

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ,
ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ**

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач кафедри

_____ Роман ОДАРЧЕНКО
“ _____ ” _____ 2022 р.

**ДИПЛОМНА
(КВАЛІФІКАЦІЙНА)
РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)
ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ
“БАКАЛАВР”**

**Тема: “Алгоритм адаптивного коригування параметрів радіосигналу
авіаційної автоматизованої системи передачі даних”**

Виконавець: _____ Денис ПАВЛЕНКО
(підпис)

Керівник : _____ Володимир КЛИМЧУК
(підпис)

Нормоконтролер: _____ Денис БАХТІЯРОВ
(підпис)

Київ 2022

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій
Кафедра телекомунікаційних та радіоелектронних систем
Спеціальність 172«Телекомунікації та радіотехніка»
Освітньо-професійна програма «Телекомунікаційні системи та мережі»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Роман ОДАРЧЕНКО

“ ___ ” _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Павленка Дениса Олександровича

Тема дипломної роботи: “Алгоритм адаптивного коригування параметрів радіосигналу авіаційної автоматизованої системи передачі даних” затверджена наказом ректора від “25”квітня 2022р. № 433/ст .

1. Термін виконання роботи: з 23.05.2022 р. по 17.06.2022 р.

2. Вихідні дані до роботи: для побудови алгоритму та методики вибору оптимального методу модуляції сигналу проаналізувати середовище системи електричного зв'язку із врахуванням її параметрів та характеристик з метою забезпечення оптимальної передачі інформації із заданою якістю.

3. Зміст пояснювальної записки: детальний аналіз існуючих методів модуляції, вибір оптимального методу модуляції, побудувати та обґрунтувати оптимальну модель управління сучасною цифровою системою передачі даних, моделювання в середовищі AWR DESIGN ENVIRONMENT.

4. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу:

Титульний лист, графічна ілюстрація структури системи радіозв'язку, структурна схема типової реалізації передавача цифрової системи радіозв'язку, схеми алгоритмів вирішення конкретних задач для покращення якості зв'язку та передачі інформації.

6. Календарний план-графік

№ п/п	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1.	Розробити деталізований зміст розділів дипломної (кваліфікаційної) роботи	23.05.2022- 25.05.2022	Виконано
2.	Вступ	25.05.2022	Виконано
3.	Особливості побудови авіаційних систем передачі даних	26.05.2022- 29.05.2022	Виконано
4.	Особливості побудови радіо - засобів систем передачі даних	30.05.2022- 02.06.2022	Виконано
5.	Розробка алгоритмів вибору параметрів радіосигналу авіаційних систем передачі даних	03.06.2022- 08.06.2022	Виконано
6.	Усунення недоліків та захист дипломної роботи	09.06.2022- 17.06.2022	Виконано

8. Дата видачі завдання: "20" травня 2022 р.

Керівник дипломної роботи _____
(підпис керівника)

Володимир КЛИМЧУК
(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання _____
(підпис випускника)

Денис ПАВЛЕНКО
(П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Алгоритм адаптивного коригування параметрів радіосигналу авіаційної автоматизованої системи передачі даних»: 54 аркуша, 11 рисунків, 7 таблиць, 15 використаних джерел.

Ключові слова: АВІАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, СИСТЕМА ACARS, SDR РАДІО, ВЧ-РАДІОЗВ'ЯЗОК, VDL2, HFDL, АЛГОРИТМИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ.

Об'єкт дослідження – процес функціонування авіаційної системи передачі даних в умовах зміни параметрів середовища при польотах над океаном та малонаселених районах.

Предмет дослідження – методи адаптивного вибору параметрів радіосигналу авіаційної системи передачі даних при зміні характеристик навколишнього середовища.

Мета дипломної роботи: розробка алгоритму та програми, що дозволяють з врахуванням характеристик навколишнього середовища, щільності завад та умов розповсюдження визначити параметри сигналу авіаційної системи передачі даних, при яких забезпечується задана якість передачі інформації.

Методи дослідження – розробка алгоритмів під структурну схему системи передачі електричного зв'язку для забезпечення та моделювання з використанням програмно-апаратного засобів платформи AWR DESIGN ENVIRONMENT.

Матеріали дипломної роботи рекомендується використовувати для вдосконалення технології передачі інформації в цифрових системах електричного зв'язку, а саме при виборі оптимального методу модуляції, що забезпечує передачу із заданою якістю, швидкістю та достовірністю.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ АВІАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.....	9
1.1. Основи побудови технології Controller-Pilot Data Link Communications.....	9
1.2. Переваги CPDLC.....	11
1.3. Авіаційна система автоматизованого обміну даними ACARS	12
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1.....	17
РОЗДІЛ 2. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ РАДІОЗАСОБІВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ	18
2.1. Особливості побудови авіаційних систем автоматизованого обміну даними.....	18
2.2. Теоретична основа адаптації параметрів радіосигналу	26
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2.....	30
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛУ АВІАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.....	31
3.1. Методи вибору виду модуляції.....	31
3.2. Вибір оптимального методу модуляції.....	36
3.3. Вдосконалені види модуляції. Модифікації Феєра.....	44
3.4. Моделювання розроблених алгоритмів.....	48
3.5. Опис моделі BPSK.....	50
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3.....	52
ВИСНОВКИ.....	53
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	54

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

Україномовні скорочення:

ВСПЩД – відношення потужності сигналу до спектральної щільності шуму на детекторі;

КР – когнітивне радіо;

НІХ – нескінченна імпульсна характеристика;

КІХ – кінцева імпульсна характеристика;

СВН – система відновлення несучої частоти;

СВТЧ – система відновлення тактової частоти;

АСПД – авіаційна система передачі даних;

ГКН – генератор, керований напругою;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ІКМ – імпульсно-кодова модуляція

Англомовні скорочення:

M-ASK – багатопозиційна амплітудна модуляція;

BPSK – двійкова фазова модуляція;

VSS – середовище моделювання;

VSS – середовище моделювання;

DQPSK – диференціальна квадратурна модуляція;

QAM – амплітудно-фазова модуляція;

FSK – двійкова частотна модуляція;

QPSK – Квадратурна фазова модуляція.

ВСТУП

Актуальність теми. В даний час переважна більшість систем радіозв'язку і радіомовлення є цифровими. Ті системи, які в даний момент є в основному аналоговими (наприклад, телебачення і радіомовлення), найчастіше мають чітку, закріплену нормативними документами тенденцію переходу на цифрову основу. Широке використання цифрових систем передачі даних характерно також для авіації.

В якості прикладів систем цифрового зв'язку можна навести такі: стільниковий зв'язок (GSM, CDMA, системи 4-го покоління (CDMA-2000, UMTS (WCDMA), мобільний Інтернет (GPRS та ін), бездротові локальні мережі (IEEE 802.11, Wi-Fi), бездротові мережі міського покриття (IEEE 802.16 WiMax), системи рухомого зв'язку (TETRA та ін.) [1].

