузір'ї однорідної ієрархічної модуляції відстані між символами та від крайніх символів до осей дорівнюють, у неоднорідній їхнє відношення α дорівнює величині, яка може набувати значень 2 або 4 (рис. 2.11). Для однорідної модуляції значення α завжди дорівнює 1.

Зміна α дає змогу перерозподілити надійність доставки (схильність до завад) між потоками високого і низького пріоритетів. Річ у тім, що при збільшенні α зростає відстань між точками сузір'я різних квадрантів і зменшується відстань між точками сузір'я однакових квадрантів. Тому при збільшенні α збільшується надійність доставки потоку високого пріоритету і зменшується низького [1].

2.5.2 Кругова квадратурна амплітудна модуляція квадратури

Звичайним квадратним групам QAM притаманні характеристики, які передбачають значні складнощі під час реалізації CPE (Carrier Phase Estimation - оцінка фази несучих) у когерентних системах. Сузір'я кругового QAM (CQAM) забезпечують вищу гнучкість, оскільки вони можуть бути побудовані з довільним розподілом фази сигнальних точок, кількістю кіл амплітуди і кількістю сигнальних точок у колі [3]. Характеристики CQAM можуть бути оптимізовані та розроблені для підвищення стійкості як до фазового, так і до адитивного шуму [4, 6]. Така гнучкість дає змогу досліджувати оптимальні комбінації для різних сценаріїв, які можуть навіть перевершити квадратичну QAM. Крім того, характеристики C-mQAM можуть використовуватися для реалізації CPE у простому приймачі з прямим зв'язком, який не потребує додаткових етапів для адаптації сукупності або складної апаратної реалізації [4].

Побудову сузір'їв C-mQAM можна проілюструвати на прикладі сузір'я C-16QAM, що має 16 (4/4/4/4) сигнальних точок, розподілених по 4 колах амплітуди (на відміну від квадрата 16QAM, що має 4/8/4 сигнальних точок, розподілених по 3 колах амплітуди). Усередині кожного кола існує постійний поділ фаз $\pi/2$ між символами, і кожне наступне коло обертається на $\pi/2$. Таким чином, C-16QAM має 16 сигнальних точок, розподілених за 8 можливими фазовими положеннями і 4 рівнями амплітуди, як показано на рис. 4 (а). Радіуси кіл амплітуди неоднорідні, щоб гарантувати, що відстань між сусідніми сигнальними точками близька до мінімальної відстані між

сигнальними точками в найменшому колі. Оскільки для C-16QAM кількість сусідніх сигнальних точок для даної сигнальної точки не дорівнює або є меншою за кількість бітів на символ ($m = 4$), схему відображення Грея не можна реалізувати, як для квадратного QAM [5]. Замість цього для C-mQAM сигнальне сузір'я формується з точки в першому колі амплітуди з найменшою фазою, що дорівнює 0. Подальше відображення призначається шляхом збільшення номера символу проти годинникової стрілки, а потім від кола найменшої амплітуди до найбільшого, як показано на рис. 4а. Розташування точок на сигнальному сузір'ї для C-64QAM показано на рис. 4б.

Загалом, кругові сузір'я високого порядку C-mQAM будуються за допомогою простого набору правил [8, с. 22]:

1) Кількість кіл у вигляді $N_k = 2(\beta/2)$, де b - кількість біт у символі, а $(\beta/2)$ - це перехід до наступного цілого числа.

2) Кількість сигнальних точок сузір'я на коло визначається як $N_p = 2m/N_k$, де m - кількість біт на символ.

3) Додатковий фазовий зсув для парних кіл сузір'їв визначається як $\varphi_{\sigma\eta\phi\tau} = \pi / N_p$.

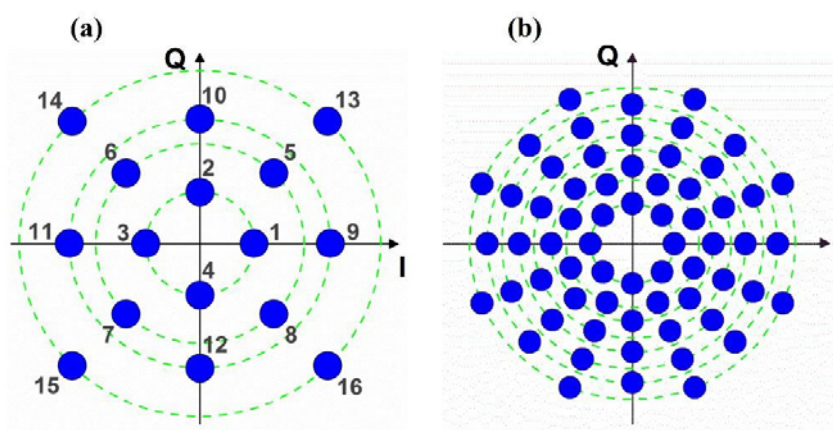


Рисунок 2.13 – Сузір'я CQAM: (a) C-16QAM, (b) C-64QAM

2.5.3 Параметрична квадратурна амплітудна модуляція з квадратурою

Сімейство параметричної квадратурної амплітудної модуляції (QAM), що називається θ -QAM, яке містить інші відомі сузір'я, такі як квадратний QAM (SQAM) і трикутний QAM (TQAM), як окремі випадки. Універсальна структура θ - угруповання сигналів QAM, що виникає через зміну кута між сигнальними точками, призводить до досягнення мінімуму частоти помилок бітів (BER) за обмеження середньої потужності.

За підсумками роботи [2] було встановлено, що оптимальні сузір'я утворюють решітку майже рівносторонніх трикутників, які забезпечують поліпшення SNR на 0,5 дБ порівняно зі звичайними форматами сузір'їв QAM, з огляду на канали адитивного білого гауссовського шуму (далі - АБГШ).

Теоретичне дослідження спрямоване на забезпечення розуміння компромісу між складністю та продуктивністю по каналах АБГШ і завмираннями цієї схеми параметричної модуляції, яка включає практичні випадки TQAM і SQAM як особливі випадки. Для початку розглядається констеляція M-SQAM, де двійкові дані відображаються за допомогою двох координат (x_m, y_n) , кожна з яких утворює переданий символ $s_{m,n}$ і повністю M векторів символів s_p , де $p = 1, \dots, M$; $M = 4 \cdot k$; $k \in \mathbb{Z} + u\{m, n\} \in [1, \dots, \sqrt{M}]$.

Структура сузір'я проілюстрована на рис. 5, на якому $M = 16$. Символи SQAM розміщуються по кутах квадратів зі стороною $2d$. Таким чином, евклідова відстань між будь-якими двома сусідніми символами дорівнює $2d$, де d залежить від порядку модуляції M і змінюється відповідним чином, так що загальна середня енергія сузір'я залишається рівною E_{av} .

У сузір'ях сімейства θ -QAM відстані між символами такі:

$$D(s_{m,n}, s_{m,n+1}) = 2d, n = 1, \dots, \sqrt{M} - 1$$

$$D(s_{m+1,n}, s_{m,n}) = 2d, m = 1, \dots, \sqrt{M} - 1$$

Однак символи лежать не по краях квадрата, а по кутах рівнобедрених трикутників; симетрія сузір'я щодо точки $(0, 0)$ зберігається (рис. 5). Нерівномірний кут θ цих рівнобедрених трикутників впливає на евклідову відстань несуміжних символів, як показано на рис. 9, де символи θ -QAM зображено для різних значень кута θ (символи сузір'я TQAM показано як трикутники).

Практично цей кут впливає на значення повної середньої енергії на символ E_{av} .

Також варто зазначити, що з теоретичного погляду кут θ може набувати значень усередині інтервалу $(0, \pi)$, але через симетрію враховуються тільки кути, менші, ніж $\pi/2$.

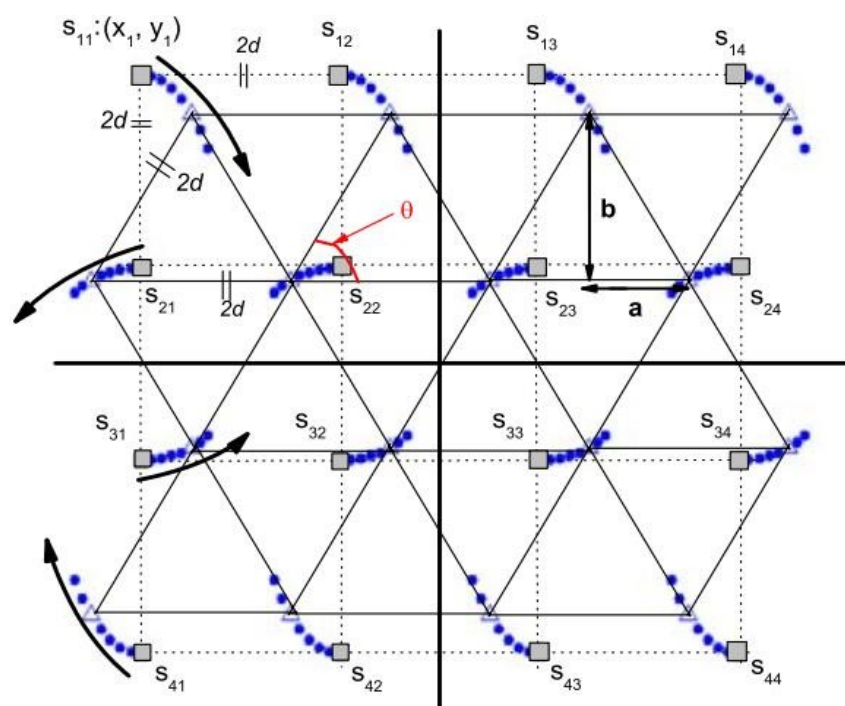


Рисунок 2.14 – Структура сузір'я θ -QAM. Сигнальні точки SQAM зображуються у вигляді квадратів, а символи TQAM - у вигляді трикутників, вершини одного з трикутників s_{21}, s_{22} і s_{31} .

2.6 Логічне кодування

Логічне кодування використовується для покращення потенційного кодування, такого як AMI, NRZI або 2q1b. логічне кодування вимагає заміни

довгих бітових послідовностей, що призводять до постійних потенціалів, на різні одиниці. Як описано вище, для логічного кодування типовими є два методи надмірного кодування та скремблювання [10].

2.6.1 Надлишковий код 4В/5В

Надлишковий код заснований на поділі початкової послідовності бітів на частини, які називаються символами. Потім кожен вихідний символ замінюється новим символом, який має більше бітів, ніж оригінальний символ. Наприклад, логічний код 4В / 5В, який використовується в технологіях FDDI та Fast Ethernet, замінює оригінальні 4-розрядні символи 5-розрядними символами. Отриманий символ містить надлишкові біти, тому сумарних комбінацій бітів більше, ніж вихідних символів. Отже, у коді 4В / 5В отриманий символ може містити 32-бітну комбінацію, але вхідний символ має лише 16 символів. Отже, в отриманому коді ви можете вибрати 16 таких комбінацій, які не містять великої кількості нулів, а інші можна вважати забороненим кодом (code violation). На додаток до усунення постійної складової і надання коду властивості самосинхронізації, надлишковий код дозволяє приймачу розпізнавати Спотворені біти. Коли приймач отримує заборонений код, видно, що на лінії відбулося спотворення сигналу.

Відповідність між вихідним кодом та отриманим кодом 4В/5В показано нижче.

Таблиця 3.1 – Відповідність вихідних і результуючих кодів 4В/5В [10].

Вхідний код	Результуючий код	Вхідний код	Результуючий код
0000	00001	1000	10010
0001	01001	1001	10011
0010	10100	1010	10110
0010	10101	1011	10111
0100	01010	1100	11010
0101	01011	1101	11011
1010	00101	1110	11100
0111	00101	1111	11101

Потім код 4В / 5В передається по лінії за допомогою фізичного кодування, використовуючи один із потенційних методів кодування, лише сенсорний аж до довгої нульової послідовності. 1 Символ 5-розрядного коду довжиною 4В / 5В гарантує, що в рядку при будь-якому сполученні зустрічається не більше 3 нулів.

Буква В в назві коду означає, що базовий сигнал має 2 стани з англійського двійкового двійкового коду. Наприклад, у коді 8В / 6Т для кодування 8-бітної вхідної інформації використовується код з 6 сигналів, кожен з яких має 3 стани. Надмірність коду 8В/6Т вища, ніж Надмірність коду 4В / 5В, оскільки отримані символи займають 256 вхідних кодів.

Оскільки використання таблиці перекодування є дуже простою операцією, цей підхід не вимагає мережевого адаптера, комутатора або інтерфейсу маршрутизатора.

Щоб забезпечити певну пропускну здатність лінії, передавачі, які використовують надлишковий код, повинні працювати на підвищених тактових частотах. Отже, для передачі кодів 4 В/5 В зі швидкістю 100 Мбіт/сек передавач повинен працювати на тактовій частоті 125 МГц. У той же час спектр сигналу на лінії розширюється в порівнянні з тим, коли по лінії передається чистий, не надлишковий код. Однак виявляється, що спектр надлишкового потенційного коду вже є спектром Манчестерського коду, що виправдовує додатковий етап логічного кодування, а також роботу приймача і передавача на підвищених тактових частотах.

2.6.2 Скремблювання двійкових даних як метод усунення великих послідовностей однакового коду

Перемішування даних за допомогою скремблера перед передачею даних у рядок за допомогою потенційного коду-це ще один спосіб логічного кодування.

Метод скремблювання складається з побітового обчислення отриманого коду на основі бітів вхідного коду та бітів отриманого коду,

отриманих у попередньому циклі. Наприклад, скремблер може реалізувати наступні співвідношення[13]:

$$B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5}, \quad (1.7.)$$

де B_i — двійкова цифра результуючого коду, отримана на i -му такті роботи скремблера,

A_i — двійкова цифра вхідного коду, що надходить на i -му такті на вхід скремблера,

B_{i-3} та B_{i-5} — двійкові цифри результуючого коду, отримані на попередніх тактах роботи скремблера, відповідно на 3 і на 5 тактах раніше поточного такту,

\oplus — операція виключного АБО (додавання по модулю 2).

Для поліпшення біполярного АМІ-коду використовуються два методи, засновані на штучному спотворенні послідовності нулів забороненими символами.

На малюнку 1.10 показано використання методів біполярної заміни з 8 нулями (B8ZS) та біполярної заміни з 3 нулями високої щільності (HDB3) для модифікації коду АМІ. Вихідний код складається з 2 довгих послідовностей нулів: -8 у першому випадку та -5 у 2-му випадку.

Код B8ZS фіксує лише послідовність, що складається з 8 нулів. Для цього після перших 3 нулів замість РЕШТИ 5 нулів вставте 5 цифр. $V-1^*-0-V-1^*$. V тут позначається сигнал пристрою, який заборонений для даного циклу полярності, тобто сигнал, який не змінює полярність попереднього пристрою, де 1^* - сигнал пристрою правильної полярності, а символ зірочки визначає той факт, що не було 1, але нуль у вхідному коді цього циклу. В результаті за 8 тактів приймач спостерігає 2 скручування - дуже малоймовірно, що це сталося через шум або інших збоїв передачі по лінії. Отже, одержувач вважає, що такі порушення кодують 8 послідовних нулів, і

після прийому замінює їх на 8 нулів у вихідних даних. Код B8ZS побудований таким чином, що його постійна складова дорівнює нулю для будь-якої послідовності чисел за основою 2[12].

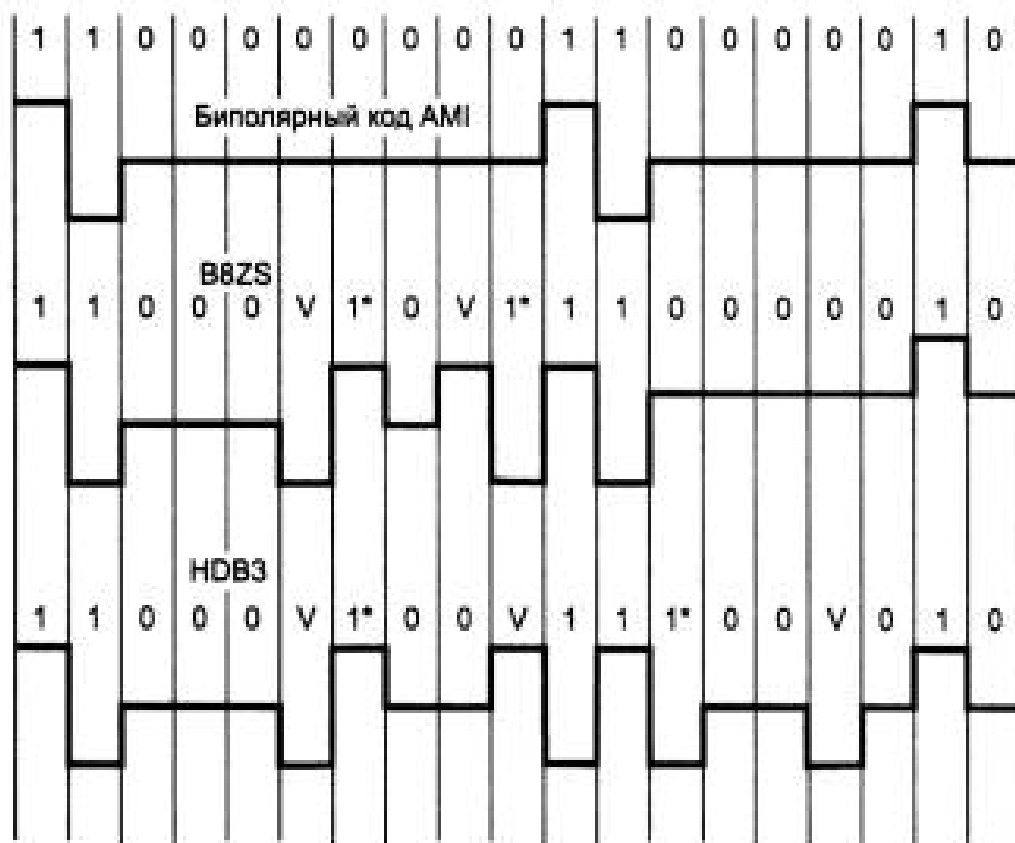


Рисунок 2.15 – Коди B8ZS і HDB3:

V - сигнал одиниці забороненої полярності; 1*- сигнал одиниці корегуючої полярності, але замінившої 0 в вхідному коді [12].

Код HDB3 виправляє 4 послідовні нулі, розміщені у вхідній послідовності. Правила генерації коду HDB3 є більш складними, ніж код b8zs. Всі 4 нулі замінюються 4 сигналами, що дає 1 сигнал. Для придушення певних компонентів полярність сигналу V чергується з безперервною заміною. Крім того, для заміни використовуються 4 вибірки з 2 тактових кодів. Послідовність 000V використовується, якщо вихідний код містив непарну кількість одиниць перед заміною, і послідовність 1*00v[10,12], якщо кількість одиниць парна.

ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ

1. Проаналізовано мережі передачі інформації. Показано, що для передачі інформації використовуються як проводові так і оптичні мережі передачі даних. В першу це пропускна спроможність і достовірність передачі даних, оскільки ці характеристики прямо впливають на продуктивність і надійність створюваної мережі. Розрізняють бодову (модуляційну) і інформаційну швидкості. Бодова швидкість вимірюється в бодах, тобто число зміни дискретного сигналу в одиницю часу. Інформаційна швидкість – кількість бітів інформації переданих в одиницю часу, вимірюється в бітах за секунду (біт/с).

2. Показано, що кожний з методів кодування та представлення дискретної інформації має ряд вимог, щодо способу представлення інформації. Але крім цього кожен з існуючих на сьогодні методів має як свої переваги так і недоліки, визначивши які можна добитися більш ефективного їх застосування у конкретних умовах передачі.