Цифровий радіозв'язок використовується в навігації, супутниковому мовленні, телефонії (DECT), спеціальних завданнях. Таке широке застосування цифрового радіозв'язку обумовлено декількома причинами. При організації системи зв'язку найчастіше основним завданням є передача необхідної або максимальної кількості інформації за заданий час з необхідною якістю (достовірністю) при мінімальних енергетичних витратах. Тільки цифрова передача даних дозволяє здійснити передачу інформації із заданою вірогідністю (на практиці, без втрат). Суттєво те, що в даний час багато джерел інформації є цифровими (інформація в ПК, аудіо-та відео носії та ін.).

Цифрові способи зберігання даних забезпечують можливість довгострокового збереження інформації без втрат, забезпечують більш високі характеристики. Розроблені методи цифрової обробки сигналів дозволяють досить просто реалізувати такі алгоритми обробки, які не реалізуються чи важко досяжні з використанням аналогових пристроїв (наприклад, спеціальні характеристики фільтрів). Використання даних методів дозволяє істотно підвищити характеристики приймально-передавальної апаратури. У сучасному радіоприймачі більшість

операцій по обробці сигналу зосереджено в цифровий частині пристрою (процесорі цифрової обробки сигналу (Digital Signal Processor - DSP) або програмованої логічної мікросхеми. Таким чином, більшість операцій реалізовано програмно. Зважаючи на це - досягається значно більша функціональність цифрових систем у порівнянні з аналоговими, так як зміна виконуваних функцій, стандарту зв'язку, виду модуляції, оновлення алгоритмів обробки до більш сучасної версії здійснюється простим перезавантаженням програми або виконанням окремої її гілки. Досягається і велика захищеність інтелектуальної власності шляхом захисту програми від копіювання [2].

Об'єкт дослідження – процес функціонування авіаційної системи передачі даних в умовах зміни параметрів середовища при польотах над океаном та малонаселених районах.

Предмет дослідження – методи адаптивного вибору параметрів радіосигналу авіаційної системи передачі даних при зміні характеристик навколишнього середовища.

Мета дипломної роботи: розробка алгоритму та програми, що дозволяють з врахуванням характеристик навколишнього середовища, щільності завад та умов розповсюдження визначити параметри сигналу авіаційної системи передачі даних, при яких забезпечується задана якість передачі інформації.

Методи дослідження – розробка алгоритмів під структурну схему системи передачі електричного зв'язку для забезпечення та моделювання з використанням програмно-апаратного засобів платформи AWR DESIGN ENVIRONMENT.

Матеріали дипломної роботи рекомендується використовувати для вдосконалення технології передачі інформації в цифрових системах електричного зв'язку, а саме при виборі оптимального методу модуляції, що забезпечує передачу із заданою якістю, швидкістю та достовірністю.

РОЗДІЛ 1

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ АВІАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

1.1. Основи побудови технології Controller-Pilot Data Link Communications

У зв'язку з зростаючими обсягами повітряних перевезень перевантаженість каналів мовного зв'язку "диспетчер - пілот" стає суттєвим обмеженням в обслуговуванні повітряного руху.

При організації авіаційного руху постійно збільшується рівень вимог до:

- безпеки польотів;
- оперативності доставки вантажів та пасажирів.

Для забезпечення цих задач використовуються САОД

САОД призначені для вирішення наступних задач:

- забезпечення передачі команд керування повітряним рухом в мережі АС КПП;
- передача інформації про ПС(номер борту, номер рейса, час вильоту, аеропорт призначення тощо);
- передача інформації про місцезнаходження ПС(координати, курс, висота, швидкість, номер борта, тощо);
- передача інформації про стан систем ПС;
- передача метеоінформації;
- передача комерційної інформації;
- передача замовлень на оперативний ремонт (замовлення запчастин та рем бригад) [2].

Аналогічна інформації на сучасному етапі розвитку АС КПП екіпажу ПС передається в основному голосом, що приводить до зменшення достовірності прийнятої інформації внаслідок помилок прийому в умовах завад та шуму, повторних запитів, що перевантажує як екіпаж так і диспетчерські служби.

Таким чином, САОД дозволяє:

- ✓ підвищити безпеку польотів
- ✓ збільшити пропускну здатність повітряних трас та аеропортів
- ✓ підвищити якість та достовірність зв'язку
- ✓ забезпечити зручне сприйняття інформації
- ✓ забезпечити документування команд керування та інформації
- ✓ забезпечення оперативного відновлення агрегатів ПС, що відмовили
- ✓ зменшення навантаження на екіпаж та диспетчера [2].

Процес передачі даних реалізується на основі технології CPDLC (Controller-Pilot Data Link Communications), або зв'язок "диспетчер-пілот" по лінії передачі даних (ДПЛЛД) - це засіб зв'язку "повітря - земля" між диспетчером та пілотом за допомогою лінії передачі даних, що використовується з метою обслуговування повітряного руху. CPDLC є допоміжним засобом, що доповнює традиційний мовний зв'язок, який залишається основним засобом зв'язку "диспетчер - пілот". Ця технологія активно впроваджується провайдерами аеронавігаційного обслуговування у всьому світі.

CPDLC використовується для надсилання текстових повідомлень, які не потребують негайних дій. Так, наприклад, за допомогою повідомлень від органу ОВС на борт ПС пілоти можуть отримувати дозволи про продовження виконання безступінчастого набору висоти або вказівки слідувати безпосередньо до певної точки маршруту, при цьому канал радіозв'язку залишиться вільним для передачі більш пріоритетних вказівок, що безпосередньо впливають на безпеку польотів.

Зв'язок "диспетчер - пілот" по лінії передачі даних є обмін текстовими повідомленнями між льотними екіпажами та диспетчерами УВС, що дозволяє значно знизити навантаження на канали мовного зв'язку. Додаткова пропускну здатність органу ОВС, що досягається за рахунок використання CPDLC, набуває особливої значущості в періоди високої інтенсивності польотів, коли у диспетчера КПП під керуванням знаходиться велика кількість ПС[3].

1.2. Переваги CPDLC

1. Підвищення рівня безпеки польотів.

CPDLC пропонує альтернативний незалежний канал зв'язку на додаток до радіозв'язку в ОБЧ-діапазоні. Обмін текстовими повідомленнями між диспетчером УВС та екіпажем ВС зводить до мінімуму ймовірність неправильної інтерпретації інформації, що передається. Цей вид зв'язку необхідний у випадках, коли канал ОБЧ-зв'язку зайнятий або вийшов із ладу. Очевидно, що при цьому ризик виникнення інцидентів, пов'язаних із втратою радіозв'язку, суттєво знижується.

2. Збільшення пропускної спроможності органу ОВС. CPDLC дозволяє збільшити пропускну здатність органу ОВС за рахунок зниження обсягу радіообміну. За оцінками, оснащення 75% повітряних суден обладнанням CPDLC забезпечить підвищення пропускної спроможності органу ОВС на 11%.