3. Логічне кодування використовується для поліпшення потенційних кодів типу AMI, NRZI чи 2Q1B. Логічне кодування повинно замінити довгі послідовності біт, що приводять до постійної помилки від постійного потоку одиниць. Для логічного кодування характерні два методи — надлишкові коди і скремблювання.

РОЗДІЛ 3 ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ МАНІПУЛЯЦІЇ СИГНАЛЬНИХ КОДІВ

3.1 Загальні принципи оцінювання ефективності маніпулювання

Ефективність різних методів маніпуляції можна оцінити на основі відомого виразу [8].

$$a_c = \frac{k_\phi \cdot d_{ij} \min \cdot \sqrt{\log_2 M}}{2\sqrt{E_c}}, \quad (3.4)$$

де d_{ij} – кодова відстань між маніпульованими сигналами, M – число ознак маніпуляції,

E_c – середня енергія сигналу,

K_ϕ – коефіцієнт форми сигналу, який залежить від базисної функції (табл.3.1).

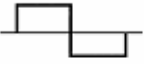
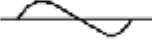


E_c розраховується за формулою:

$$E_c = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M S_i, \quad (3.5)$$

В оптичних каналах використовуються виключно дворівневі сигнали $S_0 = 0$; $S_1 = 1$.

Тому $d_{ij} = 1$; $E_c = 0+1/2 = 0,5$. Ефективність методів маніпуляції залежить лише від форми сигналів КФ.

Таблиця 3.1. Значення коефіцієнта форми сигналу [8].


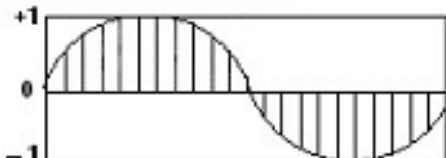


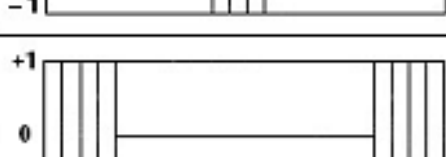


Форма сигналу	Коефіцієнт форми сигналу
	$K_{\phi} = 1$
	$K_{\phi} = 0,7$
	$K_{\phi} = 0,5$
	$K_{\phi} = 0,9$

У таблиці 3.2 [21] наведені дані з аналізу ефективності способу роботи в залежності від форми вікна сигналу.

Для підвищення завадостійкості оптичного каналу зв'язку слід використовувати широкосмуговий сигнал, заснований на наступній випадковій послідовності[22]:

- SHPS (шумоподібний сигнал);
- M-послідовність (послідовність максимальної довжини);
- код Баркера.;
- Змінений код Баркера;
- Двовимірний код Баркера.

Таблиця 3.2 – Сигнальні вікна оптичних сигналів маніпуляції різних форм [21].

	Тип сигнала	сигнальне вікно	$K_{\text{эф}}$
1	$S=1$		0.5
2	$S=\{1, T < 0.5\}$ $\{0, T \geq 0.5\}$		0.35
3	$S=\sin^2 x$		0.4
4	$\{0, T \leq 0.5\}$ $S=\{1, T < 0.5\}$ $\{0, T > 0.66\}$		0.16
5	$S=\{T < 0.5\}$ $\{T > 0.5\}$		0.33
6	$y = \frac{b}{a_1} x, \quad 0 \leq x \leq a_1$ $y = b, \quad a_1 \leq x \leq a_2$		0.45
7	$y = ax$		0.25

3.2 Оцінка якості сигналу

До найбільш поширених критеріїв якості сигналів найбільш часто відносять максимізацію відношення сигнал-шум, мінімізацію дисперсії шуму і тому подібне.

Співвідношення сигнал/шум (SNR, Signal - Noise Ratio) визначається як відношення між потужністю сигналу (значимою інформацією) до потужності фоновому шуму (небажаного сигналу) [23]:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}; \quad (3.6)$$

де P середня потужність.

I сигнал, і шум повинні вимірюватися в одній або еквівалентній точці системи в межах однієї смуги пропускання системи.

SNR також можна обчислити як відношення амплітуди до потужності [23]:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} = \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right)^2; \quad (3.7)$$

де A — середньоквадратичне значення амплітуди (СКЗ, англ. RMS—root mean square).

Зазвичай вони приймають значення відключення напруги. У зв'язку з тим, що багато сигналів мають дуже широкий динамічний діапазон, SNR часто представляється з використанням логарифмічної шкали децибел. У децибелах співвідношення визначається як [23]:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{noise}} \right) = P_{signal,dB} - P_{noise,dB}, \quad (3.8)$$

використовуючи амплітудне відношення [23]:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right), \quad (3.9)$$

Поняття відношення сигнал / шум і динамічний діапазон взаємопов'язані. Динамічний діапазон вимірює відношення сильного, неспотвореного сигналу в каналі до найменшого ідентифікованого сигналу. Найчастіше це рівень шуму.

SNR вимірює відношення умовного сигналу (не обов'язково найпотужнішого) до шуму. Вимірювання SNR вимагають вибору репрезентативних або базових (еталонних) сигналів. В аудіотехніці базовим сигналом зазвичай є стандартизована синусоїдальна хвиля номінального або умовного рівня, наприклад +4 дБ (1,228) при частоті 1 кГц.

Як ви можете бачити з рівняння, SNR, по суті, є настільки середнім, наскільки це можливо, і дещо відрізняється від миттєвого відношення сигнал/шум, взятого окремо.

Основні причини низьких шумових характеристик[23]:

- Невідповідність лінії передачі сигналу.
- Тепловий шум компонентів системи.
- Швидкість передачі даних АЦП недостатня.
- Явище резонансу.
- Паразитне з'єднання.
- Самозбудження системи.
- Нелінійність характеристик передачі

У більшості випадків для поліпшення шумових характеристик системи можна правильно узгодити входи і виходи її компонентів. Потім пригнічується паразитна електрорушійна сила, послідовно з'єднана з високим внутрішнім опором джерела шуму.

Якщо спектр корисних сигналів відрізняється від спектру шуму, ви можете покращити співвідношення сигнал/шум, обмеживши пропускну здатність системи.

Шум квантування усувається за рахунок збільшення розрядності АЦП. Методи електромагнітної сумісності використовуються для поліпшення шумових характеристик складних комплексів[23].

3.3 Енергетичні характеристики сигналу

Важливою характеристикою сигналу є його енергія і потужність. Вони можуть бути використані для порівняння сигналів різної форми і параметрів, визначення показників потенційної завадостійкості передачі цих сигналів по лініях зв'язку і оцінки можливості виділення їх з суміші сигналів і шуму.

Системи передачі інформації сконструйовані таким чином, що інформація передається при мінімальній енергії (потужності) сигналу і обмежується допустимими спотвореннями.

Основними енергетичними характеристиками сигналу $s(t)$ (див. (1,1), (1.2)) є миттєва потужність $p(t)$, енергія W та середня потужність P_{cp} на певному інтервалі часу. Коротко розглянемо ці характеристики.

Миттєву потужність $p(t)$ визначаємо так [24]:

$$p(t) = s^2(t). \quad (3.10)$$

Якщо $s(t)$ має розмірність струму чи напруги, то величина $p(t)$ характеризує миттєву потужність, яка виділяється на резисторі, опір якого дорівнює 1 Ом.

Енергію сигналу W на інтервалі часу (t_1, t_2) визначаємо як інтеграл від миттєвої потужності [24]:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt. \quad (3.11)$$

Середню потужність P_{cep} на інтервалі часу (t_1, t_2) визначаємо як відношення енергії сигналу на цьому інтервалі до величини інтервалу [24]:

$$P_{cep} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt. \quad (3.12)$$

У випадку повторюваних сигналів часто користуються поняттям середньої за період T потужності [24]:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt. \quad (3.13)$$

З цього ми бачимо, що енергія сигналу є кінцевою величиною лише для сигналу, обмеженого часом. Для періодичних і безперервних в часі сигналів вона збільшується до нескінченності, і її визначення втрачає сенс.

У загальному випадку потужність та енергія не мають так званих адитивних властивостей, тобто середня потужність та енергія суми сигналів, які визначені на довільному інтервалі часу (t_1, t_2) , не дорівнюють сумі їх середніх потужностей та енергій [23, 24].

Справді, для суми двох сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$ знаходимо [24]:

$$P_{сум} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} [s_1(t) + s_2(t)]^2 dt = P_1 + P_2 + 2P_{12}; \quad (3.14)$$

$$W_{сум} = \int_{t_1}^{t_2} [s_1(t) + s_2(t)]^2 dt = W_1 + W_2 + 2W_{12}. \quad (3.15)$$

У наведених виразах:

P_1, P_2, W_1, W_2 – середні потужності та енергії першого та другого сигналу;

P_{12}, W_{12} – середня потужність та енергія взаємодії сигналів, які визначаються виразами [24]:

$$P_{12} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} s_1(t) s_2(t) dt ; \quad (3.16)$$

$$W_{12} = \int_{t_1}^{t_2} s_1(t) s_2(t) dt. \quad (3.17)$$

Якщо на заданому інтервалі часу (t_1, t_2) виконується умова [24]:

$$\int_{t_1}^{t_2} s_1(t) s_2(t) dt = 0, \quad (3.18)$$

тоді сигнали $s_1(t)$ та $s_2(t)$ називають ортогональними на заданому інтервалі, і в цьому випадку співвідношення мають вигляд [24]:

$$P_{\text{сум}} = P_1 + P_2; \quad (3.19)$$

$$W_{\text{сум}} = W_1 + W_2. \quad (3.20)$$

Два коливання $s_1(t)$ та $s_2(t)$ називають когерентними, якщо між ними існує функціональний взаємозв'язок, в іншому разі їх називають

некогерентними (не зв'язаними). Наприклад, коливання $s_1(t) = A \cos \omega t$ та $s_2(t) = B \sin \omega t$ є когерентними, тому що [25]:

$$s_2(t) = B \sin \omega t = B \sqrt{1 - \cos^2 \omega t} = B \sqrt{1 - \frac{s_1^2(t)}{A^2}}. \quad (3.21)$$

В той же час вони є ортогональними на періоді $T = \frac{2\pi}{\omega}$, бо [25]:

$$\int_0^T s_1(t) s_2(t) dt = \frac{AB}{2} \int_0^T \sin(2\omega t) dt = 0. \quad (3.22)$$

Некогерентні коливання завжди ортогональні, і, як видно з розглянутих прикладів, ортогональні коливання не обов'язково є некогерентними[25].

Використання енергетичних характеристик дозволяє уточнити поняття тривалості імпульсного сигналу. Насправді, важко визначити їх тривалість, оскільки фактичний сигнал - це посилення фронту і спад. Таким чином, при фактичному розрахунку тривалість імпульсного сигналу визначається як інтервал часу, на якому зосереджено 90%... 95% енергії сигналу. Для імпульсних сигналів, які запускаються в даний момент, фактична тривалість визначається з умов[25]:

$$0,9 \int_{t_0}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{t_0}^{\tau_{np}} s^2(t) dt. \quad (3.23)$$

Повна енергія сигналу [25]:

$$W = \int_0^{\infty} A^2 e^{-2at} dt = \frac{A^2}{2a}. \quad (3.24)$$

Записуємо співвідношення [25]:

$$0,9 \frac{A^2}{2a} = \frac{A^2}{2a} [1 - \exp(-2a\tau_{np})], \quad (3.25)$$

звідки наближено визначаємо [25]:

$$\tau_{np} \approx \frac{2,3}{2a} = \frac{1,15}{a}. \quad (3.26)$$

1. Однією з основних завдань обробки сигналу є оцінка енергетичних характеристик, які несуть інформацію про те, наскільки помітні певні зумовлені компоненти сигналу.

У більшості випадків для такого аналізу використовується спектр потужності сигналу, який зазвичай визначається як квадрат спектральної щільності, обчисленої в результаті перетворення Фур'є.[26]:

$$P(\omega) = [F(\omega)]^2 = \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right]^2. \quad (3.27)$$

Коли аналіз спектра Фур'є виконується при розкладанні сигналу в повну ортогональну систему гармонічних функцій, рівняння Парсеваля є основою для аналізу енергетичних характеристик сигналу в області коефіцієнтів розкладання, що точно показує, як розподіл енергії сигналу може бути виражено його гармонійними складовими.

Розглянемо можливість використання результатів вейвлет-аналізу сигналу для знаходження енергетичних характеристик сигналу. Зокрема, знайти спосіб оцінки спектральної щільності потужності з використанням коефіцієнтів вейвлет-розкладання.

Безперервний і багатомасштабний вейвлет-аналіз-це новітній метод аналізу часових рядів, необхідний в області цифрової обробки даних, аналізу динамічно і просторово розподілених систем. Особливий успіх був досягнутий в результаті використання різновидів вейвлет-перетворень при аналізі структури складних процесів [27].

3.4 Використання перетворення Фур'є для спектрального аналізу сигналів.

Перетворення Фур'є є інтегральним перетворенням комплекснозначних функцій дійсних змінних і тісно пов'язане з перетворенням Лапласа і аналогічними розкладаннями в ряд Фур'є для аперіодических функцій. Це перетворення перетворює цю функцію у функцію коливань. Воно використовується для обчислення частотного спектру сигналу, що змінюється в часі (такого як голос або напруга). Це перетворення було названо на честь французького математика Жана Батиста Жозефа Фур'є, який ввів це поняття в 1822 році [28].

Перетворення Фур'є є основним інструментом аналізу сигналів у частотній області для так званого спектрального аналізу. З математичної точки зору опис сигналів у часовій області за допомогою часової функції $x(t)$ і в частотній області за допомогою спектральної густини $\dot{X}(\omega)$ є ідентичним, однак сенс використання тієї чи іншої форми зумовлений певними вигодами при розв'язанні тієї чи іншої задачі.

Зв'язок між $x(t)$ та $\dot{X}(\omega)$ визначається парою інтегральних перетворень Фур'є [29]:

- прямим:

$$\dot{X}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt ; \quad (3.30)$$

- зворотним:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega . \quad (3.31)$$

Комплексна величина $\dot{X}(\omega)$ містить інформацію про спектр, тобто вміст в аналізованому сигналі $x(t)$ конкретної частоти ω , оскільки аналізуючий сигнал (ядро інтегрального перетворення) за формулою Ейлера [29]:

$$e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t , \quad (3.32)$$

що представляє собою нескінченний набір гармонічних сигналів.

Якщо за допомогою прямого перетворення Фур'є здійснюється розклад сигналу на складові різних частот (аналіз), то природно, що зворотне перетворення забезпечує реконструкцію (синтез) сигналу $x(t)$ зі спектру шляхом підсумовування (інтегрування) всіх гармонік [29]:

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t , \quad (3.33)$$

взятими із відповідними вагами $\dot{X}(\omega)$.

Відомо, що періодичні сигнали [29]:

$$x(t) = x(t + mT_o) \quad (3.34)$$

представляються рядом Фур'є у вигляді суми гармонічних складових, оскільки у цьому випадку в аналізованому сигналі виступає лише основна гармоніка [29]:

$$\omega_o = 2\pi/T_o \quad (3.35)$$

та її багатократні компоненти $k \cdot \omega_o$. У показниковій формі ряд Фур'є має вигляд [29]:

$$\begin{aligned} x(t) &= \dots \dot{C}_{-2} e^{-j2\omega_o t} + \dot{C}_{-1} e^{-j\omega_o t} + \dot{C}_0 + \dot{C}_1 e^{j\omega_o t} + \dot{C}_2 e^{j2\omega_o t} \dots = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k e^{jk\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Коефіцієнти ряду \dot{C}_k є комплексними величинами і визначаються із співвідношення [29]:

$$\begin{aligned} \dot{C}_k &= C_k e^{j\psi_k} = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} x(t) \cdot e^{-jk\omega_o t} dt = \\ &= \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} x(t) \cdot \cos(k\omega_o t) dt - j \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} x(t) \cdot \sin(k\omega_o t) dt. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Дискретне перетворення Фур'є-одне з різних перетворень Фур'є, яке в основному використовується при цифровій обробці сигналів. Дискретне перетворення Фур'є (Dft) є базовим алгоритмом для цифрової обробки сигналів в частотній області. DFT широко використовується для цифрової фільтрації та спектрально-кореляційного аналізу сигналів, оскільки доступні ефективні алгоритми для обчислення алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (fft). [31].

ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ

1. Фізичним середовищем передачі даних може бути кабель, тобто набір проводів, ізолюючих і захисних оболонок і з'єднувальних кабелів, а також атмосфера Землі або космічний простір, де поширюються електромагнітні хвилі. Враховуються загальні характеристики провідних каналів зв'язку, з яких кабельні лінії зв'язку є найбільш популярними. Оптичні лінії зв'язку використовуються як високошвидкісні лінії, але найпопулярнішими для кінцевих користувачів є дротові лінії зв'язку.

2. Для кодування цифрових сигналів найбільш широко використовуються NRZ (back to zero без повернення до нуля); RZ (back to zero - назад до нуля); АМІ (біполярна альтернативна інверсія міток – біполярне кодування з альтернативною інверсією); манчестерське кодування; диференціальне манчестерське кодування; MLT-3-3 рівневе кодування; рam5 (імпульсна амплітудна модуляція - 5-рівневе кодування; 2b1q (2 двійкових і 1 четвертинний) - пари бітів даних представлені 1 четвертинним символом.

3. Розглянуто критерії ефективності сигнальних кодів за їх формою. Найбільш ефективною формою є прямокутник. Визначено критерії якості сигналу. Найпоширеніші критерії якості сигналу включають максимізацію співвідношення сигнал / шум та мінімізацію дисперсії шуму. Розглядаються енергетичні характеристики сигналу.

4. Для визначення параметрів сигналу пропонується використовувати перетворення Фур'є, яке використовується в багатьох областях фізики, теорії чисел, комбінаторної теорії, обробці сигналів, теорії ймовірностей, статистиці, криптографії, акустиці, океанографії, оптиці, геометрії та багатьох інших науках.

РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНА ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ КОДОВАНИХ СИГНАЛІВ

Мета моделювання полягає в експериментальній оцінці досліджуваних видів маніпуляції. Також необхідно вивчити, які характеристики сигналів, що використовують різні види маніпуляцій, будуть отримані в каналі, наближеному до реального, і порівняти їх із теоретичними відомостями.

Завдання моделювання:

1. Створити сузір'я досліджуваних типів модуляції.

На цьому етапі необхідно створити сузір'я, що відповідають розглянутим видам модуляції для подальшого вивчення їхніх характеристик. Як програмне середовище розроблення моделі слугує MATLAB, а саме код, який моделює сигнал у каналі.

2. Розробити модель каналу зв'язку з АБГШ і різними спотвореннями сигналу.

Для дослідження трьох обраних видів маніпуляції необхідно створити такі умови передавання сигналу, які відрізнятимуться від ідеальних. Наприклад, будуть використані такі фактори, що заважають успішному передаванню сигналу, як АБГШ, доплерівський зсув і неточна кадрова синхронізація.

3. Провести моделювання.

4. Виконати аналіз результатів.

Для початку моделювання необхідно створити досліджувані типи модуляції.

Для порівняння будується сузір'я QAM. В експерименті будуть використані два рівні модуляції: 16 і 64.

4.1 Методика дослідження

Відомо, що сигнал $g(t)$, що має кінцеву тривалість, може бути розкладений в ряд Фур'є, якщо уявити, що весь сигнал нескінченно

повторюється (тобто інтервал від T до $2T$ повністю повторює інтервал від 0 до T , і т. д.) [40]:

$$g(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi nft) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi nft), \quad (4.1)$$

де $f = 1/T$ - основна частота;

n - номер гармоніки основної частоти;

a_n і b_n - амплітуди косинусів і синусів n -ої гармоніки (n -цілі числа, більші 0);

c - константа, описуюча постійну складову функції $g(t)$.

Амплітуди косинусів a_n і синусів b_n , а також постійна складова c визначаються [40]:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cos(2\pi nft) dt \dots\dots\dots(4.2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \sin(2\pi nft) dt \dots\dots\dots(4.3)$$

$$c = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g(t) dt \dots\dots\dots(4.4)$$

При передачі двійкового сигналу, що представляє періодичну послідовність бітів, значення функції $g(t)$ відповідає тим частинам періоду сигналу, в які передаються ці біти, з урахуванням сказаного можна отримати наступну формулу для коефіцієнтів[41]:

$$a_n = \sum_{i=1}^k g(t_i) \frac{1}{\pi n} (\sin(nt_{i+1}) - \sin(nt_i)) \dots\dots\dots(4.5)$$

$$b_n = \sum_{i=1}^k g(t_i) \frac{1}{\pi n} (\cos(nt_i) - \cos(nt_{i+1})) \dots\dots\dots(4.6)$$

$$c = \sum_{i=1}^k g(t_i) \frac{1}{\pi} (t_{i+1} - t_i) \dots\dots\dots(4.7)$$

де i - номер біта в періоді; k - максимальний номер біта в періоді; t_i - нижня межа тимчасового інтервалу, протягом якого передається i -й біт періодичної k -бітової послідовності; t_{i+1} - верхня межа тимчасового інтервалу, протягом якого передається i -й біт періодичної k -бітової послідовності; $g(t_i)$ - значення функції $g(t)$ (рівне нулю або одиниці) на інтервалі, протягом якого передається i -й біт періодичної k -бітової послідовності; n - номер гармоніки.

Після розрахунку сумарних значень коефіцієнтів для періоду сигналу, можна відновити залежність амплітуди сигналу, що передає інформаційну послідовність біт, від часу [41]:

$$g(t) = \frac{1}{2}c + \sum_{i=1}^{\infty} a_n \sin(nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(nt) \dots\dots\dots(4.8)$$

Оскільки кожна гармоніка несе частину потужності сигналу, доцільно проаналізувати залежність середньоквадратичної амплітуди від кількості прийнятих до уваги гармонік. Середньоквадратична амплітуда розраховується за формулою [41]:

$$A_{square} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \dots\dots\dots(4.9)$$

На основі рівнянь (4.5)- (4.8) була розроблена програма, яка може обчислювати і відображати форму і спектр періодичної послідовності двійкових сигналів в залежності від кількості і значення бітів повторюваної

4.2 Опис методів кодування і результатів моделювання

У цій роботі були досліджені наступні методи кодування:

NRZ (no return to zero-неповернення до нуля) - метод кодування, в якому нульове значення біта відповідає низькому потенціалу, а одиничне значення біта відповідає високому потенціалу, використовується для передачі даних через інтерфейс RS-232 і обраний в якості найпростішого еталонного методу в ця робота. ;

NRZI (Non Return to Zero Inverted - без повернення до нуля інвертований) – метод кодування, при якому нульове значення біта відповідає потенціалу і є таким же, як при передачі попереднього біта, і для значення одного біта потенціал інвертується до протилежного потенціалу, коли передача попереднього біта. Він використовується для передачі волокна 100BASE-FX за специфікацією fast Ethernet (разом із попереднім логічним кодуванням 4V/5V).;

MLT-3 (Багаторівнева передача - 3-трирівневе кодування) – це спосіб кодування, при якому нульове значення біта відповідає тому ж потенціалу, що і при передачі попереднього біта, і для одного біта значення змінюється на наступне значення ланцюжка $+V, 0, -V, 0, +V$. 100BASE-TX використовується в специфікації Fast Ethernet для передачі по мідних кабелях з витотою парою (поряд з попереднім логічним кодуванням 4V/5V)[44];

Методи кодування NRZI і MLT-3 ефективно видаляють довгу послідовність з 1, дозволяючи приймачу і передавачу синхронізуватися, а довга послідовність нулів видаляє попереднє логічне кодування 4B/5b, замінюючи кожні 4 біти на 5, але не допускаючи більше 3 нульових бітів в рядку кодованого сигнал [44,45].

На малюнку 4.1 показано час формування дискретного сигналу і його залежність від спектра таких сигналів, а також порядок убуття сумарних середньоквадратичних амплітуд для всіх можливих 8-бітних комбінацій.

Ви можете бачити, що більша частина потужності сигналу передається на 6-7 обертонах з нижчими несучими частотами. Вивчення форми та

спектру сигналів для різних бітових послідовностей виявило різні властивості розподілу потужності переданого сигналу по гармоніках спектра і, як наслідок, виявило різні вимоги до смуги пропускання в залежності від інформаційної послідовності бітів. Отже, для симетричної бітової послідовності, наприклад, 01010101, сигнал передається не на всіх гармоніках спектра (рис. 4.2), отже, для того, щоб впевнено передавати потужність, необхідну для розпізнавання сигналу, при інших рівних умовах, в цьому випадку необхідно розширення смуги пропускання, і це є негативним ефектом. 10101010 має значення, подібне до 01010101 для загальної середньоквадратичної амплітуди гармонік. Послідовність 11001100, 00110011, 01100110, 10011001 та інші симетричні послідовності з 3 і 4 послідовними 0 і 1 характеризуються відносно низьким значенням цього параметра (відсортований масив на довідковому малюнку. 4.2). Слід зазначити, що симетричні дискретні сигнали характеризуються високими вимогами до смуги пропускання, де 0 і 1 чергуються частіше.[46]

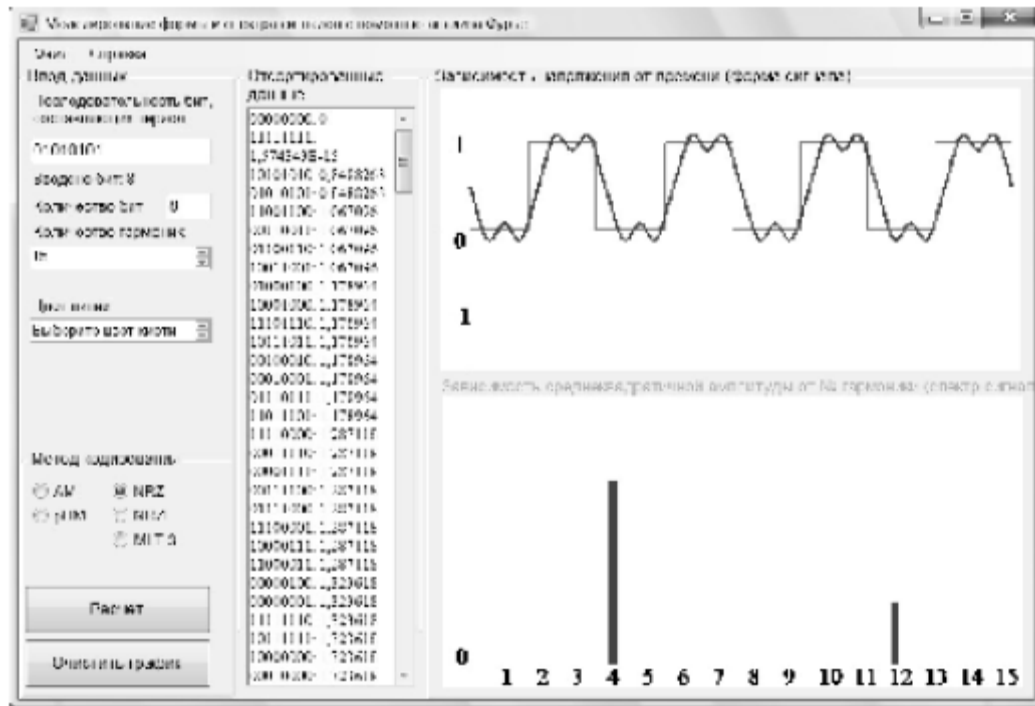


Рисунок 4.2 – Результати моделювання форми і спектру 8-бітного сигналу, кодованого методом NRZ з урахуванням 15 гармонік для симетричної бітової послідовності.

Результати кодування NRZI можуть бути отримані з 5-бітових послідовностей з точки зору використання аналізу Фур'є для отримання симетричної послідовності бітів після кодування NRZI за формою та спектром, так само, як у випадку з NRZ, для моделювання послідовності бітів, закодованої методом NRZ - попереднього логічного кодування вихідного сигналу з використанням метод 4B/5b 4. 1).

Таблиця 4.1 5-Бітові послідовності, в яких симетрична бітова послідовність генерується в результаті кодування NRZI

Послідовності після 4B/5B кодування	Послідовності після NRZI кодування
11111	01010
10101	11001
10001	11110

На малюнку 4.3 показано форму та спектр 10 послідовних однобітових сигналів в інформаційній послідовності, закодованій методом NRZI. Кількість бітів враховує попереднє логічне кодування 100В/4В, яке зазвичай використовується з NRZI у специфікації fast ethernet4base-TX / fx, яке замінює кожні 4 біти початкової послідовності бітів на 5 бітів, щоб запобігти довгій послідовній нульовій послідовності (відсортований масив на малюнку 1).. На малюнку 4.3 показано наявність інших симетричних бітових послідовностей, таких як 1010101010, 0101010101, 0000100001 та 1111011110. Це вказує на відносно низьке значення загальної середньоквадратичної амплітуди, що є показником розширення спектру кодованого сигналу).

Зверніть увагу, що така послідовність містить 1 або більше нулів у 3 рядках і не відображається після логічного кодування, тому кодування 4В/5В усуває деякі з них, наприклад 00001. Але все ще існує досить багато симетричних послідовностей.

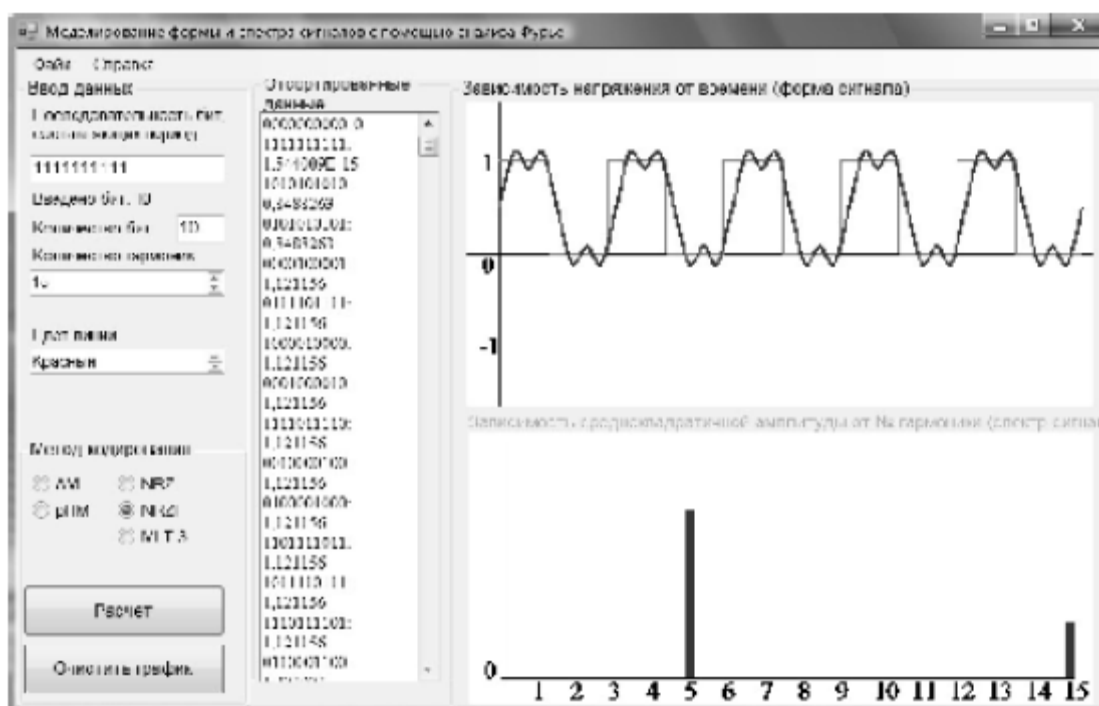


Рисунок 4.3 – Результати моделювання форми і спектру 10-бітного сигналу, кодованого методом NRZI з урахуванням 15 гармонік для симетричної бітової послідовності

Очевидно, що кодування NRZI призводить до послідовності, показаної на рис. 4.3.

При відправці символу очікування (11111), який допомагає заповнити проміжок між пакетами, забезпечити підтримку синхронності приймача і передавача і контролювати цілісність лінії зв'язку. В цьому випадку результуючий код вийде симетричним, його спектр розшириться і вимоги до пропускної здатності середовища передачі зростуть. Це масив на рис. 4.4 показано наявність інших симетричних бітових послідовностей, таких як 1010101010, 0101010101, 0000100001 та 1111011110. Він показує відносно низьке значення загальної середньоквадратичної амплітуди, що є показником розширення спектру кодованого сигналу. Зверніть увагу, що така послідовність містить 1 або більше нулів у 3 рядках і не відображається після логічного кодування, тому кодування 4В/5в усуває деякі з них, наприклад 00001. Але все ще існує досить багато симетричних послідовностей.

Таблиця 4.2 – Відповідність вихідних 4-бітових і результуючих 5-бітових кодів для логічного кодування 4В/5В

Символ	5-бітний код	4-бітний код	Символ	5-бітний код	Службові та заборонені символи
0	11110	0000	I	11111	Міжпакетний символ Idle
1	01001	0001	J	11000	1-й початковий символ пакета
2	10100	0010	K	10001	2-й початковий символ пакета
3	10101	0011	T	01101	1-й кінцевий символ пакета
4	01010	0100	R	00111	2-й кінцевий символ пакета
5	01011	0101	V	00000	Заборонений символ
6	01110	0110	V	00001	Заборонений символ
7	01111	0111	V	00010	Заборонений символ
8	10010	1000	V	00011	Заборонений символ
9	10011	1001	V	00100	Заборонений символ
A	10110	1010	V	00101	Заборонений символ
B	10111	1011	V	00110	Заборонений символ
C	11010	1100	V	01000	Заборонений символ
D	11011	1101	V	01100	Заборонений символ
E	11100	1110	V	10000	Контроль потоку
F	11101	1111	V	11001	Заборонений символ

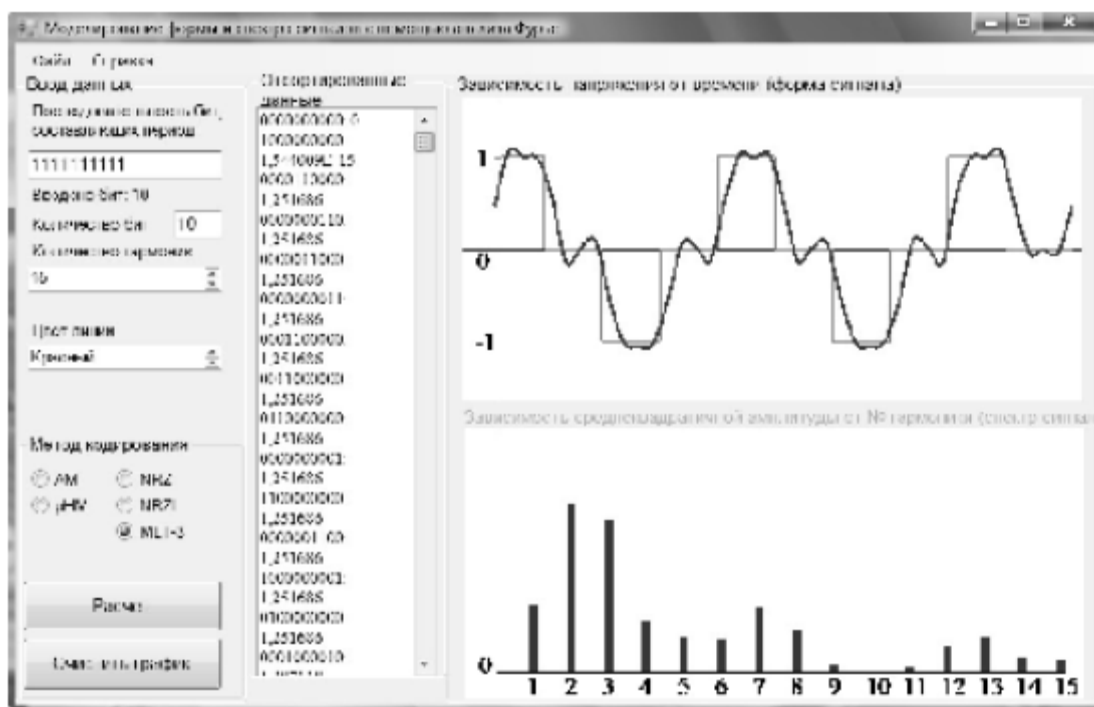


Рисунок 4.4 – Результати моделювання форми і спектру 10-бітного сигналу, кодованого методом MLT-3 з урахуванням 15 гармонік для симетричної бітової послідовності

Результатом кодування MLT-3 є трирівнева (-1, 0, 1) бітова послідовність, яка може моделювати форму та спектр за допомогою аналізу Фур'є, подібно до моделювання бітової послідовності, закодованої NRZ, враховуючи, що функція $g(t)$ може приймати значення -1, 0 та 1. .

На рис. 4.4 показано форму та спектр 10 послідовних однібітових сигналів інформаційної послідовності, закодованих методом MLT-3, враховуючи попереднє логічне кодування 4B/5b. при такому методі кодування спостерігаються симетричні форми сигналів, але в цьому випадку (принаймні порівняно з методами NRZ та NRZI) видно, що спектрального розширення не відбувається.

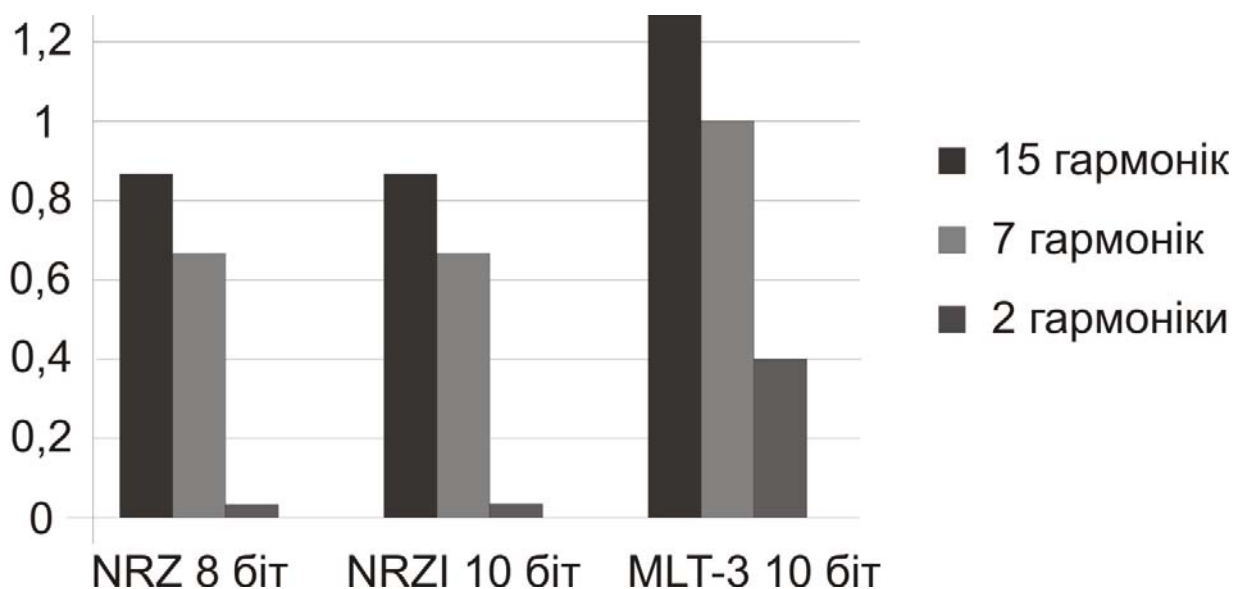


Рисунок 4.5 – Порівняння сумарних мінімальних

середньоквадратичних амплітуд сигналів, кодованих різними методами (NRZ - для послідовностей 10101010 і 01010101, NRZI - для послідовностей 1111111111 і 0111111111, MLT-3 - для послідовностей 0000110000, 0000000110, 0000011000, 0000000011, 0001100000, 0011000000, 0110000000, 0000000001, 1100000000, 0000001100, 1000000001, 0100000000)

На рис. 4.5 показана загальна середньоквадратична амплітуда бітової послідовності, закодованої різними способами, з урахуванням різної кількості гармонік. Ви можете бачити, що в методах кодування NRZ і NRZI спостерігаються однакові значення цих величин для всіх розглянутих гармонік. Змінюються лише послідовності бітів, які призводять до такого спектру (10101010 та 01010101 для кодування NRZ, 1111111111 та 0111111111 для кодування nrzi). Слід зазначити, що якщо враховувати тільки 2 гармоніки, то виходить майже нульове значення загальної середньоквадратичної амплітуди, що вимагає врахування більшої кількості гармонік, що вказує на розширення смуги пропускання середовища передачі. Перехід до 3-рівневого кодування призводить до збільшення мінімального значення загальної середньоквадратичної амплітуди, а кількість комбінацій бітів для одного і того ж значення цього значення збільшується до 12.(0000110000, 0000000110, 0000011000, 0000000011, 0001100000,

0011000000,0110000000, 0000000001, 1100000000, 0000001100 , 1000000001, 0100000000).