3. Зниження робочого навантаження диспетчера УВС та пілота ВС. Повідомлення CPDLC передаються письмово, і їх прочитання вимагає від диспетчера та пілота менших зусиль, ніж прослуховування голосових команд[3].

Всі повідомлення CPDLC поділяються на формалізовані та містять довільний текст.

Перелік формалізованих повідомлень складається з 235 найменувань, що відповідають мовленнєвій фразеології, що використовується у процедурах КІР. Повідомлення включає номер, призначення, зміст, атрибути терміновості та аварійності, а також необхідність відправки відповідного повідомлення.

Для надсилання повідомлення за допомогою CPDLC диспетчеру на екрані робочого місця потрібно вибрати ПС і необхідне повідомлення з меню або ввести довільний текст, далі видати команду на виконання передачі повідомлення. Пілоту, у свою чергу, через панель управління бортового комп'ютера надається можливість відповісти на повідомлення, запросити диспетчерський дозвіл, передати інформацію та оголосити про виникнення або анулювання аварійної ситуації. Повідомлення CPDLC, що приймається на повітряному судні, крім відображення на екрані дисплея в кабіні пілота, може бути також роздруковане на принтері.

Для обміну повідомленнями CPDLC зв'язок між органом КПП та повітряним судном встановлюється завчасно до входу ПС у повітряний простір органу КПП, що використовує цифрову ЛПД (ЦЛПД).

Практичне застосування

На практиці технологія CPDLC у низці країн реалізована на рівні двох ступенів інтеграції систем з використанням ЦЛПД: ІОС (Initial Operating Capabilities) та ФОС (Full Operating Capabilities).

В рамках ІОС є три послуги для екіпажів ВС:

- DLIC (Datalink Initiation Capability) – підключення бортового обладнання до CPDLC

- АМС (ATC Microphone Check) – інформування екіпажу про необхідність перевірки кнопки мікрофона у разі її "залипання"

- АСМ (ATC Communications Management) – передача на бортовий комп'ютер радіочастоти наступного сектора УВС.

В рамках ФОС надається послуга АСЛ (ATC Clearance), яка дозволяє диспетчеру КПП видавати диспетчерські дозволи, пов'язані із заняттям/змінною ешелону, зміною курсу, маршруту, швидкості та інших команд.

Архітектура CPDLC

За здавалося б на перший погляд простим обміном "СМС" між диспетчером і пілотом ховається робота складної архітектури інженерних систем.

Технологія CPDLC може бути реалізована у різний спосіб. Реалізація САОД виконана як системи ACARS , HVDL, VDL2 [4].

1.3. Авіаційна система автоматизованого обміну даними ACARS

Однією з реалізацій автоматизованої системи передачі даних є система передачі даних ACARS (Адресно-звітна система авіаційного зв'язку) [4].

Структурна схема системи приведена на рисунку 1.1.

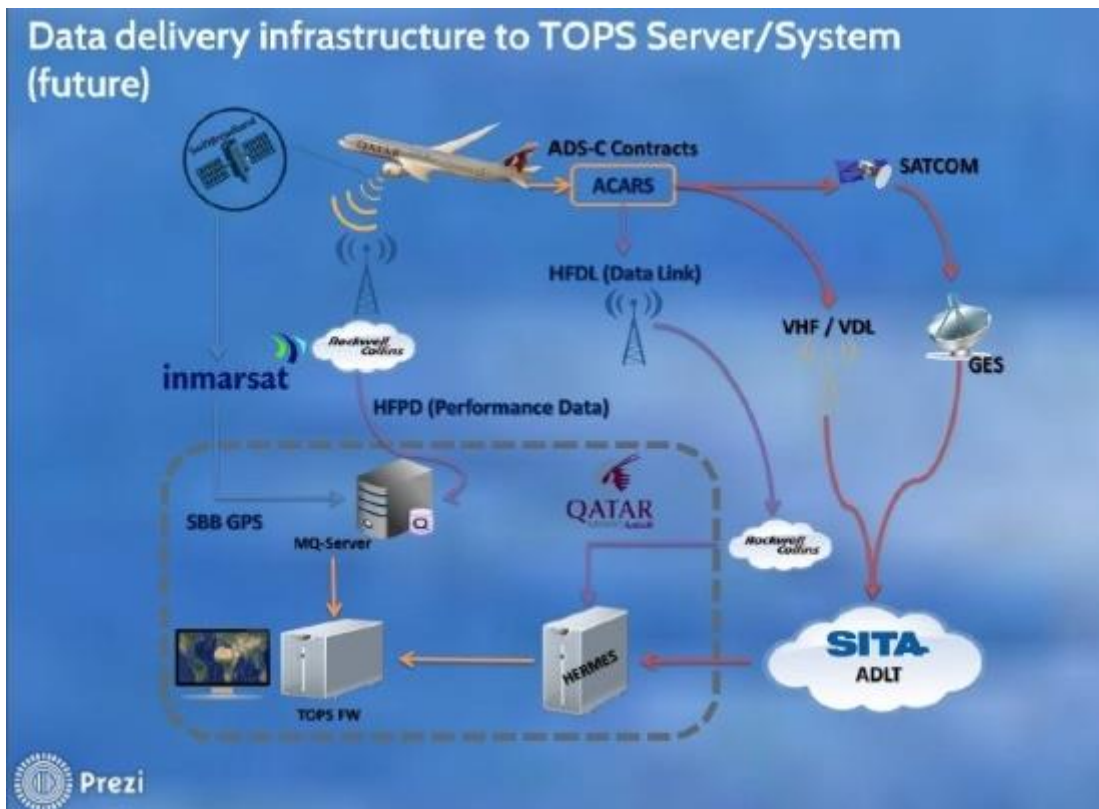


Рис.1.1. Структурна схема системи ACARS

Відразу слід зазначити, що ACARS - це комерційний сервіс, тобто його використання можливе лише авіакомпаніями, які уклали договір з одним із провайдерів відповідних послуг. З погляду органів ОВС також слід пам'ятати, що проміжне і кінцеве устаткування перебуває у віданні інших організацій, що може утруднити контроль технологічного процесу і, отже, негативно позначитися реалізації сервіса.

Послуги, що надаються на базі ACARS, розроблені переважно для обміну інформацією між ПС та автоматизованою системою управління технологічним процесом (АСУ ТП) авіакомпанії, тому повідомлення, що належать до КПР, "конкурують" за право передачі через мережу з повідомленнями, що передаються авіакомпаніями. І хоча для регулювання цієї "конкуренції" передбачена система завдання пріоритетності, існує ймовірність того, що не всі повідомлення передаватимуться з необхідною черговістю.