Зверніть увагу, що всі ці комбінації (на відміну від раніше розглянутих методів кодування) заборонені при логічному кодуванні 4V/5V (відсортовані послідовності на малюнку 1). На малюнку 3 показано наявність інших симетричних бітових послідовностей (1010101010, 0101010101, 0000100001, 1111011110 і т.д.). Це показує, що зробити це неможливо. Це показує відносно низьке значення загальної середньоквадратичної амплітуди, що є показником розширення спектру кодованого сигналу. Слід зазначити, що оскільки кодування 4B/5b усуває деякі з них, наприклад, 0000100001, така послідовність має 3 або більше нулів поспіль і не може з'явитися після логічного кодування. Але симетричних послідовностей все ще досить багато.

З огляду на цей факт, можна зробити висновок, що комбінація дозволених бітів збільшує загальну середньоквадратичну амплітуду і робить позитивний вплив на ширину спектра сигналу. При кодуванні сигналу за допомогою методу MLT-3 зверніть увагу, що навіть найгірший спектр по відношенню до значення загальної середньоквадратичної амплітуди передає досить велику потужність на 2 нижніх гармоніках. Це дозволяє нам фактично використовувати цей метод кодування для вузькосмугових носіїв, наприклад, для кабелів з крученою парою категорії 5 (смуга пропускання до 100 МГц).

4.3 Квадратурна амплітудна модуляція

Під час моделювання як опорну точку буде використано стандартне сузір'я QAM. Сигнальне сузір'я 16 і 64 QAM було наведено в розділі 2. Код для формування сузір'їв 16 QAM і 64 QAM доступний за посиланням [6].

4.3.1 Ієрархічна квадратурна амплітудна модуляція квадратури

Ієрархічна квадратурна амплітудна модуляція створюється на основі звичайної QAM. Особливість полягає в розташуванні точок на сузір'ї поруч з умовними осями фази і квадратури. Сигнальне сузір'я 16 HQAM було

наведено в розділі 2. Код для формування сузір'їв 16 HQAM і 64 HQAM доступний за посиланням [7].

4.3.2 Кругова квадратурна амплітудна модуляція квадратури

Кругова квадратурна амплітудна модуляція має особливості під час побудови. Для початку будується базове сузір'я QPSK, яке розташовується на першому колі, радіус якого дорівнює 1. Воно має розташування на осях, а не між ними у квадрантах. Наступні чотири точки другого кола зсунуті щодо точок першого на 45 градусів. У першому колі мінімальна відстань між точками (між точками 2 і 3) дорівнює 1.41 (рис. 4.6). Ця ж величина задається як мінімальна відстань між точками першого і другого кола (відстань між точками 1 і 4). Для того, щоб знайти відстань між початком координат і точкою 4, необхідно скористатися теоремою косинусів.

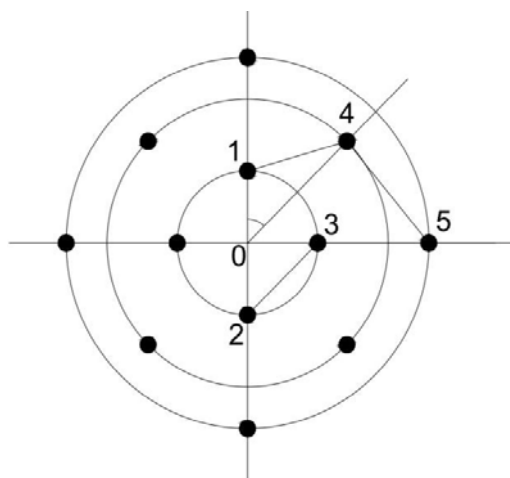


Рисунок 4.6 – Визначення розташування точок на сигнальному сузір'ї для CQAM

Для знаходження точок третього кола необхідно скористатися двома допоміжними колами, центрами яких є будь-які дві точки першого кола. Точки третього кола розташовуються також на координатних осях фази і квадратури, що й точки першого кола. На перетині допоміжних кіл і осей координат розташовуватимуться точки третього кола. У підсумку виходить,

що відстань між другим колом і третім менша, ніж між першим і другим, і мінімальна відстань між точками другого кола і третього дорівнює 1.72. Четверте коло віддалене від третього на таку саму відстань, що й друге від першого. Наступні кола за вищого рівня модуляції матимуть рівні відстані між собою: відстань між першою окружністю і другою дорівнює відстані між другою і третьою та дорівнює відстані між третьою і четвертою і т. д.

4.3.3 Параметрична квадратурна амплітудна модуляція з квадратурою

Параметрична квадратурна амплітудна модуляція так само, як і ієрархічна, будується на основі сузір'я QAM. Однак її особливість полягає в тому, що відстань між будь-якими точками однакова і задається рівною 1.15. Таке значення вибирають із тією метою, щоб площі сигнальних сузір'їв певних рівнів модуляції були приблизно рівними. В експерименті за основу розташування точок на сигнальному сузір'ї береться не квадрат, як у QAM, а рівносторонній трикутник. Код для формування сузір'їв 16 PQAM і 64 PQAM доступний за посиланням [9].

4.4 Структура моделі та опрацювання результатів моделювання QPSK сигналів

4.4.1 Принципи роботи моделі

За допомогою програмної мови MATLAB формується модель, структурну схему якої наведено на рис. 4.7 та 4.8.

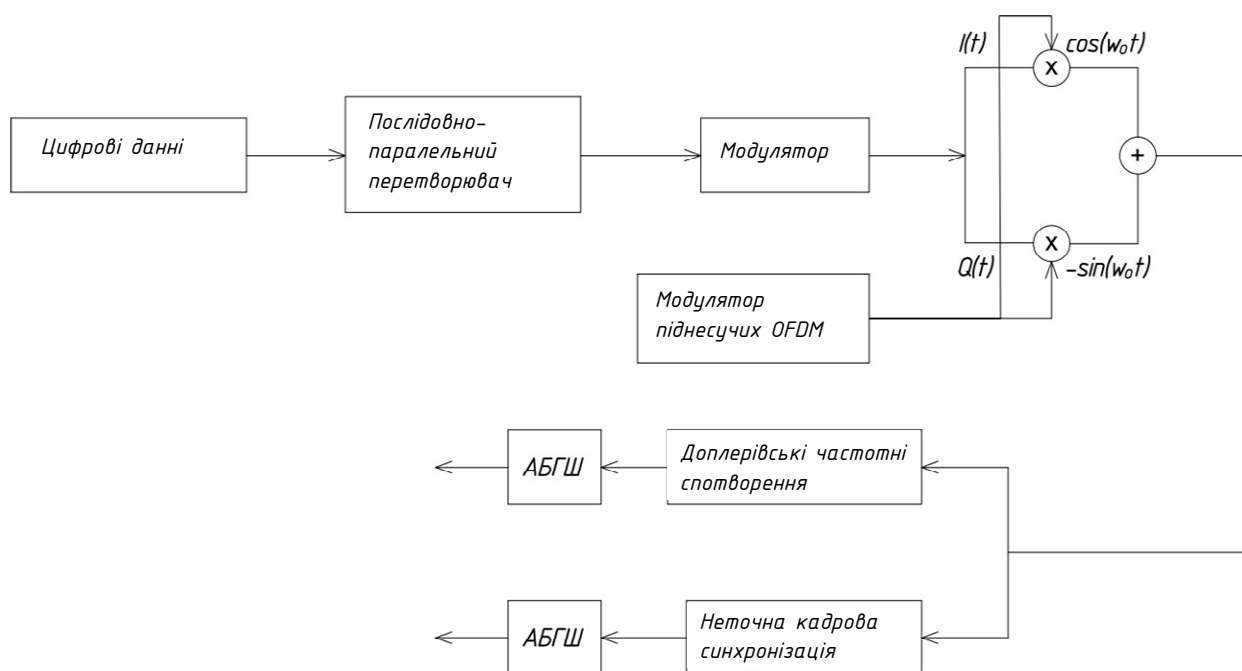


Рисунок 4.7 – Структура моделі для модуляції сигналу

Нижче подано опис схеми на рис. 4.7.

Формування двійкової послідовності для передачі.

На цьому етапі формується випадкова двійкова послідовність довжиною 153 600 символів.

Перетворення двійкової послідовності у вигляд, придатний для використання піднесучих OFDM.

Вихідний сигнал необхідно розподілити між піднесучими OFDM за допомогою послідовно-паралельного перетворювача. Крім цього, двійковий сигнал перетворюється в десятковий для простоти роботи в MATLAB.

Формування піднесучих OFDM.

У межах моделювання перелічені вище види маніпуляції використовуватимуть для модуляції піднесучих OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) у кількості 800 штук із такими параметрами:

- центральна частота: 14 кГц;
- смуга частот для всіх піднесучих: 8 кГц;
- захисний частотний інтервал: 10 Гц, причому $t_s = 0.1$ с;
- частота дискретизації сигналу: 192 кГц;
- спектр сигналу: 10-18 кГц.

Квадратурна модуляція піднесучих.

Кожна піднесуча модулюється за звичайною схемою модуляції (квадратурна амплітудна модуляція) на низькій символній швидкості, зберігаючи загальну швидкість передавання даних, як і в звичайних схем модуляції однієї несучої в тій самій смузі пропускання. На практиці сигнали OFDM отримують застосуванням зворотного БПФ (швидке перетворення Фур'є).

Формування сигналу OFDM.

OFDM-сигнал формується N гармонійними піднесучими, які рознесені за частотою на рівні інтервали Δf (еквідистантне розміщення піднесучих). За такого розміщення частот повна смуга частот ΔF , яку займає OFDM-сигнал, ділиться на N підканалів, ширина яких $\Delta f = 1/T_s$, де T_s - тривалість сигнальної вибірки, над якою виконується операція БПФ (символьний інтервал).

а) Створення доплерівських частотних спотворень.

У реальному каналі можливий випадок, коли приймач і/або передавач перебуває в русі, тому необхідно розглянути вплив ефекту Доплера.

Код для додавання доплерівських частотних спотворень доступний за посиланням [11].

б) Моделювання неточної кадрової синхронізації.

Кадрова (групова) синхронізація необхідна в системах передавання інформації з частим ущільненням каналів, вона відповідає за коректне визначення початку прийнятого OFDM-символу. За її відсутності відбувається втрата частини інформації, що передається в кадрі, на початку або наприкінці сигналу. Код для додавання неточної кадрової синхронізації доступний за посиланням [12].

Моделювання АБГШ.

Останнім етапом формування підсумкового промодульованого сигналу є додавання до нього АБГШ, причому відбувається це окремо для сигналу, схильного до доплерівського спотворення, і для сигналу, схильного до неточної кадрової синхронізації.

Квадратурна демодуляція.

Цей етап передбачає проведення демодуляції промодульованого раніше сигналу.

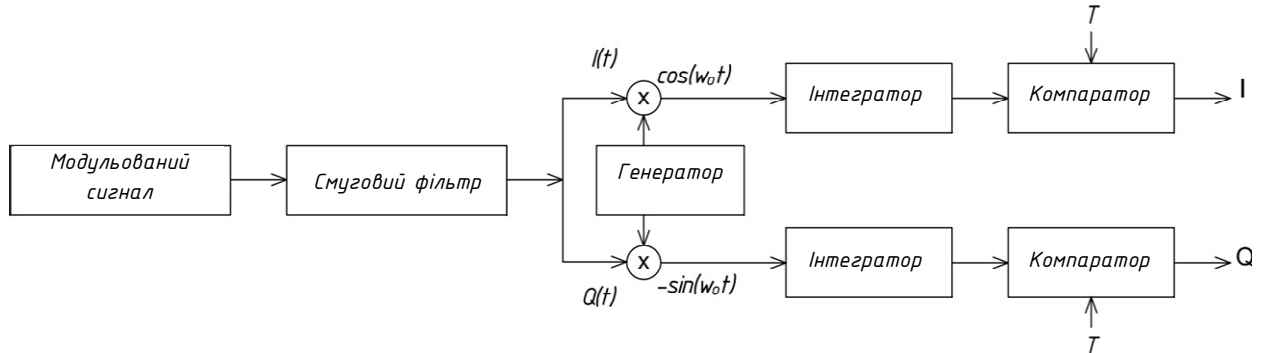


Рисунок 4.8 – Структура моделі для демодуляції сигналу

4.5 Моделювання та опрацювання результатів

Для трьох розглянутих видів маніпуляції будуються залежності BER від SNR (рис. 9, 10), причому порівнюватимуться між собою маніпуляції одного рівня.

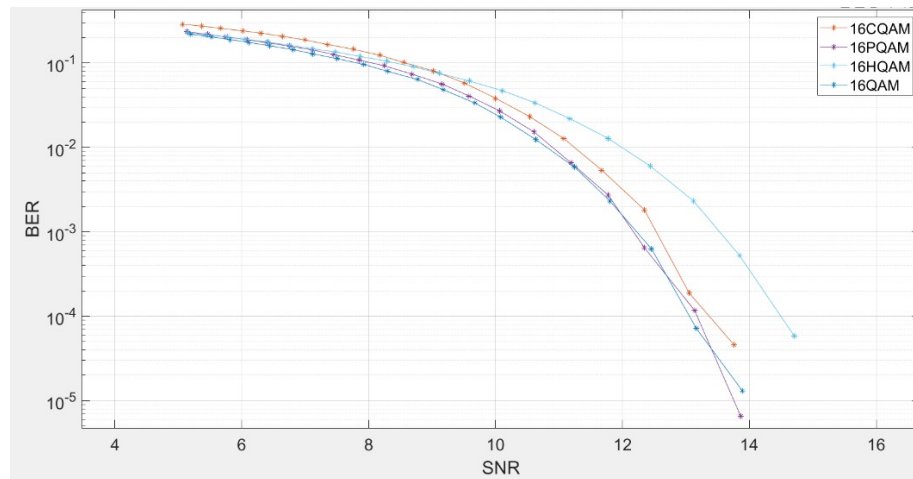


Рисунок 4.9 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 16 CQAM, 16 PQAM, 16 HQAM і 16 QAM

З рис. 9 видно, що за однакового значення SNR, наприклад, 12 дБ, ієрархічна модуляція показує найгірший показник BER (10^{-2}), тоді як 16

CQAM має $10^{-2.5}$. Причому для 16 QAM і 16 PQAM показники практично однакові й дорівнюють майже 10^{-3} .

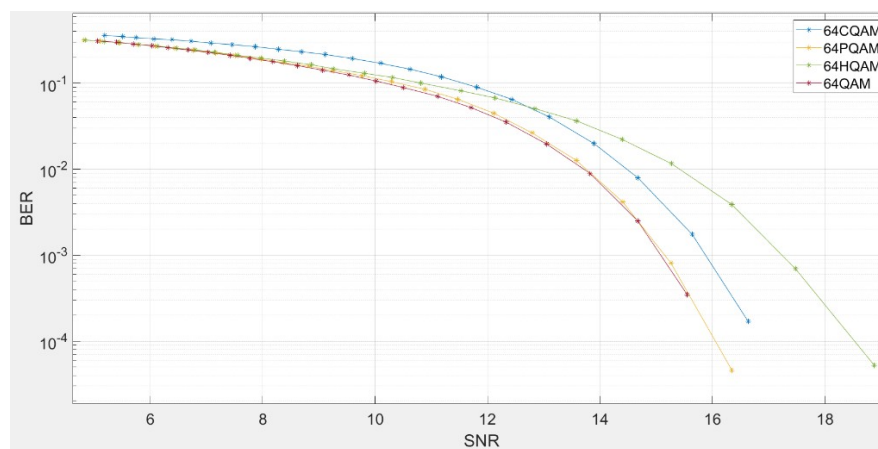


Рисунок 4.10 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 64 CQAM, 64 PQAM, 64 HQAM і 64 QAM

Аналізуючи рис. 10, можна сказати, що тенденція розташування кривих на графіку залежності BER від SNR зберігається. За SNR, що дорівнює 14 дБ, значення BER для 64 QAM і 64

PQAM схожі та рівні приблизно 10^{-2} .

За SNR, що дорівнює 12.7 дБ, маніпуляція 64 CQAM починає давати кращий показник BER порівняно з 64 HQAM. Також після значення SNR, що дорівнює 12.7 дБ, ієрархічна модуляція дає найгірший з усіх показник BER.

Також будуються графіки залежності BER від SNR для CQAM, PQAM, HQAM і QAM за доплерівських спотворень, де розглядаються 16-рівневі та 64-рівневі маніпуляції (рис. 11, 12).

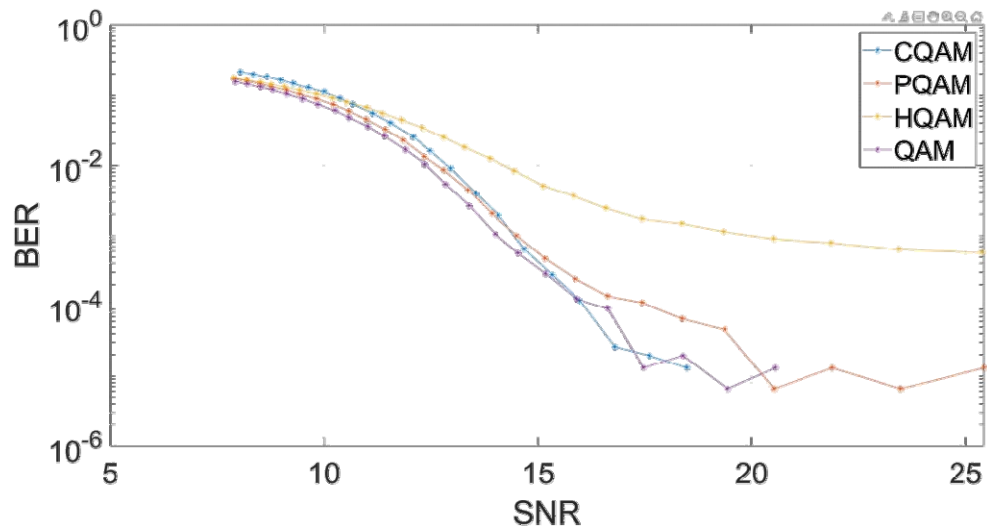


Рисунок 4.11 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 16 CQAM, 16 PQAM, 16 HQAM і 16 QAM за доплерівських спотворень

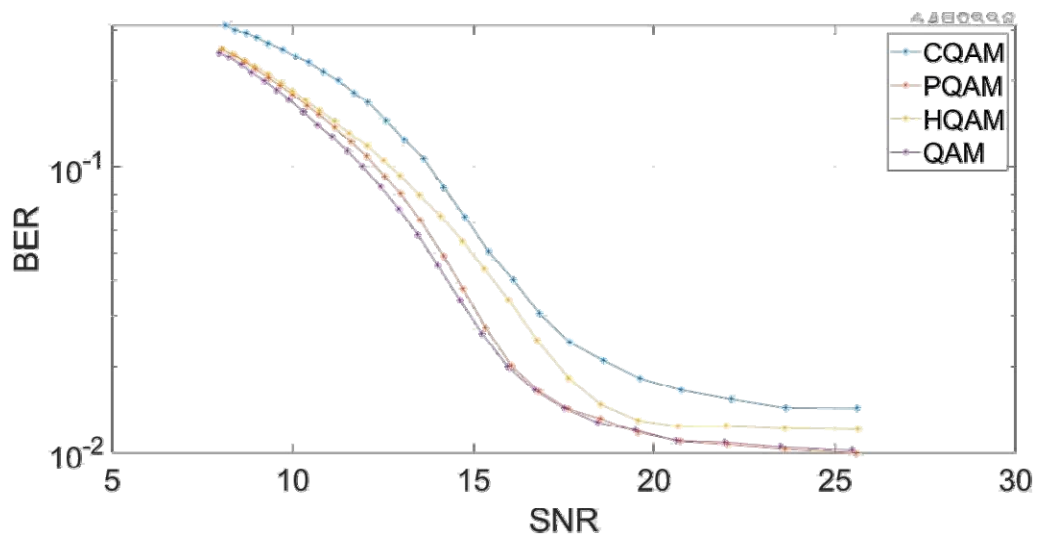


Рисунок 4.12 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 64 CQAM, 64 PQAM, 64 HQAM і 64 QAM за доплерівських спотворень

З рис. 11 видно, що при значенні SNR, що дорівнює 15 дБ, криві залежності для 16 CQAM, 16 PQAM і 16 QAM перестають носити лінійний характер і мають BER, що дорівнює приблизно 10^{-3} . Крім цього, після значення SNR, що дорівнює 15 дБ, ці три види маніпуляції дають найкращі показники BER серед усіх результатів. Також за графіком видно, що 16

HQAM погано справляється з доплерівськими спотвореннями і для цього випадку знадобляться методи фазо-частиночастотної корекції.

Криві, представлені на рис. 12, показують, що 64-позиційні види маніпуляцій дають більші результати за значеннями BER (10^{-2}) аж до SNR, що дорівнює 25 дБ, за наявності доплерівських спотворень. У цьому разі також знадобляться методи фазо-частотної корекції.

Наявність таких результатів говорить про вразливість промодульованого OFDM-сигналу до ефекту Доплера.

Крім цього, будуються графіки залежності BER від SNR для CQAM, PQAM, HQAM і QAM за неточної кадрової синхронізації, де розглядаються 16-рівневі і 64-рівневі маніпуляції (рис. 13, 14).

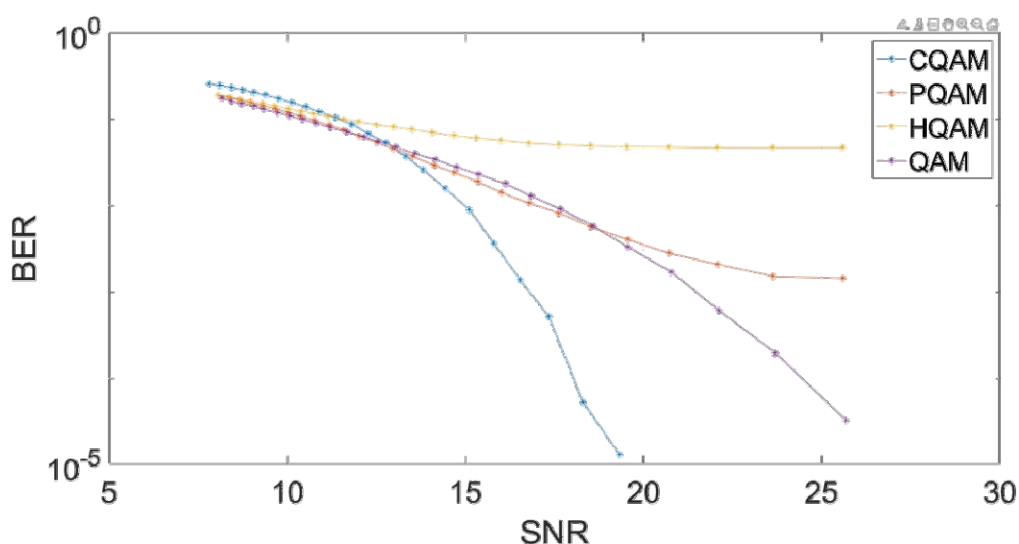


Рисунок 4.13 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 16 CQAM, 16 PQAM, 16 HQAM і 16 QAM за неточної кадрової синхронізації

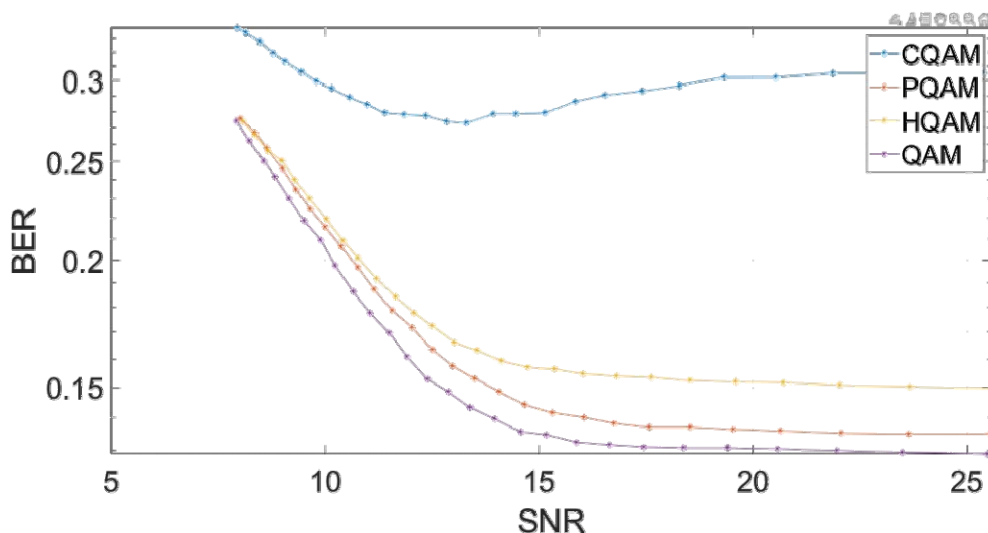


Рисунок 4.14 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 64 CQAM, 64 PQAM, 64 HQAM і 64 QAM за неточної кадрової синхронізації

Графік залежності на рис. 4.13 свідчить про те, що 16 CQAM дуже стійка до помилок під час кадрової синхронізації та дає найкращий показник BER серед чотирьох побудованих залежностей, тоді як 16 PQAM не дає значення BER, меншого за 10^{-3} , а 16 HQAM - меншого за 10^{-2} . Маніпуляція 16 QAM справляється краще з такою проблемою, ніж 16 PQAM і 16 HQAM, і дає результат за BER менший, ніж 10^{-4} .

Дані на рис. 4.14 свідчать про те, що застосування 64-позиційних схем маніпулювання у складі OFDM без використання більш сучасних методів синхронізації сигналу неможливе. Особливо погані результати дає 64 CQAM, оскільки значення BER для неї не менше, ніж 0.25.

4.6 Оцінка отриманих результатів

Результати моделювання показують розширення спектра кодованого сигналу симетричної бітової послідовності при кодуванні з використанням методів nrz і NRZI, і, крім того, це показує, що спектр сигналу стає ширшим, оскільки 1 і 0 часто чергуються. Перехід до багаторівневого кодування (MLT-3) передбачає зменшення спектральної ширини будь-якої бітової послідовності.

Код Manchester-II або Манчестерський код є найпопулярнішим у локальній мережі.

Логічний нуль відповідає переходу на більш високий рівень в центрі бітового інтервалу, а логічна одиниця відповідає переходу на більш низький рівень. При передачі чергуються біт частота, з якою спостерігається імпульс, зменшується вдвічі.

Ви можете легко виділити сигнал синхронізації, змінивши сигнал у центрі кожного біта. Самосинхронізація дозволяє передавати великі інформаційні пакети без втрат через відмінності в тактових частотах передавача і приймача.

Частотний спектр сигналу, закодованого в Манчестері, включає тільки 2 несучі частоти. Для 10-мегабітного протоколу це 1 МГц для передачі сигналів, що складаються з 1 нуля або 1 одиниці, і 5 МГц для сигналів, в яких чергуються нуль і 1. Таким чином, використовуючи смуговий фільтр, ви можете легко виключити всі інші частоти.

Код Manchester-II був застосований до волоконно-оптичних мереж та мереж електропроводки. Протокол локальної мережі Ethernet зі швидкістю 10 Мбіт/сек використовує саме цей код.

Код NRZ (not back to zero) - не повертається до нуля - це простий дворівневий код. Нижній рівень відповідає нулю, а верхній - 1. Інформаційні переходи відбуваються на кордонах бітів.

Варіант коду NRZI (Non Return to Zero Inverted) відповідає зворотній полярності. Безперечною перевагою коду є простота. Сигнал не потребує кодування та декодування.

У коді NRZ (NRZI) відсутня синхронізація. Це найбільший недолік. Якщо тактова частота приймача відрізняється від частоти передавача, Синхронізація втрачається, біти перетворюються і дані втрачаються.

MLT-3 (Багаторівнева передача-3) 3-рівневі коди передачі мають багато спільного з кодами NRZ. Найбільш важливою перевагою є наявність 3 рівнів сигналу.

Ця одиниця відповідає переходу від одного рівня сигналу до іншого. Рівень сигналу змінюється послідовно з урахуванням попереднього переходу. Максимальна частота сигналу відповідає передачі серії одиниць. При відправці нуля сигнал не змінюється. Інформаційні переходи фіксуються на кордонах бітів. 1 цикл сигналу містить 4 біти.

Недоліком коду MLT-3 та NRZ є відсутність синхронізації. Ця проблема вирішується за допомогою довгої послідовності нулів та перетворень даних, які виключають можливість асинхронності.

Методи кодування і складні схеми, що використовують всі кручені пари, забезпечують збільшення швидкості передачі даних без пропорційного збільшення частотного діапазону середовища передачі або ширини інформаційної магістралі.

Аналіз методу кодування дозволяє зробити висновок, що система передачі даних вичерпує ресурси навіть в програмних додатках свого класу. Сучасна інформаційна магістраль вимагає більш ретельної підготовки до переходу від 10-мегабітних додатків до високошвидкісних протоколів.

Покращений потенційний код має досить вузьку пропускну здатність для послідовностей 1 і 0, знайдених у переданих даних. На рис. 4.15 показаний спектр сигналів різних кодів, отриманих під час передачі будь-яких даних, і різні комбінації нулів і одиниць у вхідних кодах однаково піддаються вимірюванню.

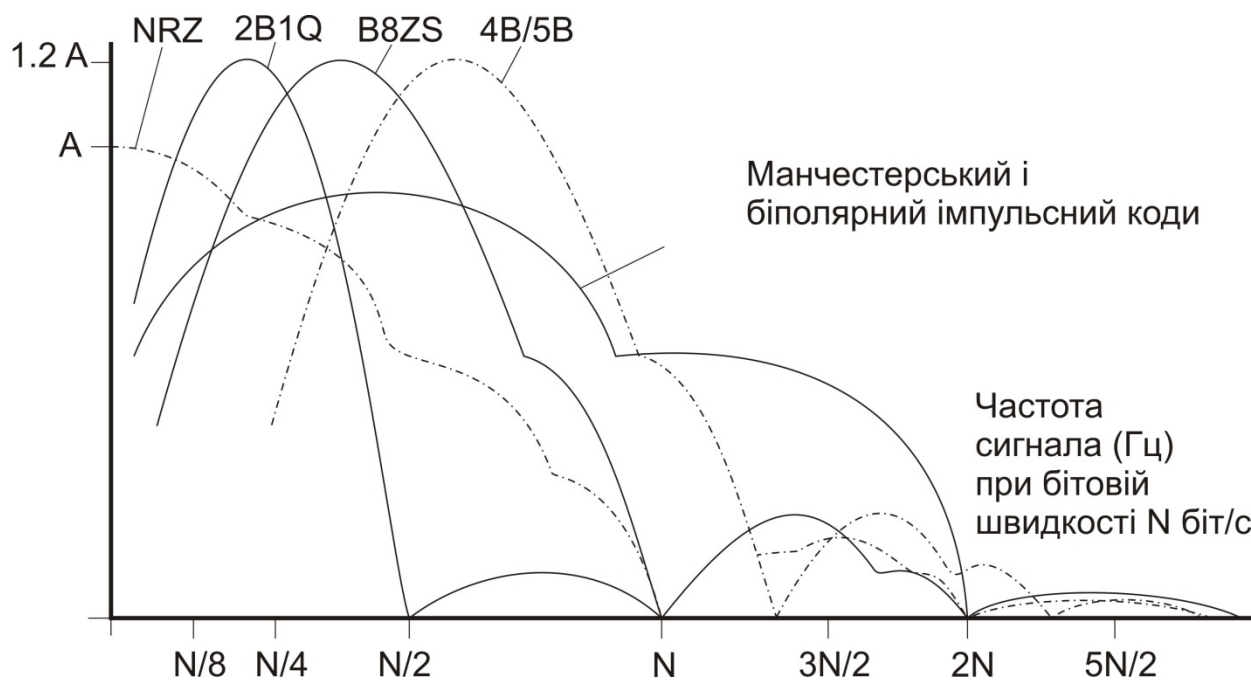


Рисунок 4.15 – Спектри потенціальних і імпульсних сигналів

При побудові графіка спектр був усереднений за всіма можливими наборами вхідних послідовностей. Природно, отриманий код може мати різні розподіли нуля та 1. На малюнку 4.6 показано, що потенційний код NRZ має хороший спектр з одним недоліком — він має постійну складову. Код, отриманий з потенціалу шляхом логічного кодування, має більш вузький спектр, ніж Манчестерський код, навіть при збільшенні тактової частоти (на малюнку спектр коду 4B/5b повинен приблизно збігатися з кодом b8ZS, але його тактова частота збільшується на 1/4 в порівнянні з іншими кодами, тому він зміщується в більш високий частотний діапазон). Це означає використання потенційно надлишкових і зашифрованих кодів в сучасних технологіях, таких як fddi, fast Ethernet, Gigabit Ethernet, ISDN і т.д. замість цього використовується манчестерське і біполярне імпульсне кодування.

ВИСНОВКИ З РОЗДІЛУ

1. Для дослідження форми і спектру дискретних сигналів, модульованих різними методами застосовано аналіз Фур'є, що дозволяє моделювати сигнал у вигляді суми гармонійних сигналів, частота яких кратна частоті сигналу.

2. Розроблено програму, що дозволяє розраховувати й відображати форму і спектр періодичних послідовностей двійкових сигналів в залежності від кількості та значень біт повторюваної послідовності з урахуванням кількості гармонік і використовуваних методів кодування. Це зроблено на прикладі методів кодування NRZ, NRZI, MLT-3 для 10-бітних та 8-бітних сигналів з урахуванням 15 гармонік для симетричної бітової послідовності.

3. Результатом кодування за методом NRZI так само, як і для NRZ, є дворівнева (0 і 1) бітова послідовність, форма і спектр якої можуть бути промодельовані за допомогою Фур'є-аналізу подібно моделюванню бітової послідовності, кодованої методом NRZ. Що стосується отримання симетричних послідовностей біт після NRZI-кодування, то вони можуть бути отримані з 5-бітових послідовностей - результатів попереднього логічного кодування вихідного сигналу по методу 4B/5B.

4. Результатом кодування за методом MLT-3 є трирівнева (-1, 0, 1) бітова послідовність, форма і спектр якої можуть бути змодельовані за допомогою Фур'є-аналізу подібно моделюванню бітової послідовності, кодованої методом NRZ, з урахуванням того, що функція $g(t)$ може приймати значення -1, 0 і 1. Видно, що при використанні цього методу кодування спостерігається симетрична форма сигналу, проте, розширення спектра в цьому випадку не відбувається (в усякому разі, в порівнянні з методами NRZ і NRZI).

5. Результати моделювання свідчать про розширення спектру кодованих сигналів для симетричних бітових послідовностей при кодуванні їх методами NRZ і NRZI, причому, чим частіше чергуються одиниці і нулі, тим ширше виявляється спектр сигналу. Перехід до багаторівневого кодування (MLT-3) супроводжується зменшенням ширини спектру для будь-яких бітових послідовностей.

ВИСНОВКИ

1. Проведено аналіз методів представлення дискретних електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку на прикладі методів кодування: NRZ (Non-Return to Zero – без повернення до нуля); RZ (Return to Zero – з поверненням до нуля); АМІ (Bipolar Alternate Mark Inversion – біполярне кодування з альтернативною інверсією); Манчестерське кодування (manchester encoding); Диференціальне манчестерське кодування (differential manchester encoding); MLT-3 – трьохрівневе кодування; PAM5 (Pulse Amplitude Modulation) – п'ятирівневе кодування; 2B1Q (2 Binary 1 Quaternary) – пари біт даних представляються одним четвертинним символом.

2. Для визначення параметрів сигналів, що кодовані розглянутими різними методами кодування, запропоновано використати перетворення Фур'є. В обробці сигналів і пов'язаних областях перетворення Фур'є звичайно розглядається як декомпозиція сигналу на частоти і амплітуди, тобто, зворотній перехід від часового простору (time domain) в частотний простір (frequency domain). Встановлено переваги та недоліки існуючих на сьогодні методів кодування та представлення цифрової інформації.

3. Досліджено енергетичні параметри ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування. Розроблено програму, що дозволяє розраховувати й відображати форму і спектр періодичних послідовностей двійкових сигналів в залежності від кількості та значень біт повторюваної послідовності з урахуванням кількості гармонік і використовуваних методів кодування. Додаток розроблений в середовищі Matlab і являє собою форму з компонентами для введення інформації і відображення результатів моделювання.

Перелік посилань

1. Мандзій Б. А.. Основи теорії сигналів // Б. А. Мандзій, Р. І. Желяк / Підручник / За ред. Б.А. Мандзія. – Львів. : вид-во "Ініціатива", 2008. – 240 с.
2. Абрамов С.К. Лінії передачі: навч. посіб. / С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін-т», 2009. – 70 с.
3. "Модуляція" // [електронний ресурс] [http://uk.wikipedia.org/wiki/Модуляція_\(фізика\)](http://uk.wikipedia.org/wiki/Модуляція_(фізика))
4. Білинський Й. Й. Електронні Системи / Й. Й. Білинський, К. В. Огородник, М. Й. Юкиш // [електронний ресурс].
5. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
6. Комп'ютерні мережі. Кодування сигналу // [електронний ресурс] http://comp-net.at.ua/index/koduvannja_signaliv/0-20
7. Руководство по технологиям объединенных сетей. // Cisco systems. Inc. – М. : Издательский дом "Вильямс", 2004. – 380 с.
8. Основи передачі дискретних даних // [електронний ресурс] <http://prvo.dynalias.net/book/archnet/glava2/001.htm>
9. Методи кодування цифрових сигналів // [електронний ресурс] http://ru.wikipedia.org/wiki/Методы_кодирования_цифровых_сигналов .
10. Солонина А. И. Цифровая обработка сигналов. / А. И. Солонина, С. М. Арбузов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2008. – 816 с. : ил. – (Учебное пособие).
11. Кулаков Ю.О. Комп'ютерні мережі. Підручник / Ю.О. Кулаков, Г.М. Луцький. – К.: Юніор, 2003. – 400 с.
12. Компьютерные сети. Сертификация Network +. Учебный курс Microsoft. /Пер. с англ. – М.: Русская Редакция, 2002. – 704 с.
13. Бройдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации / В.Л. Бройдо. – СПб.: Питер, 2002.