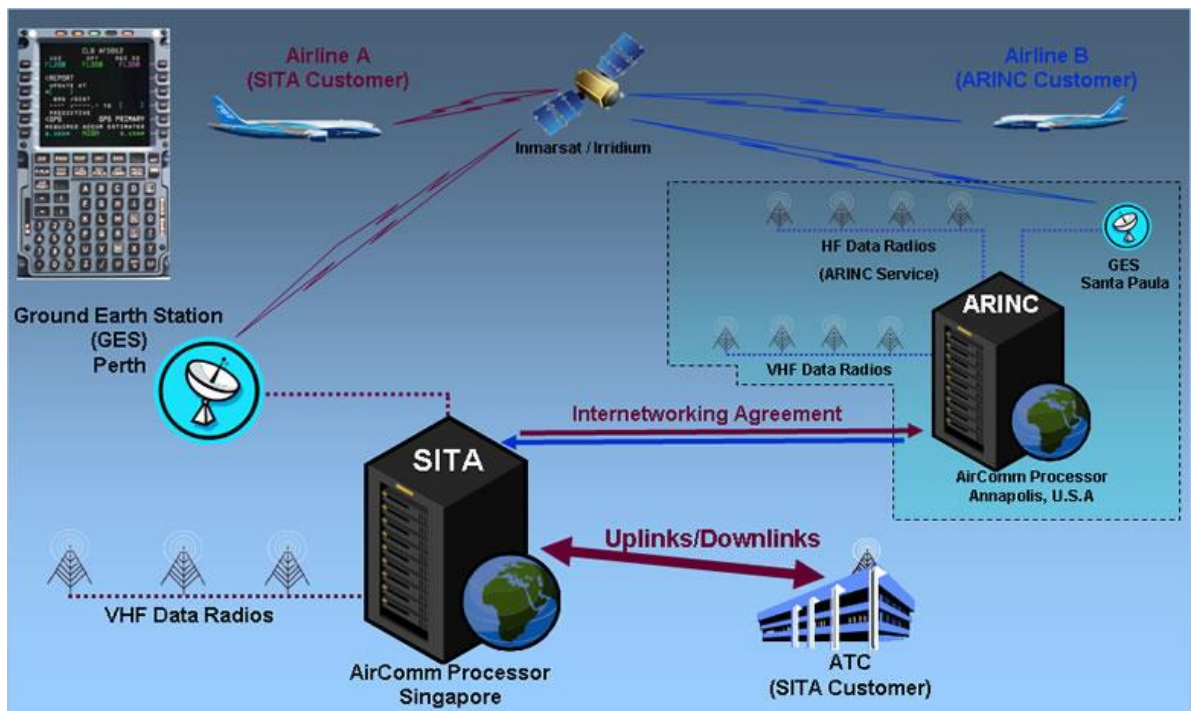


Рис.1.2. Структурна схема супутникового сегменту системи ACARS

Система ACARS розглядається ICAO як добра проміжна система, яка підтримує передавання даних для ОПП під час перехідного періоду до CPDLC та ADS. Надалі ACARS розвиватиметься на основі режимів лінії передачі цифрових даних на дуже високих частотах Very High Frequency Data Link(VDL).

В якості каналотворювального обладнання у разі систем ACARS можуть бути використані різні діапазони частот засобу радіозв'язку: це і VDL-2 ДВЧ-діапазону в зоні прямої видимості, і HFDL ВЧ-діапазону для океанічного сектора, і в теорії можливість залучення супутникового угруповання SatCom для важкодоступних місць.

У мережі ATN передбачено використання виключно технології VDL-2 ОБЧ-діапазону для організації радіоканалу. В обох мережах, крім самих трансіверів, потрібна наявність комплексу управління мережею наземних станцій. У випадку ATN також необхідний комплекс контролю та управління маршрутизаторами мережі ATN. Незважаючи на складність останньої системи, що здається, вона краща, оскільки всі компоненти системи можуть перебувати у віданні органу ОВС. У технічному плані основною рисою VDL-2 є значне підвищення пропускної спроможності каналу та ефективності використання радіочастотного спектра.

Відмінна риса VDL-2 у тому, що є можливість як контролю повідомлення лише на рівні цілісності, а й прямого виправлення помилок з допомогою певного кодування кадру даних [5].

Шлях розвитку ЦЛПД у Європі та США

Впровадження послуг на основі ЛПД "повітря - земля" у повітряному просторі держав-учасниць Євроконтролю розпочато з повітряних трас. Відповідно до Регламенту щодо впровадження Єврокомісії № 310/2015 від 26 лютого 2015 року експлуатанти повітряних суден зобов'язані забезпечити наявність бортового обладнання, що підтримує використання технології CPDLC, на всіх повітряних суднах, що виконують польоти за правилами польотів за приладами вище ешелону FL 285, починаючи з 5 лютого 2020 року. Наступним етапом планується впровадження послуг, що базуються на ЛПД, в аеродромній зоні, таких як D-ATIS (Digital ATIS), PDC (Pre-Departure Clearance), DCL (Departure Clearance via Datalink), D-TAXI (Digital taxi).

У повітряному просторі США, навпаки, акцент зроблено на аеродромну зону. В даний час у більш ніж 50 найбільших аеропортах країни впроваджено послугу видачі диспетчерського дозволу на виліт ЛПД. Наступним етапом заплановано розширення послуг для польотів на маршруті, а саме CPDLC, D-VOLMET (Digital VOLMET), Datalink Oceanic Clearance Delivery (OCD) та інших. Потребу CPDLC в океанічному повітряному просторі важко переоцінити. Політ ПС може виконуватися поза зоною покриття зв'язком ДВЧ-діапазону, а ВЧ-зв'язок схильний до зовнішніх впливів і буває нестійким. У зв'язку з цим передача повідомлень CPDLC дозволяє повністю виключити непорозуміння та помилки у діалозі між екіпажем ПС та органом КПП.

Параметри VDL Mode 2:

-канал зв'язку: MAC – CSMA;

-відносна кодована восьмипозиційна фазова маніпуляція

D8PSK (Differentially Encoded 8-Phase Shift Keying);

-швидкість передавання даних – 31,5 кбіт/с;

-контроль помилок, що виконується методом перевірки циклічної надлишковості;

-ідентифікація ПК на основі 24-бітної адреси ICAO;

Технічні характеристики

- Система ACARS на сьогодні підтримує понад 5000 повітряних суден .

- Метод модуляції: двосмугова амплітудну модуляція для каналу ДВЧ передачі даних.

- Система забезпечує:

- передачу символно-орієнтованої інформації із швидкістю 2400 біт/с по каналу ДВЧ;

- 300 бод/с по каналу ВЧ;

- 600 біт/с через супутники.

- Кожний пакет ACARS може містити до 220 байтів даних. Довші повідомлення діляться на сегменти процесором ACARS і передаються один за одним по RF каналу.