14. Новиков Ю.В. Локальные сети: архитектура, алгоритмы, проектирование / Ю.В. Новиков, С.В. Кондратенко. – М.: ЭКОМ, 2001. – 312 с.
15. Флинт Д. Локальные сети ЭВМ. / Д. Флинт. – М.: Финансы и статистика, 1986.
16. Пятибратов А.П. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: Учебник / Пятибратов А.П. и др. – М.: Финансы и статистика, 1998 г. – 450 с.
17. Основы вычислительной техники, информационных технологий и компьютерных сетей. Интерактивное учебное пособие. УГМТУ. Николаев, 2002. – 212 с.
18. Grynychyn T. Methods of Manipulation of Signals in Optical Channels of Communications. // Матеріали міжнародної конференції TCSET'2004. – Львів-Славське, 2004. – С. 363-365.
19. Николайчук Я.М. Теорія побудови двовірних шумоподібних сигналів для комп'ютерних систем та мереж / Я.М. Николайчук, О. М. Заставний // КУСС - 2003.
20. Співвідношення_сигнал/шум // [електронний ресурс] http://uk.wikipedia.org/wiki/Співвідношення_сигнал/шум
21. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.
22. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов / И. С. Гоноровский. – 4-е изд. – М. Радио и связь, 1986. – 512 с.
23. Зиновьев А.Л. Введение в теорию сигналов и цепей: Учебное пособие для вузов / А.Л. Зиновьев, Л.И. Филиппов. - М.: Высшая школа, 1975. – 264 с.
24. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов / С.И. Баскаков. - М.: Высшая школа, 1988

25. Куприянов М.С. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования / М.С. Куприянов, Б.Д. Матюшкин. – СПб.: Политехника, 1999.
26. Залмазон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи, и других областях / Л.А. Залмазон. – М.: Наука, 1989. – 496 с.
27. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ / С.Л. Марпл. – М.: Мир, 1990.
28. Дискретне перетворення Фур'є // [електронний ресурс] http://ru.wikipedia.org/wiki/Дискретное_преобразование_Фурье
29. Кветний Р. Н. Комп'ютерне моделювання систем та процесів. Методи обчислення / Кветний Р. Н., Богач І. В., Бойко О. Р., Софіна О. Ю., Шушура О. М. – Частина 2. – 2008. – 270 с.
30. Спектральний аналіз сигналів на основі дискретного перетворення Фур'є: Інструкція до лабораторної роботи № 1 з курсу "Цифрова обробка сигналів і зображень" для студентів спеціальності 8.160102" "Захист інформації з обмеженим доступом та автоматизація її обробки" / Укл. В.В. Хома, Я. Р. Совин - Львів: Національний університет "Львівська політехніка", 2010. – 17 с.
31. Шрюфер Э. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизированных сигналов / Э. Шрюфер. – К.: Либідь, 1995. – 320 с.
32. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях / Ж. Макс. – М.: Мир, 1983.
33. Харкевич А.А. Спектры и анализ / А.А. Харкевич. - М.: Физматгиз, 1980. - 246 с.
34. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. –3-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 958 с.
35. Таненбаум Э. Компьютерные сети. 4-е изд. / Э. Таненбаум . – СПб.: Питер, 2003. – 992 с.

36. Коломеец Г.П. Моделирование сигналов передаваемых в компьютерных сетях данных / Г.П. Коломеец / Сборник научных трудов 9-й Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», Одесса, Одесский национальный политехнический университет, 19–23 мая 2008 г, т.1.– С. 118.

37. IEEE Standard 802.3–2005: Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications – <http://www.ieee.org>

38. Воловодов А. От тактовой частоты до информационной магистрали "Сети и системы связи" / А. Воловодов. – № 9. – Москва, 1999. – С. 38-45.

39. Каган Б.М. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики / Б.М. Каган, В.В. Сташин. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 304 с.

40. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH / Н.Н. Слепов. – М. : ЭКО-ТРЕНЗ, 1997

41. Альошин Г.В. Оцінка якості інформаційновимірювальних систем / Г.В. Альошин. – Харків, УкрДАЗТ, 2008. – 300 С.

42. Алешин Г.В. Оптимальное совмещение информационного и синхронизирующего каналов в системах связи / Г.В. Алешин, А.И. Солонец. – Сб.науч.трудов. НАНУ, ХВУ, 1996. – 7-15 с.

43. Дудар О.М. Моделювання сигналів QPSK в середовищі Simulink / О.М. Дудар, В.М. Мішан, К.Л. Горященко / Вісник ХНУ. – 2023. - №5 т. 2. – С. 145-148.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А

Програмний код для середовища Matlab (30 денна тріал-версія)

```
clearvars
close all
tic

%Generating binary sequence
Data = round(rand(1, 153600));

%Modulation (Manupulation)
ModOrder = [16 64]; %16 or 64
ModTypeOptions = {'CQAM' 'PQAM' 'HQAM' 'QAM'};
Fd = 192e3;
SymbolT = 0.1;

LowFreq = 10e3;
FreqBand = 8e3;
DeltaFreq = 1/SymbolT;
SubcarNum = FreqBand / DeltaFreq;
SubcarSpace = (1:SubcarNum);

t = linspace(0,SymbolT,SymbolT*Fd);

%Noise Parameters
NoiseMagnitude = (0.2:0.05:1.5);

%Adding data
for a = 1 : length(ModTypeOptions)
    for b = 1 : length(ModOrder)
```

```
clearvars DataDec Subcar OFDMSymbol SNRSymbol RecConst
DetectedSymbols
```

```
M = ModOrder(b);
ModType = cell2mat(ModTypeOptions(a));
Filename = [sprintf('%02d', M) ModType '.mat'];
load(Filename)
%Decimal conversion
parfor i = 1 : length(Data)/log2(M)
```

```
    DataDec(i) = bi2de(Data(log2(M)*(i-1)+1:log2(M)*i));
```

```
end
```

```
if length(ModType) == 3
```

```
    ModData = qammod(DataDec,M);
```

```
else
```

```
    ModData = genqammod(DataDec,Constellation);
```

```
end
```

```
SymbolNum = length(ModData) / length(SubcarSpace);
```

```
ModDataReshaped = reshape(ModData, [length(SubcarSpace)
SymbolNum]).';
```

```
%Quadrature Modulator
```

```
for i = 1 : SymbolNum
```

```
    parfor j = 1 : length(SubcarSpace)
```

```
        ITX = real(ModDataReshaped(i,j)) .*
real(exp(1i*2*pi*(LowFreq + SubcarSpace(j)/SymbolT).*t));
```

```
        QTX = imag(ModDataReshaped(i,j)) .* (-
imag(exp(1i*2*pi*(LowFreq + SubcarSpace(j)/SymbolT).*t));
```

```
        Subcar(j,:) = ITX + QTX;
```

```

end
OFDMSymbol(i,:) = sum(Subcar);
OFDMSymbol(i,:) = OFDMSymbol(i,:) ./
max(abs(OFDMSymbol(i,:)));
end

for z = 1 : length(NoiseMagnitude)
tic
Noise = NoiseMagnitude(z) .* rand(SymbolNum,
SymbolT*Fd);
SymbolsRX = OFDMSymbol + NoiseMagnitude(z) .* Noise;

for i = 1 : SymbolNum
NoiseFiltered = bandpass(Noise(i,:), [LowFreq-500
LowFreq + FreqBand + 500], Fd);
SNRSymbol(i) = snr(OFDMSymbol(i,:),
NoiseFiltered);

%Quadrature demodulator
parfor j = 1 : SubcarNum
IRX = SymbolsRX(i,:) .*
real(exp(1i*2*pi*(LowFreq + SubcarSpace(j)/SymbolT).*t));
QRX = SymbolsRX(i,:) .* (-
imag(exp(1i*2*pi*(LowFreq + SubcarSpace(j)/SymbolT).*t)));

IRXInt = cumtrapz(IRX);
QRXInt = cumtrapz(QRX);

if z == 2 && a == 4 && b == 2
Check1(j,:) = IRXInt;
end

Iconst = IRXInt(end);
Qconst = QRXInt(end);

RecConst(i,j) = complex(Iconst, Qconst);
end
end

```

```

RealPart = real(RecConst(i,:));

ImagPart = imag(RecConst(i,:));

if length(ModType) == 3
    RealPart =
(mean(abs(real(ModDataReshaped(i,:))))/
mean(abs(real(RecConst(i,:)))) * RealPart;
    ImagPart =
(mean(abs(imag(ModDataReshaped(i,:))))/
mean(abs(imag(RecConst(i,:)))) * ImagPart;
else
    RealPart = (mean(abs(real(Constellation)))/
mean(abs(real(RecConst(i,:)))) * RealPart;
    ImagPart = (mean(abs(imag(Constellation)))/
mean(abs(imag(RecConst(i,:)))) * ImagPart;
end

DetectedSymbols(i,:) =
complex(RealPart,ImagPart);
end
DetectedSymbolsVector = reshape(DetectedSymbols.',[1
numel(DetectedSymbols)]);

if length(ModType) == 3
    DemodulatedDecData =
qamdemod(DetectedSymbolsVector.', M);
else
    DemodulatedDecData =
genqamdemod(DetectedSymbolsVector.', Constellation);
end

DemodulatedData = de2bi(DemodulatedDecData,log2(M));

```

```
ReceivedData = reshape(DemodulatedData.', [1
numel(DemodulatedData)]);

[~,BER(z)] = biterr(Data, ReceivedData);
SNR(z) = mean(SNRSymbol);
toc

if z == 2 && a == 4 && b == 2
    spectrogram(OFDMSymbol(1,:))
end

end

Filename = ['BER_' sprintf( '%02d', M ) ModType '.mat'];
save(Filename,'BER','SNR')
end
end
toc
```

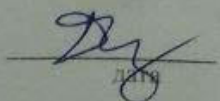
Завідувачу кафедри
телекомунікацій, медійних та
інтелектуальних технологій
Сергію ПІДЧЕНКУ
здобувача вищої студента, студента
Олександра Дударя,
2 курсу, гр. ТРМ-22-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.



Олександр Дудар

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 9.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 8%

ID: 122562 Название: Метод кодування інформації в провідових телекомунікаційних мережах Добавлено в БД: 2023-12-11 Авторы: Дудар Олександр Михайлович Руководители: Горященко Константин Леонидович Консультанты: Опоненты:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	113717	924	11271 (10%)	108 (12%)

Источник платата

ID	Описание	Наличие платата в документе	
		Символы	Лексемы

Имя пользователя:
Kafedra TMIT KhNU

ID проверки:
1015994303

Дата проверки:
11.12.2023 19:07:19 EET

Тип проверки:
Doc vs Internet + Library

Дата отчета:
11.12.2023 19:11:03 EET

ID пользователя:
100005657

Название файла: Дудар Александр_Трм-22

Количество страниц: 106 Количество слов: 17644 Количество символов: 135564 Размер файла: 2.31 MB ID файла: 1015676884

10.4% Совпадения

Наибольшее совпадение: 1.48% с Интернет-источником (<https://openarchive.nure.ua/bitstream/document/9702/1/lzd...>)

10.4% Источники из Интернета 439 Страница 108

1.87% Источники из Библиотеки 47 Страница 113

0.3% Цитат

Цитаты 2 Страница 114

Ссылки 1 Страница 114

0% Исключений

Нет исключенных источников

Модификации

Обнаружены модификации текста. Подробная информация доступна в онлайн-отчете.

Замененные символы 30

РІШЕННЯ ЕКСПЕРНОЇ КОМІСІЇ ПО КАФЕДРИ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДИНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод кодування інформації в провідних телекомунікаційних мережах

Автор: Олександр Дудар

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник к.т.н., доц. Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	відповідає
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнуті. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження: Запозичення у розмірі 10,4% (UniCheck) та 9,0% (Anti-Plagiarism), що виявлені в роботі, містять посилання на відповідні джерела літератури, що використані в роботі.

11.12.23р

Науковий керівник роботи:

Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Зав. каф. ТМІТ

Сергій ПІДЧЕНКО

РЕЦЕНЗІЯ

на дипломну роботу студента групи ТРМ-22-1

Дударя Олександра Михайловича

"Метод кодування інформації в провідних телекомунікаційних мережах"

В дипломній роботі представлено аналіз методів кодування інформації для телекомунікаційних мереж.

Актуальність роботи пов'язана із дослідженням роботи переважної більшості сучасних систем зв'язку, що заснована на передачі повідомлень в цифровому вигляді. При використанні цифрового сигналу для передачі інформації, виникають проблеми щодо застосування конкретних методів кодування в лініях передачі інформації з різними параметрами.

В дипломній роботі магістра ставиться та виконується ряд завдань, серед яких:

- 1) Аналіз дискретних електричних сигналів в провідних лініях зв'язку.
- 2) Встановлення переваг і недоліків існуючих в даний час методів кодування і подання цифрової інформації.
- 3) Дослідження енергетичних параметрів ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування.

Робота містить 4-и розділи загальним обсягом 106 сторінки. В роботі використано 43 посилань на літературні джерела, 25 рисунків та 4 таблиці.

За змістом робота є цілісною та містить достатню кількість посилань на літературні джерела, висновки з отриманих результатів сформовані технічно грамотно.

Викладення матеріалу є послідовним та логічно пов'язаним, застосовується велика кількість ілюстрацій та додатків. Результати дослідження показують, що в реальній постановці завдання є багатокритерійними. Наведені у роботі формули, припущення та висновки мають достатнє обґрунтування та детальне пояснення. Мова викладення роботи є технічно грамотною, зрозумілою та не перенасиченою спеціальними термінами. Оформлення пояснювальної записки знаходиться на належному рівні, граматичних та стилістичних помилок дуже обмежена кількість.

Серед позитивних сторін магістерської роботи слід відмітити наступне:

1. Проведено аналіз методів представлення дискретних електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку на прикладі методів кодування: NRZ, RZ, AMI, Манчестерське кодування, Диференціальне манчестерське кодування, MLT-3, PAM5, 2B1Q.

2. Для визначення параметрів сигналів, що кодовані розглянутими різними методами кодування, запропоновано використати перетворення Фур'є. В обробці сигналів і пов'язаних областях перетворення Фур'є звичайно розглядається як декомпозиція сигналу на частоти і

амплітуди, тобто, зворотній перехід від часового простору (time domain) в частотний простір (frequency domain).

3. Досліджено енергетичні параметри ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування. Розроблено програму, що дозволяє розраховувати й відображати форму і спектр періодичних послідовностей двійкових сигналів в залежності від кількості та значень біт повторюваної послідовності з урахуванням кількості гармонік і використовуваних методів кодування. Додаток розроблений в середовищі Matlab і являє собою форму з компонентами для введення інформації і відображення результатів моделювання.

Дипломна робота магістра Дударя Олександра Михайловича "Метод кодування інформації в провідних телекомунікаційних мережах" повністю відповідає вимогам, що встановлено до виконання кваліфікаційних робіт рівня магістра та заслуговує на оцінку "відмінно", а її автор – на присвоєння кваліфікаційного рівня магістра зі спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка".

Рецензент:

Юрій Кисель, зав. кадрами КБ, к.т.н., доцент

ВІДГУК

на дипломну роботу студента групи ТРМ-22-1

Дударя Олександра Михайловича

"Метод кодування інформації в проводових телекомунікаційних мережах"

Дипломна робота магістра виконана згідно календарного плану. Робота містить 4-и розділи загальним обсягом 106 сторінки. В роботі використано 43 посилань на літературні джерела, 25 рисунків та 4 таблиці.

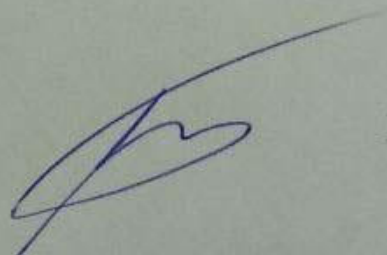
В роботі проаналізовано принципи формування вихідного коду сучасних систем зв'язку заснована на передачі повідомлень в цифровому вигляді. При використанні цифрового сигналу для передачі цифрової інформації, аналізі існуючих в даний час методів цифрового кодування і способів подання інформації цифровим кодуванням, яке управляє послідовністю прямокутних імпульсів відповідно до послідовності переданих даних, виникають проблеми щодо застосування конкретних методів кодування в лініях передачі інформації з різними параметрами, тобто особливі умови. Показано, що поточний напрямок заснований на мінімізації параметрів для найкращої процедури кодування, виходячи з конкретних умов застосування.

В цілому дипломна робота магістра Дударя Олександра Михайловича "Метод кодування інформації в проводових телекомунікаційних мережах" повністю відповідає вимогам до кваліфікаційних робіт магістра та заслуговує на оцінку "відмінно", а її автор – на присвоєння кваліфікаційного рівня магістра зі спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка".

Керівник :

доцент кафедри ТМІТ,

к.т.н., доц.



Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Дипломна робота

магістра із спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

тема роботи:

Метод кодування інформації в провідових телекомунікаційних мережах

Студент:

Олександр Дудар, гр. ТРМ-20-1

Керівник

К.Т.Н., доц. Костянтин Горященко

Мета роботи:

Дослідження існуючих методів представлення електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку для виявлення умов, при яких забезпечується максимально ефективно застосування того чи іншого методу кодування та представлення для передачі інформації в провідниковій лінії зв'язку.

Об'єкт

процес кодування дискретних електричних сигналів за

дослідження:

допомогою різних методів кодування цифрової інформації

Предмет

методи кодування та енергетичні характеристики дискретних

дослідження:

сигналів, що кодовані за цими методами

ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

1. Аналіз дискретних електричних сигналів в провідних лініях зв'язку ;
2. Встановлення переваг і недоліків існуючих в даний час методів кодування і подання цифрової інформації;
3. Дослідження енергетичних параметрів ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування.

Науково-практичне значення отриманих результатів

1. Аналіз способу представлення дискретних електричних сигналів в провідниковій лінії зв'язку виконується з використанням прикладів методів кодування: NRZ (назад до нуля без повернення до нуля); RZ (назад до нуля - назад до нуля); АМІ (біполярна альтернативна інверсія міток – біполярне кодування з альтернативною інверсією); манчестерське кодування (manchester encoding); диференціальне манчестерське кодування; MLT-3 –трирівневе кодування; РАМ5

(імпульсна амплітудна модуляція) – п'ятирівневе кодування; 2B1Q (2binary 1quaternary) - пара бітів даних представлена 1 четвертинним символом.

2. Було запропоновано використовувати перетворення Фур'є для визначення параметрів сигналу, закодованого різними розглянутими методами кодування. В області обробки сигналів і суміжних областях перетворення Фур'є зазвичай розглядається як розкладання сигналу на частоту і амплітуду, тобто зворотний перехід з часового простору (часової області) в частотну область, встановлені переваги і недоліки існуючих в даний час методів кодування і подання цифрової інформації.