- Деякі робочі частоти ACARS:

- 129.125 MHz. Для США та Канади

- 131.125 MHz. Для США

- 131.450 MHz. Для Японії

- 131.525 MHz. Для Європи

ACARS® виконує функції:

- Ідентифікація ненормальних польотних умов

- Докладний звіт про роботу двигунів та інших систем(контроль порядку 400 параметрів)

- План обслуговування і ремонту

- Автоматичний та ручний обмін повідомленнями типу e-mail між пілотами і диспетчерами

- Звіти через погодні умови

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. У зв'язку з зростаючими обсягами повітряних перевезень перевантаженість каналів мовного зв'язку "диспетчер - пілот" стає суттєвим обмеженням в обслуговуванні повітряного руху, що вимагає додаткових засобів передачі даних.

2. Задача вирішується шляхом використання систем передачі даних, які реалізують технологію CPDLC, що включає системи передачі даних як аналогових так і цифрових.

3. Авіаційні системи передачі даних використовують сигнали з широким діапазоном параметрів по формі, частоті та способах модуляції.

4. В реальних умовах експлуатації виникає задача вибору оптимальних значень параметрів систем передачі даних, що будуть забезпечувати задані критерії безпеки польоту та ефективності авіаційних перевезень.

РОЗДІЛ 2

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ РАДІОЗАСОБІВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

2.1. Особливості побудови авіаційних систем автоматизованого обміну даними

Авіаційні системи автоматизованого обміну даними(САОД) складаються з бортового та наземного обладнання.

До складу бортового САОД входять наступні складові:

- радіостанція діапазону коротких хвиль(2...30 МГц)
- радіостанція діапазону метрових хвиль(118...137 МГц)
- термінал супутникової системи зв'язку
- процесор САОД
- накопичувач інформації
- індикатор з алфавітно-цифровою клавіатурою(дисплей)
- принтер

Наземне обладнання САОД включає:

- радіостанція діапазону коротких хвиль(2...30 МГц)
- радіостанція діапазону метрових хвиль(118...137 МГц)
- термінал супутникової системи зв'язку
- процесор САОД
- наземна система обміну інформацією

Крім того, використовуються цифрові системи VDL, HVDL з цифровими методами модуляції і відповідним обладнанням.

Ефективність передачі інформації через систему радіозв'язку за певних фізичних характеристиках радіоканалу визначається властивостями передавача і приймача, вибраними методами організації каналу зв'язку. Типова структура передавача системи цифрового зв'язку зображена на рис.2.1 [6].

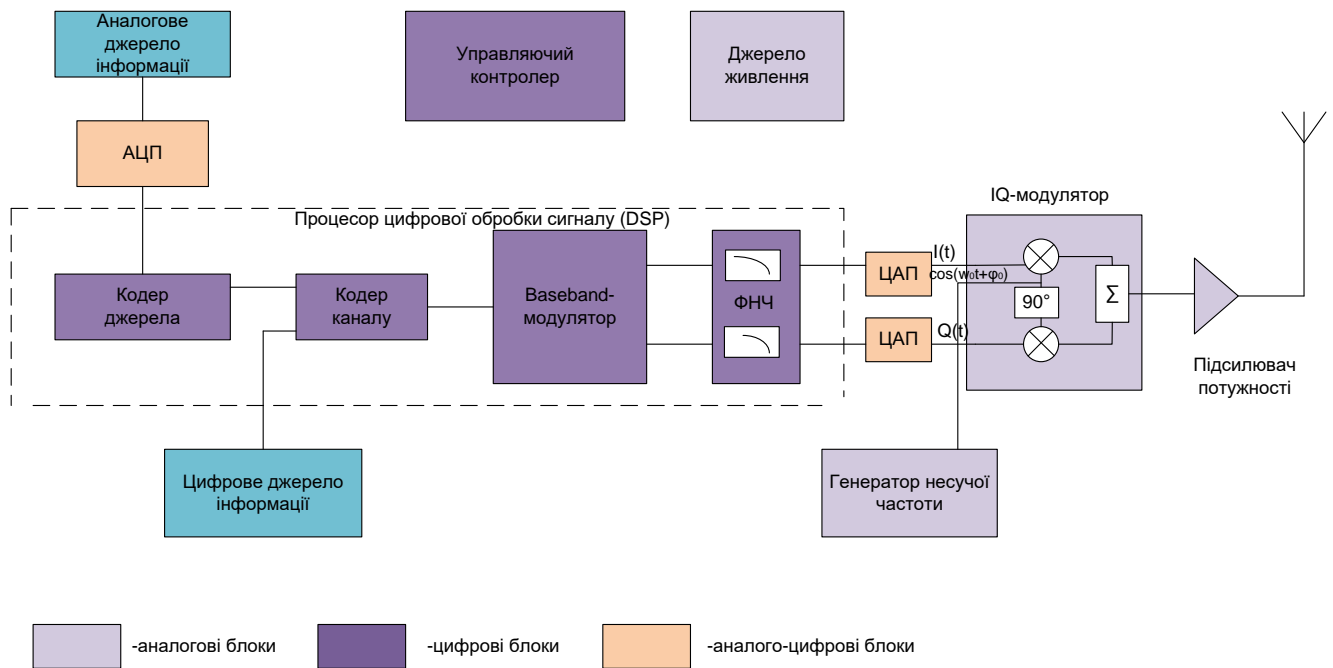


Рис. 2.1. Структурна схема типової реалізації передавача цифрової системи передачі даних

Первинним блоком в системі цифрового зв'язку є джерело інформації. Джерело може бути аналоговим (безперервним) або цифровим. Аналогове джерело характеризується поданням вихідної інформації у вигляді безперервного сигналу. Наприклад, мікрофон, напруга на виході якого лінійно пов'язано зі звуковим тиском на мембрану. Аналоговий сигнал визначений для всіх моментів часу. Цифрове джерело сигналу генерує цифровий сигнал – послідовність бітів (символів) інформації. Цифровим джерелом може бути, наприклад, персональний комп'ютер, цифровий носій аудіо-чи відеоінформації. У випадку, якщо джерело є аналоговим, виконується перетворення його сигналу в цифровий за допомогою АЦП (аналогово-цифрового перетворювача).

Кодер джерела.

З виходу аналого-цифрового перетворювача цифровий сигнал часто надходить на кодер джерела сигналу (рис.2). Основне завдання кодера джерела - стиснення інформації. Чим менше обсяг інформації, який необхідно передавати через радіоканал в одиницю часу, тим менше помилок станеться при передачі, менше необхідна смуга частот і енергія, яку необхідно затратити на передачу. Як правило, цифрові джерела не кодуються. У цьому випадку вихідна інформація або вже

закодована (наприклад MP3-файл), або може бути при бажанні стиснута користувачем перед передачею (наприклад, з використанням алгоритмів стиснення на ПК), або інформація різнорідна, тип її заздалегідь не відомий і оптимальний метод кодування вибрати важко (типовий варіант зв'язку по Wi-Fi).

Аналогові джерела, навпаки, зазвичай володіють значною надмірністю. У разі цього, обсяг переданої інформації може бути скорочений без втрати якості. В системах, де потрібно сильне стиснення переданої інформації (таких як стільниковий зв'язок, що має обмежений частотний ресурс і велике число абонентів), застосовується стиснення інформації з прийнятною втратою якості. Стиснення інформації здійснюється шляхом усунення надмірності інформації або створенням фізичної моделі джерела інформації. У першому випадку створюється фізична модель надмірності інформації. Наприклад, відомо, що джерело є квазістаціонарним і є значна кореляція між послідовними відліками. Іншими словами, зміни амплітуди між послідовними відліками в середньому відносно малі (наприклад, мовний сигнал). Кодуючи не абсолютне значення амплітуди і її зміна між сусідніми відліками, отримуємо зменшення обсягу інформації, тому потрібно менше біт для представлення різницевого сигналу. Такий спосіб кодування джерела називається диференціальною імпульсно-ковою модуляцією (ДІКМ). Більш ефективні методи стиску використовують інший підхід. Якщо мається фізична модель джерела сигналу, то замість передачі відліків сигналу можна передавати параметри моделі та їх зміну. Такий тип кодування дозволяє знизити швидкість передачі до декількох порядків. Застосовується, наприклад, в GSM (лінійне кодування з пророкуванням - ЛКП).

В табл.2.1 наводиться порівняння різних кодерів мовного сигналу і отримані в результаті кодування швидкості передачі. Під імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ) мається на увазі процес перетворення аналогового сигналу в цифровий, тобто випадок відсутності кодування. В табл.2.1 ІКМ відповідає дискретизації аналогового сигналу з частотою 8 кГц і розрядністю 12 біт. Отримана при цьому швидкість передачі не стисненої інформації становить 96 кбіт / с [7].

Порівняння ефективності методів кодування джерела

Метод кодування	Квантувач	Розрядність	Швидкість передачі, біт/с
ІКМ	Лінійний	12 біт	96000
ЛогІКМ	Логарифмічний	7...8 біт	56000...64000
ДІКМ	Логарифмічний	4...6 біт	32000...48000
АДІКМ	Адаптивний	3...4 біт	24000...32000
ДМ	Двоічний	1 біт	32000...64000
АДМ	Адаптивний двоічний	1 біт	16000...32000
ЛКМ			2400...4800

Кодер каналу.

Кодер каналу використовується практично у всіх сучасних системах цифрового зв'язку. Його основне призначення - підвищення достовірності передаваної інформації. Однак збільшення достовірності передачі інформації відбувається не безоплатно, а шляхом додавання надмірності до переданої інформації. Очевидно, це призводить до зниження швидкості передачі. Наведемо простий приклад: якщо кожен байт інформації передавати кілька разів і приймати рішення по числу максимальних збігів, достовірність збільшиться, при істотному падінні швидкості. Одним з простих прикладів є також додавання біта парності до кожного байта.

Цифрові методи передачі даних дозволяють досягти будь-якої заданої достовірності передачі інформації (за умови, якщо відношення енергії біта до спектральної щільності шуму більше -1.6 дБ - межі Шеннона, див. далі), платою за це є падіння швидкості (або розширення смуги частот). Процес додавання надмірності до вихідної інформації з метою підвищення достовірності передачі називається перешкодостійким кодуванням. Основним завданням кодера каналу є виконання операції завадостійкого кодування. Достовірність передачі інформації в цифрових системах характеризується статистичною величиною - ймовірністю

помилки на біт (BER - Bit Error Rate). BER є ймовірністю помилкового прийому при передачі одного біта інформації, усередненої для статистично великого обсягу переданої інформації. Теоретично, величиною, що характеризує ефективність цифрової системи зв'язку, є пропускна спроможність [біт/с]. Пропускна здатність характеризує кількість інформації, яке може бути передане в системі зв'язку в одиницю часу (з 100% достовірністю). Верхня межа пропускної здатності в системі при заданому відношенні сигнал / шум і доступною смузі передачі встановлюється теоремою Шеннона:

$$C=W \log_2 (1+S/N)$$

де C - пропускна здатність (біт / с), W - доступна ширина смуги пропускання системи (Гц), S - середня потужність прийнятого сигналу, N - середня потужність шуму.

Однак, середня потужність шуму залежить від ширини смуги: $N=N_0W$, де N_0 – спектральна щільність потужності шуму. При дослідженні систем зв'язку зазвичай оперують не відношенням сигнал/шум, а величиною E_b/N_0 - відношенням енергії біта до щільності потужності шуму, тобто одержувані при цьому співвідношення містять мінімальну кількість вторинних величин. Енергія біта - енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, що дорівнює добутку потужності передавача на тривалість біта. Співвідношення перетвориться до еквівалентного вигляду:

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

та встановлює залежність C/W - відношення пропускної здатності до доступної смуги від енергетичної характеристики системи – E_b/N_0 . Дана залежність графічно зображена на рис.2.2.

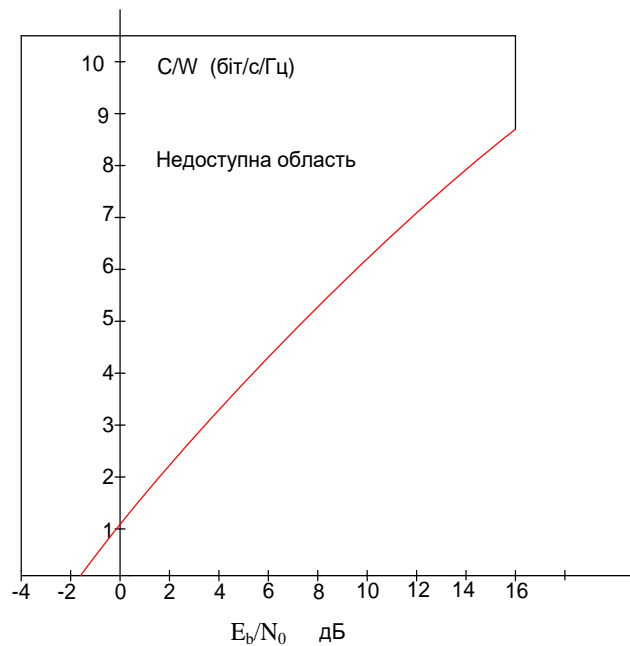


Рис. 2.2. Ілюстрація теореми Шенона: залежність пропускної здатності в смузі E_b/N_0

Видно, що чим більша E_b/N_0 , тим більше інформації можна передавати в одній і тій же смузі. Чим менше E_b/N_0 , тим більша смуга буде потрібно для передачі однакової кількості інформації в одиницю часу. Графік має асимптоту:

$E_b/N_0 = -1,6$ дБ. При наближенні E_b/N_0 до $-1,6$ дБ відношення C/W прагне до нуля. Отже, при відношенні $E_b/N_0 < -1,6$ дБ передача інформації (зі 100% вірогідністю) неможлива ні при якій ширині смуги. Це значення E_b/N_0 називається межею Шенона [8].