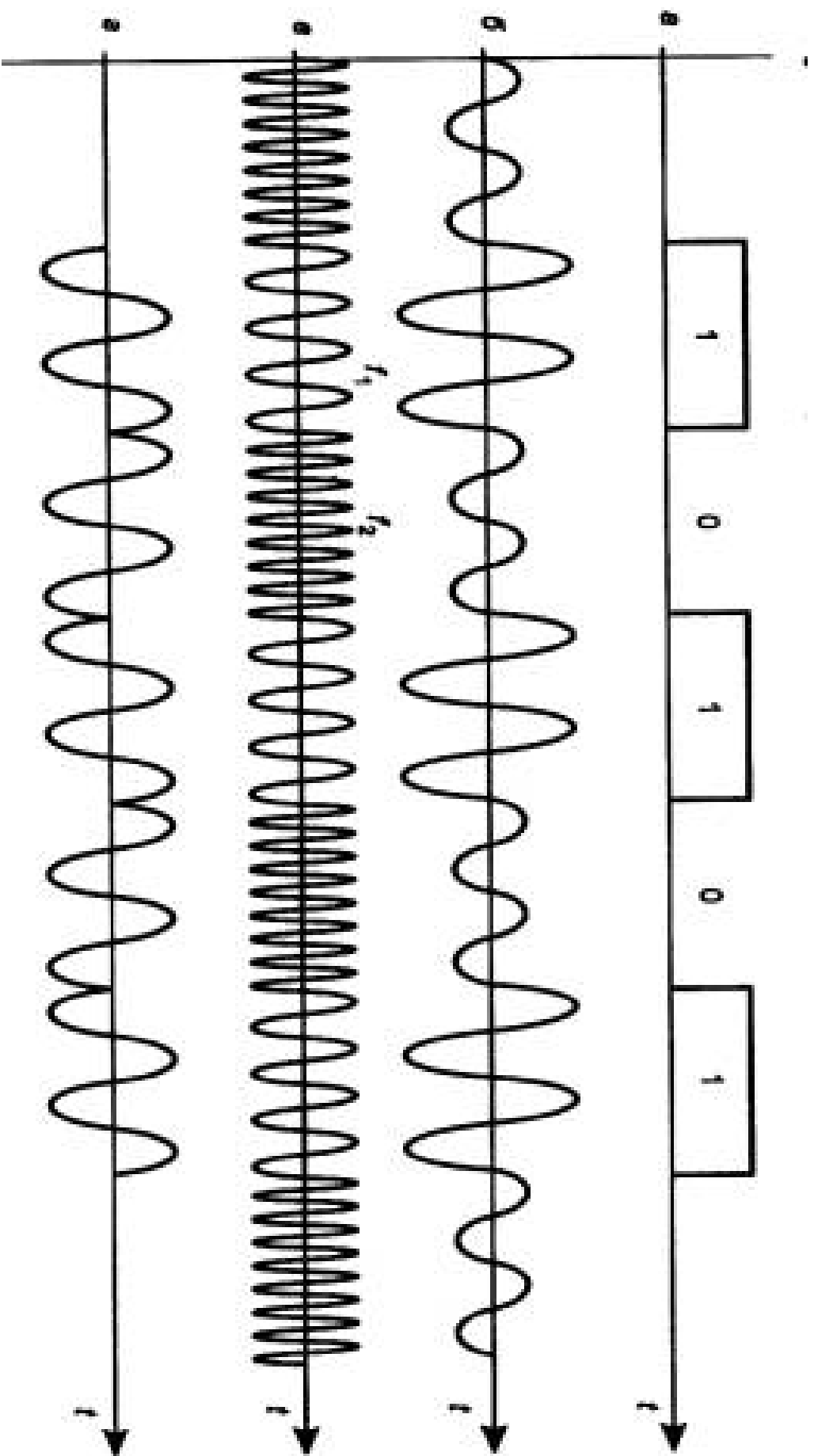
3. Досліджено енергетичні параметри ефективності кодування цифрових кодів існуючими методами кодування. Беручи до уваги кількість гармонік і використовуваний метод кодування, ми розробили програму, яка дозволяє обчислювати і відображати форму і спектр періодичної послідовності двійкових сигналів в залежності від кількості і значення бітів повторюваної послідовності.

АКТУАЛЬНІСТЬ ДОСЛІДЖЕННЯ

При використанні цифрового сигналу для передачі цифрової інформації, аналізі існуючих в даний час методів цифрового кодування і способів подання інформації цифровим кодуванням, яке управляє послідовністю прямокутних імпульсів відповідно до послідовності переданих даних, виникають проблеми щодо застосування конкретних методів кодування в лініях передачі інформації з різними параметрами, тобто особливі умови. Тобто поточний напрямок засноване на мінімізації наступних параметрів, ви можете вибрати найкращу процедуру кодування, виходячи з конкретних умов застосування.

МОДУЛЯЦІЯ СИГНАЛУ

Аналогова модуляція



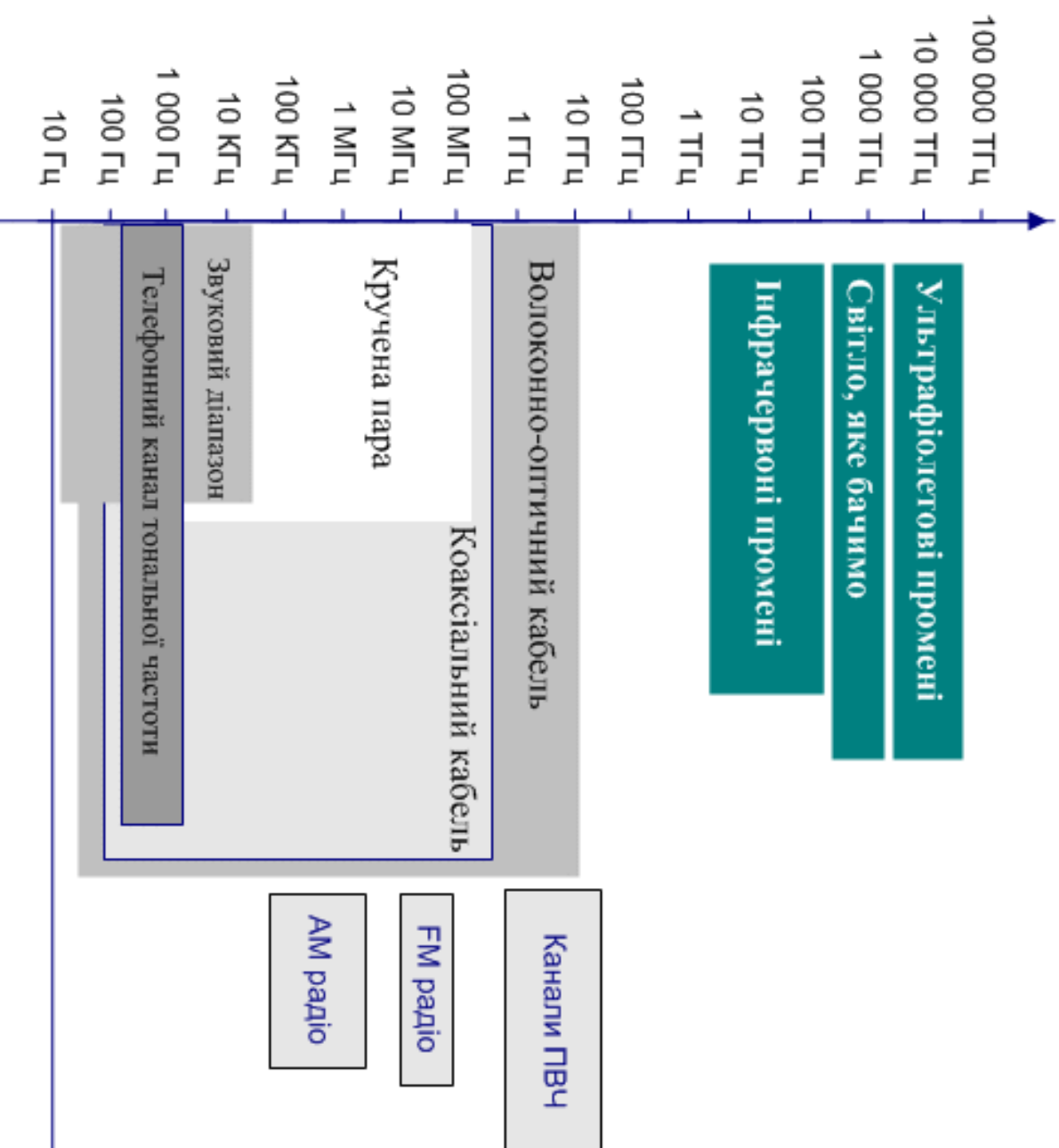
МОДУЛЯЦІЯ СИГНАЛУ

Методи цифрової маніпуляції сигналів

При виборі методу кодування слід враховувати кількість таких вимог:

1. Спектр лінійного сигналу повинен бути досить вузьким і обмежений по частоті. Щоб обмежити діапазон частот, приймальний пристрій повинен мати меншу пропускну здатність і меншу потужність шуму.
2. Код лінійного сигналу повинен забезпечувати можливість виділення змін тактової частоти, необхідних для пристроїв тактової синхронізації, які керують рішеннями електронного регенератора.
3. Код лінійного сигналу повинен володіти максимальною завадостійкістю, що дозволяє використовувати найдовшу ділянку відтворення.
4. Лінійні сигнальні коди повинні забезпечувати можливість контролю якості передачі (частоти помилок) в процесі експлуатації. Для цього на практиці використовуються коди, в яких в вихідну інформаційну послідовність вводяться додаткові символи і розміщуються в правильних і логічно обґрунтованих позиціях. У той же час кількість можливих послідовних ідентичних символів мінімізується або скорочується, а зміст низькочастотних складових в коді зменшується.
5. Код лінійного сигналу повинен бути досить простим для схемотехнічного рішення транскодера. Код лінійного сигналу повинен бути дворівневим.

СМУГТИ ПРОПУСКАННЯ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ



ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ОСНОВНИХ МЕТОДІВ КОДУВАННЯ ЦИФРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Перед кожним методом

кодування і подання

дискретної інформації були

встановлені деякі з

вищевказаних вимог. Однак,

на додаток до цього, кожен з

існуючих в даний час методів

має як свої переваги, так і

недоліки і може бути

реалізований більш

ефективно в їх конкретних

умовах передачі.

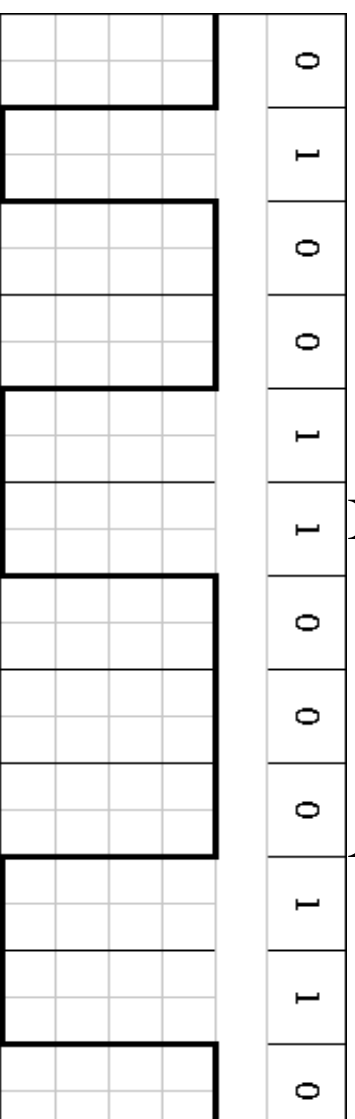


Рисунок 8.1 – Потенційний код NRZ

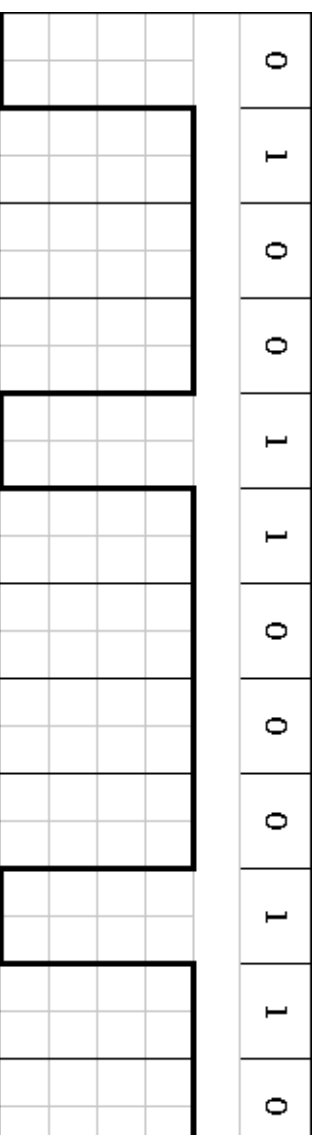


Рисунок 8.2 – Потенційний код NRZI

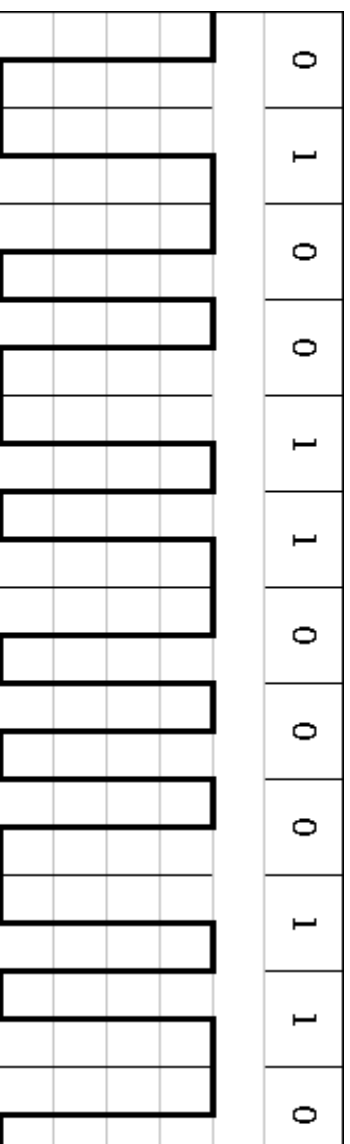


Рисунок 8.3 – Манчестерське кодування

0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

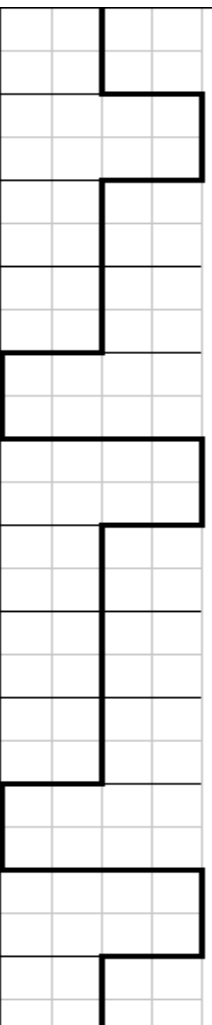


Рисунок 9.1 – Біполлярний код АМІ

0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

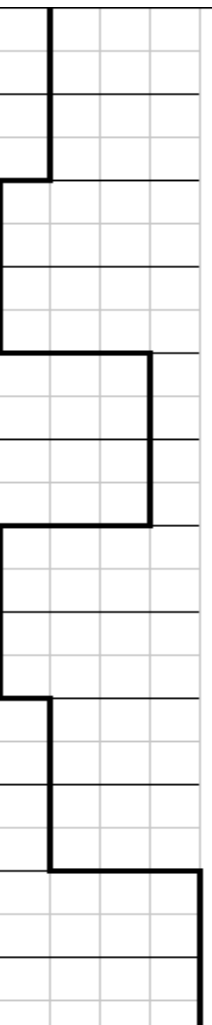


Рисунок 9.2 – Потенціальний код 2В1Q

Основні параметри лінії зв'язку - **пропускна спроможність** і **достовірність передачі даних**, оскільки ці характеристики прямо впливають на продуктивність і надійність створюваної мережі. Розрізняють **бодову** (модуляційну) і **інформаційну швидкості**.

Бодова швидкість вимірюється в бодах, тобто число зміни дискретного сигналу в одиницю часу. **Інформаційна швидкість** – кількість бітів інформації переданих в одиницю часу, вимірюється в бітах за секунду (біт/с).