На практиці досягається лише деяке наближення до межі, що встановлюється теоремою Шенона. Це відбувається через те, що теорема Шенона встановлює величину пропускної спроможності для каналу, єдиним видом спотворень в якому є адитивний білий гаусів шум (АБГШ). На практиці в каналі присутня безліч інших видів спотворень. Крім цього, застосовувані методи кодування, хоча і постійно удосконалюються, не є досконалими і дозволяють досягти лише деякого наближення до границі Шенона. Найбільш ефективними на даний момент часу методами каналного кодування є турбо-коди та багатопорогове декодування.

У практичних системах не потрібно передавати інформацію зі 100%-вою вірогідністю. Завжди достатньо досягти деякого заданого рівня імовірності. Наприклад, для передачі даних приймається рівень $BER \leq 10^{-6}$.

Приймальний тракт цифрової системи зв'язку містить набір блоків, більшість з яких виконують функції, зворотні виконуваних в передавачі (рис.2.3)[6]. Вхідний сигнал через малошумний підсилювач (МШП) і тракт перетворення частоти і підсилення надходить на IQ-демодулятор, вихідними сигналами якого є квадратурні складові $I(t)$ і $Q(t)$, які надходять на АЦП, а потім в процесор цифрової обробки сигналу (DSP). Процесор виконує baseband-фільтрацію, містить декодер каналу і декодер джерела. Далі, при необхідності, інформація перетворюється в аналогову форму за допомогою ЦАП (наприклад, для звукового відтворення) або видається відразу в цифровий приймач інформації.

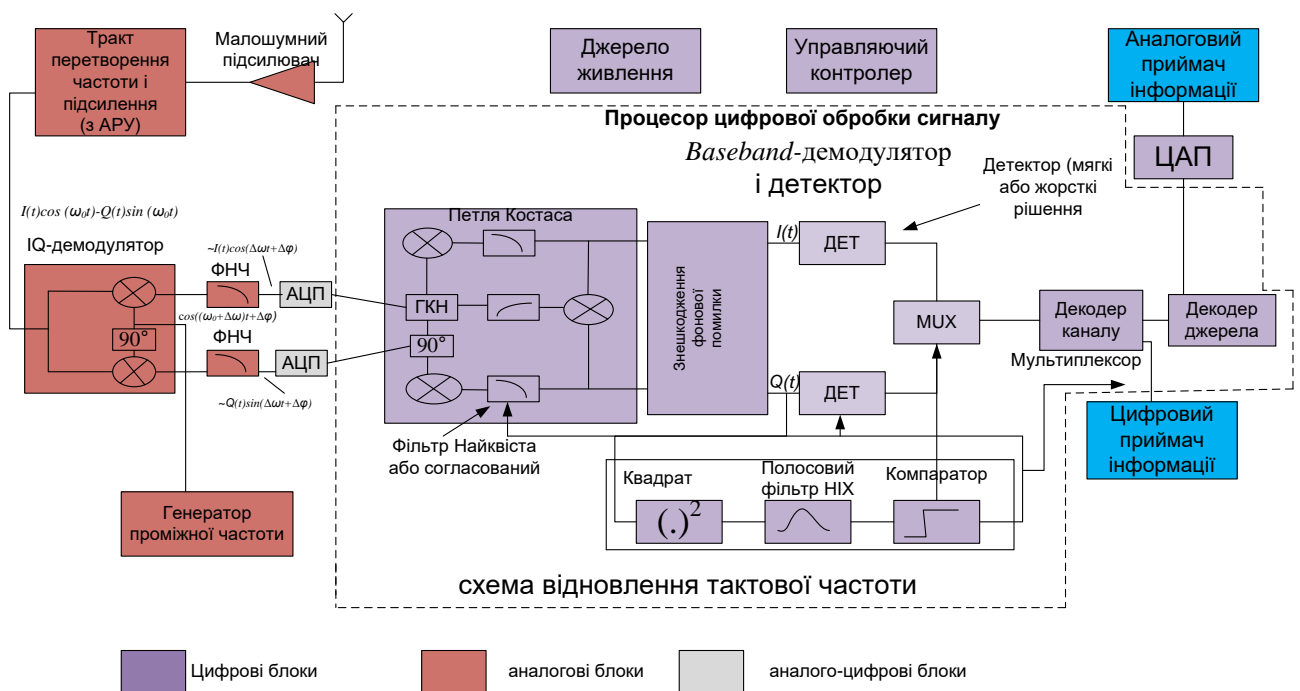


Рис.2.3. Структурна схема однієї з реалізацій приймача цифрової системи радіозв'язку

Істотною відмінністю є наявність в приймальному тракті блоків синхронізації. Їх, як правило, два: система відновлення несучої частоти (СВН) і система відновлення тактової частоти (СВТЧ).

Система відновлення несучої частоти забезпечує генерування в приймачі немодульованого радіосигналу, який точно по частоті і фазі збігається з несучими коливаннями передавача, затриманими на годину поширення сигналу між передавачем і приймачем. Демодуляція з використанням відновленого несучого коливання називається когерентною демодуляцією. Когерентна демодуляція забезпечує менший рівень бітових помилок в порівнянні з некогерентною (як правило, енергетичний виграв становить близьким 3 дБ), вимагає істотного ускладнення приймального тракту. Більшість видів модуляції (фазова, за винятком двійкової, QAM тощо) можуть бути демодульованими тільки когерентно. Деякі види модуляції, в особливості, частотна, GMSK, дозволяють здійснити некогерентну демодуляцію, коли сигнал несучої в приймачі дещо відрізняється через нестабільність частоти від сигналу в передавачі і не збігається по фазі. Сигнал несучої може бути відновлений зі спеціального переданого передавача в деякі моменти години немодульованих несучих сигналу паралельно з інформаційним сигналом, або безпосередньо з прийняття інформаційного сигналу. Відновлення із інформаційного сигналу часто виробляти до менших витрат на час передачі та енергетичних витрат. Для більшості видів модуляції (амплітудна, фазова, амплітудно-фазова) система відновлення несучої безпосередньо з інформаційного сигналу може бути побудована на схемі Костаса (Costas loop), яка забезпечує виконання функції максимальної правдоподібності [2]. В сучасний приймач схема Костаса реалізується зазвичай у цифровому вигляді (рис.2.3). Сигнал опорного генератора в приймачі дещо відрізняється за частотою від генератора в передавачі (на величину $\Delta\omega$) і відрізняється по фазі на $\Delta\phi$. Зважаючи на це, квадратурні складові надходять у процесор не на нульовій частоті, а на близькій до нуля частоті $\Delta\omega$. Схема Костаса містить цифровий ГКН (генератор, керований напругою), який у режимі синхронізації генерує сигнал з частотою $\Delta\omega$ з постійним фазовим зрушенням щодо сигналу передавача. В результаті перемножування даного сигналу з поступаючими на вхід схеми Костаса квадратурними складовими на виході схеми Костаса формуються сигнали $I(t)$ і $Q(t)$ на нульовій частоті. Специфікою схеми Костаса являються згенеровані сигнальні сузір'я (див. далі), що мають постійну

фазову помилку (поворот) на $\pm \pi/4$. Дану помилку можна усунути за допомогою простої схеми, що виконує лінійні операції над квадратурними складовими і застосуванням послідовностей або диференціального кодування.