ІЄРАРХІЧНА МОДУЛЯЦІЯ

Перші 2 біти однакові всередині квадратів

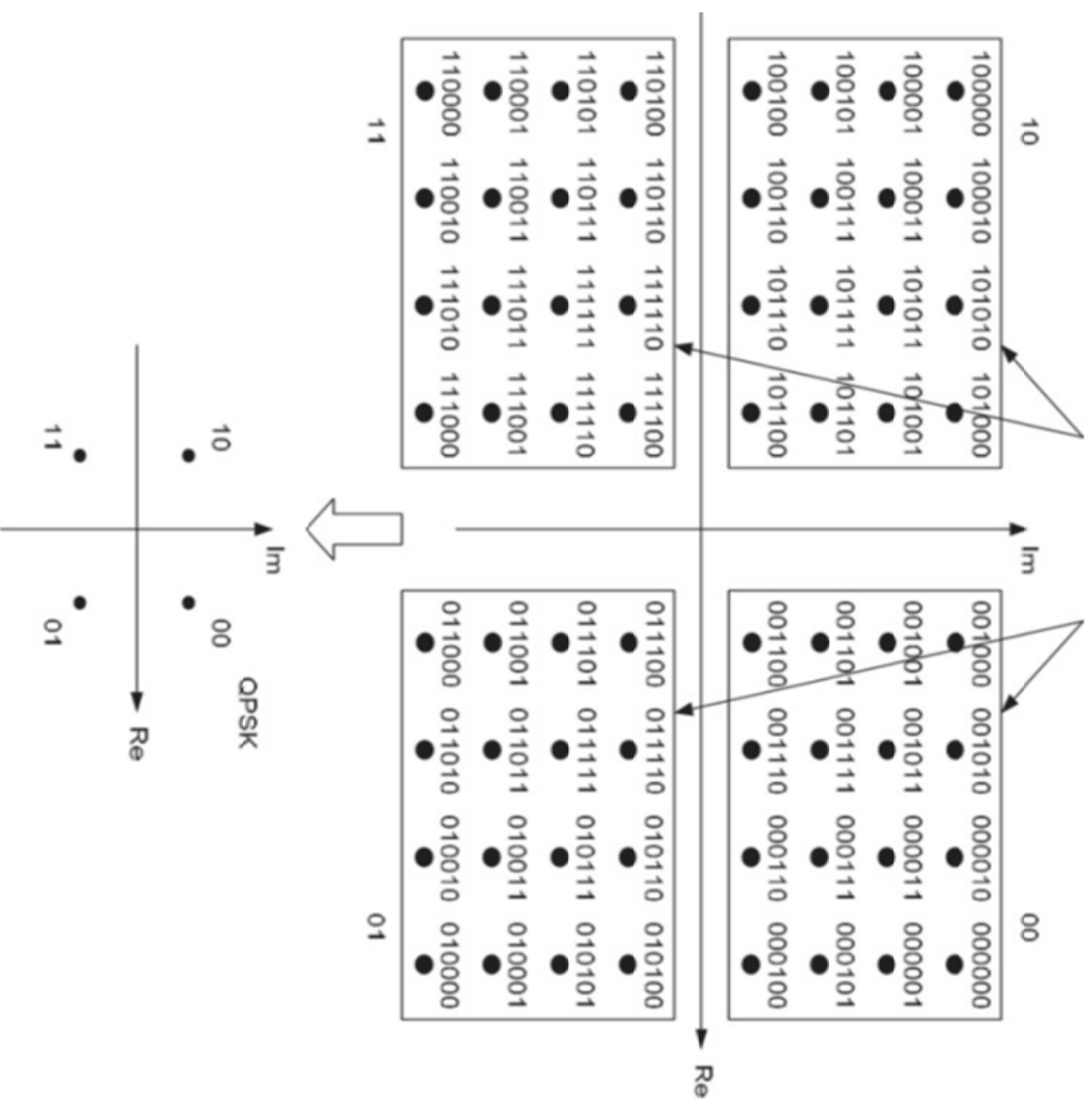


Рисунок 10.1 – Поєднання QPSK (знизу) і 64 QAM (зверху) в ієрархічній модуляції

ОЦІНКА ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛІВ

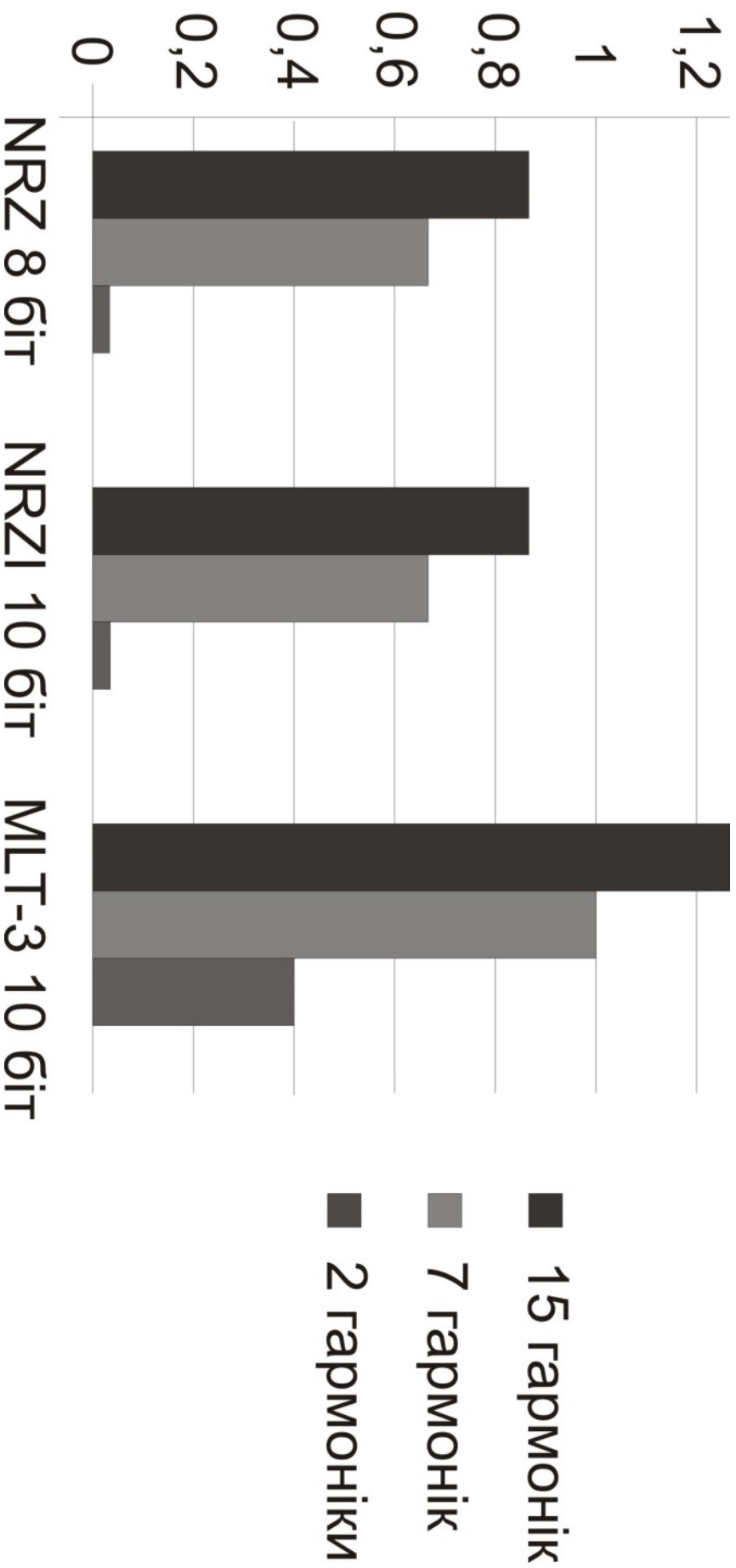


Рисунок 11.1 – Порівняння сумарних мінімальних середньоквадратичних амплітуд сигналів, кодованих різними методами (NRZ - для послідовностей 10101010 і 01010101, NRZI - для послідовностей 11111111 і 01111111, MLT-3 - для послідовностей

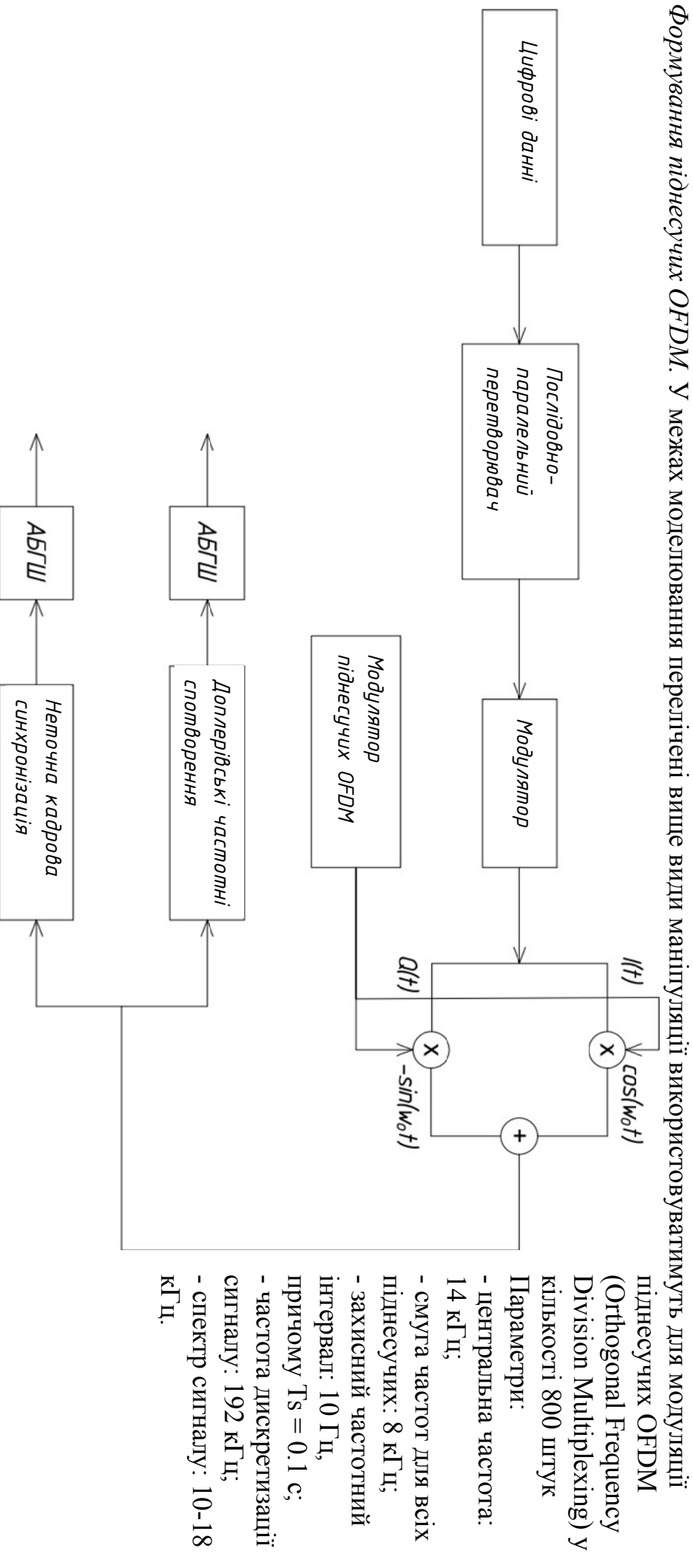
0000110000, 0000000110, 0000011000, 0000000011, 0001100000, 0011000000, 0110000000, 0000000001, 1100000000, 0000001100, 1000000001, 0100000000)

0000000001, 1100000000, 0000001100, 1000000001, 0100000000)

КРУГОВА КВАДРАТУРНА АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ КВАДРАТУРИ

Формування двійкової послідовності для передачі. На цьому етапі формується випадкова послідовність довжиною 153600 символів. Перетворення двійкової послідовності у вигляд, придатний для використання піднесучих OFDM. Вихідний сигнал необхідно розподілити між піднесучими OFDM за допомогою послідовно-паралельного перетворювача. Крім цього, двійковий сигнал перетворюється в десятковий для простоти роботи в MATLAB.

Формування піднесучих OFDM. У межах моделювання перелічені вище види маніпуляції використовуватимуть для модуляції



- піднесучих OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) у кількості 800 штук
- Параметри:
- центральна частота: 14 кГц;
 - смуга частот для всіх піднесучих: 8 кГц;
 - захисний частотний інтервал: 10 Гц,
 - причому $T_s = 0.1$ с;
 - частота дискретизації сигналу: 192 кГц;
 - спектр сигналу: 10-18 кГц.

Рисунок 12.1 – Структура моделі для модуляції сигналу в середовищі Matlab (30-денна версія)

МОДЕЛЮВАННЯ БІТОВОЇ ПОМИЛКИ (BER) ВІД РІВНЯ СИГНАЛ/ШУМ (SNR)

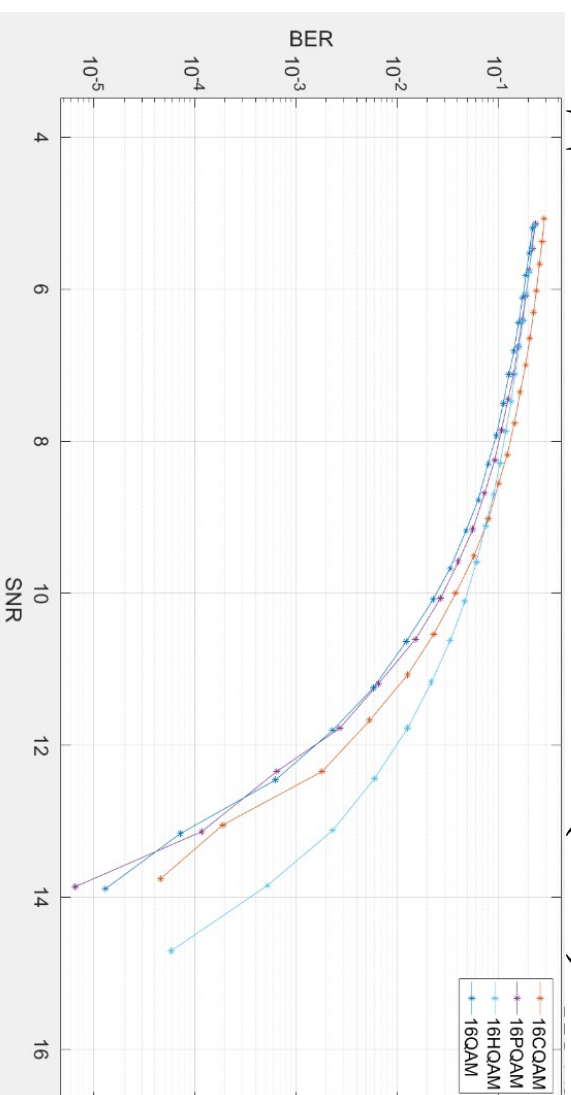


Рисунок 13.1 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 16 QAM, 16 PSK, 16 FSK та 16 OQAM

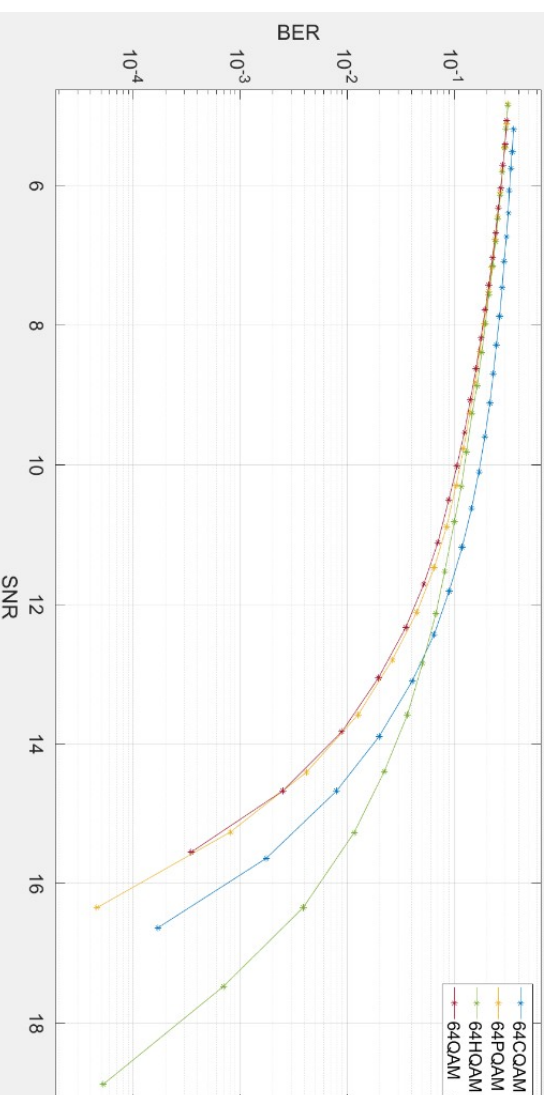
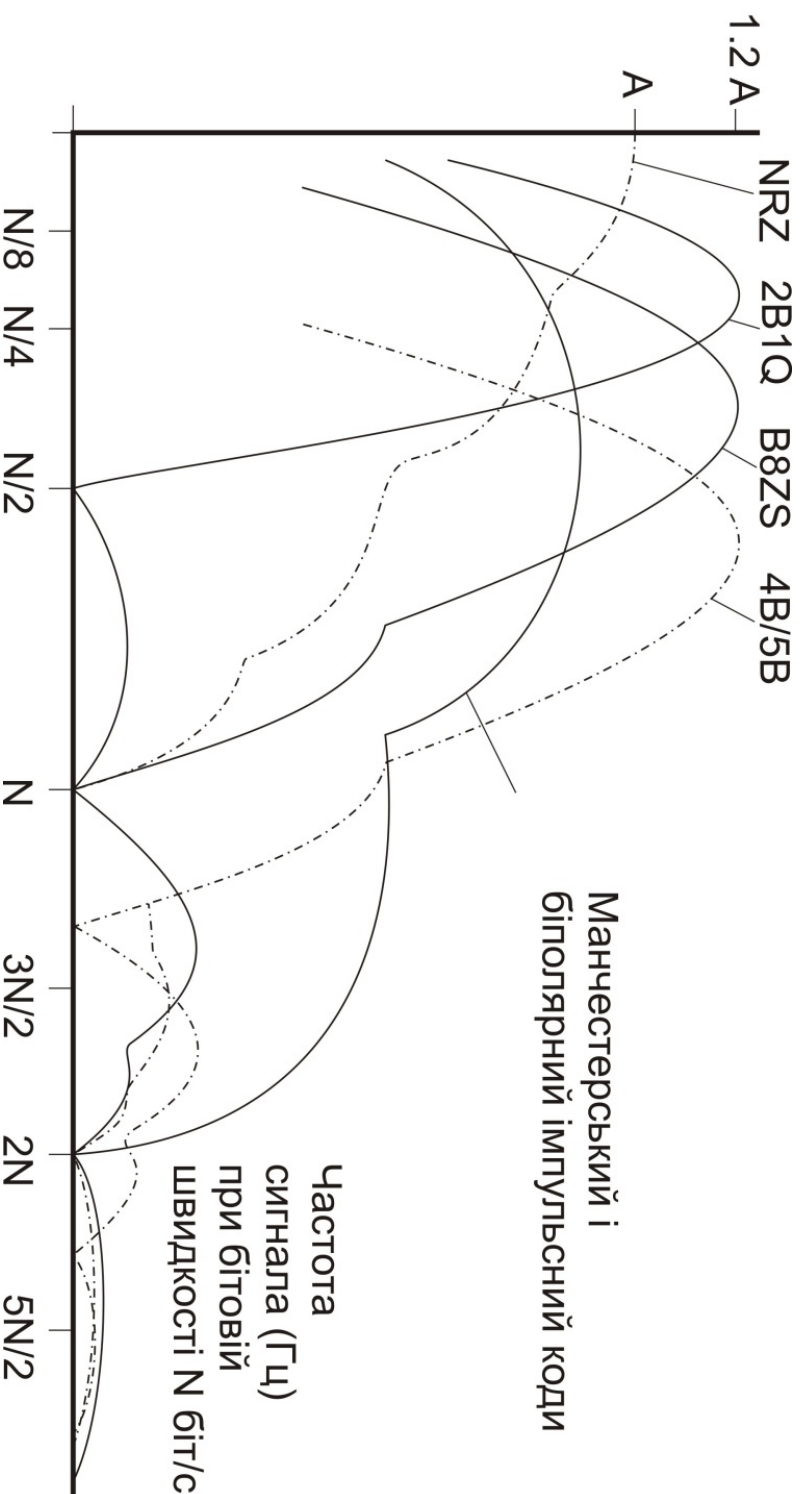


Рисунок 13.2 – Залежність BER від SNR для маніпуляцій 64 QAM, 64 PSK, 64 FSK та 64 OQAM

МОДЕЛЮВАННЯ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ



Методи кодування і складні схеми, що використовують всі кручені пари, забезпечують збільшення швидкості передачі даних без пропорційного збільшення частотного діапазону середовища передачі або ширини інформаційної магістралі.

Аналіз методу кодування дозволяє зробити висновок, що система передачі даних вичерпує ресурси навіть в програмних додатках свого класу. Сучасна інформаційна магістраль вимагає більш ретельної підготовки до переходу від 10-мегабітних додатків до високошвидкісних протоколів.

Покращений потенційний код має досить вузьку пропускну здатність для послідовностей 1 і 0, знайдених у переданих даних. На рисунку показаний спектр сигналів різних кодів, отриманих під час передачі будь-яких даних, і різні комбінації нулів і одиниць у вхідних кодах однаково піддаються вимірюванню.

ВИСНОВКИ

1. Для дослідження форми і спектру дискретних сигналів, модульованих різними методами застосовано аналіз Фур'є, що дозволяє моделювати сигнал у вигляді суми гармонійних сигналів, частота яких кратна частоті сигналу.
2. Розроблено програму, що дозволяє розраховувати й відображати форму і спектр періодичних послідовностей двійкових сигналів в залежності від кількості та значень біт повторюваної послідовності з урахуванням кількості гармонік і використовуваних методів кодування. Це зроблено на прикладі методів кодування NRZ, NRZI, MLT-3 для 10-бітних та 8-бітних сигналів з урахуванням 15 гармонік для симетричної бітової послідовності.
3. Результатом кодування за методом NRZI так само, як і для NRZ, є дворівнева (0 і 1) бітова послідовність, форма і спектр якої можуть бути промодельовані за допомогою Фур'є-аналізу подібно моделюванню бітової послідовності, кодованої методом NRZ. Що стосується отримання симетричних послідовностей біт після NRZI-кодування, то вони

можуть бути отримані з 5-бітових послідовностей - результатів попереднього логічного кодування вихідного сигналу по методу 4B/5B.

4. Результатом кодування за методом MLT-3 є трирівнева (-1, 0, 1) бітова послідовність, форма і спектр якої можуть бути змодельовані за допомогою Фур'є-аналізу подібно моделюванню бітової послідовності, кодованої методом NRZ, з урахуванням того, що функція $g(t)$ може приймати значення -1, 0 і 1. Видно, що при використанні цього методу кодування спостерігається симетрична форма сигналу, проте, розширення спектра в цьому випадку не відбувається (в усякому разі, в порівнянні з методами NRZ і NRZI).

5. Результати моделювання свідчать про розширення спектру кодованих сигналів для симетричних бітових послідовностей при кодуванні їх методами NRZ і NRZI, причому, чим частіше чергуються одиниці і нулі, тим ширше виявляється спектр сигналу. Перехід до багаторівневого кодування (MLT-3) супроводжується зменшенням ширини спектру для будь-яких бітових послідовностей.

ДЯКУЮ

ЗА

УВАГУ !