2.2. Теоретична основа адаптації параметрів радіосигналу

В даний час швидко розвиваються системи бездротового доступу. Вони замінюють роботу з'єднувальних кабелів мереж передачі даних як усередині приміщень, так і зовні їх. Однак, проблемою сучасних бездротових систем зв'язку є відсутність сумісності між різними типами пристроїв повідомлень і мережевої інфраструктури. Також у зв'язку з обмеженням частотного ресурсу, розробка нових систем бездротового доступу призводить до збільшення навантаження на природний ресурс і, як наслідок, ускладнення процедури виділення частот. Розвиток телекомунікаційних технологій може призвести до об'єднання всіх бездротових пристроїв в один пристрій. Це зможе поступово спростити взаємодію користувача з усе більш складними технічними засобами. Методи для регулювання використання обмеженого частотного ресурсу постійно ускладнюються. Перешкоди від одночасно використовуваних в одному частотному діапазоні радіопередавачів призводять до значних спотворень переданої інформації. Це може значно ускладнювати роботу телекомунікаційних систем різного призначення. Одним з можливих шляхів вирішення зазначених проблем є перехід до нової ідеології використання частотного ресурсу, стану мереж, побудови обладнання і надання послуг. Такий ідеологічний підхід до побудови інтелектуальних радіосистем, отримав назву когнітивне радіо (КР, CognitiveRadio, CR) [17].

Вони повинні забезпечувати оптимальне використання радіоресурсів і вибір бездротових послуг, які найбільш підходять користувачам. На міжнародній науково-практичній конференції у Києві, пропонується наступне визначення, яке в повній мірі відображає здатність до самоорганізації, використання динамічного доступу до спектру, можливості впливати на операційну робоче середовище, шляхом заняття вільної ділянки спектру: "Когнітивна радіосистема - самоорганізована радіосистема

з динамічним доступом до радіохвиль спектру, яка здатна пізнавати свою експлуатаційну та географічну середу, адаптувати до неї свої функціональні параметри і протоколи та/або змінювати своє експлуатаційне середовище за рахунок накопичених у процесі функціонування знань і набутих навичок, з урахуванням встановлених регуляторних політик і свого функціонального стану. З точки зору розробника, когнітивне радіо - це радіосистема, яка використовує технології радіозв'язку з програмованими параметрами (SoftwareDefinedRadio, SDR) та інші технології для автоматичного налаштування режиму роботи радіосистеми для досягнення бажаних цілей. Така радіосистема здатна накопичувати знання про умови експлуатації. Пристрій SDR може запам'ятовувати результати своїх дій і використовувати моделі для того чи іншого навколишнього середовища. В даний час технологія SDR застосовуються в області розподілів спектр частот. Основний принцип інтелектуального радіозв'язку є динамічне керування завантаженням частоти. Це складний технічний процес, суть якого полягає в тому, що в мережі з одним каналом зв'язку один користувач може ним користуватися, поки іншому користувачу канал не потрібен [17].

Таким чином, стають доступні значні частотні ресурси без необхідності пошуку додаткової частоти. Механізми самоврядування базуються на принципах навчання та штучному інтелекту. До особливостей систем когнітивного радіо слід віднести:

1. Можливість отримувати інформацію про стан навколишнього радіосередовища;

2. Можливість проводити інтелектуальний аналіз інформації про стан навколишнього радіосередовища.

3. При зміні радіосередовища адаптивно змінювати параметри телекомунікаційної системи таким чином, щоб забезпечити ефективне функціонування системи зв'язку. Використовувана в системах когнітивного радіо обчислювальна система накопичує інформацію про навколишнє середовище і на основі наявної інформації виробляє різні стратегії використання телекомунікаційної системи. При цьому в ході навчання система КР враховує особливості

використовуваних смуг частот і допустимі режими використання наявної апаратури. Основна теоретична проблема, яка повинна бути вирішена при розробці систем когнітивного радіо - задачі багатокритеріальної оптимізації радіо параметрів. При цьому в системах когнітивного радіо завдання має бути вирішене в режимі реального часу багаторазово для мінливого радіосередовища. У зв'язку з цим, когнітивний блок включає в себе безліч цільових функцій, методи їх аналізу та алгоритми оптимізації цих цільових функцій залежно від характеристик радіосистеми. Структурна схема КР, яка виконує дані функції, наведено на рис.2.4 [8].

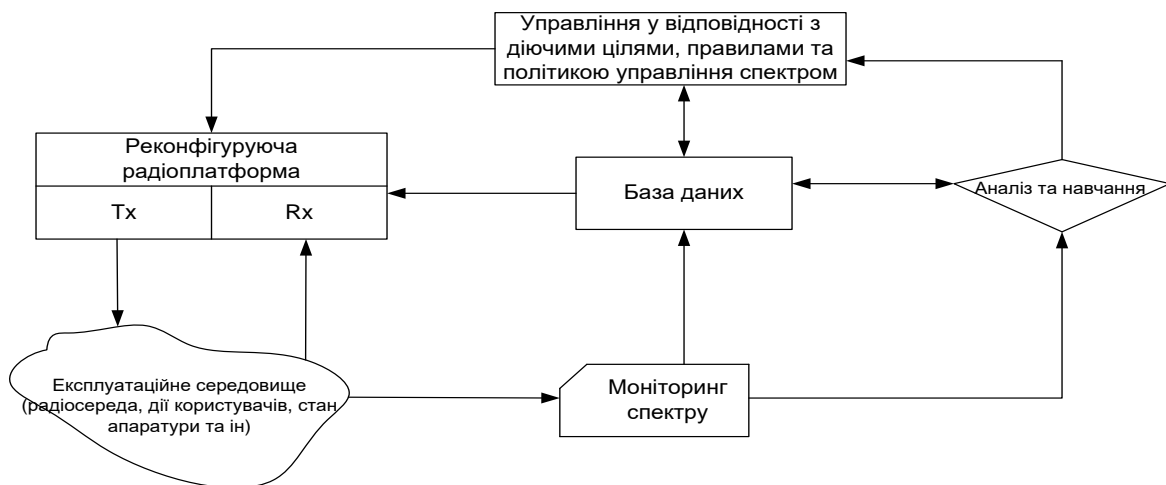


Рис.2.4. Структурна схема КР

З метою структурно-логічного опису принципів функціонування системи КР використовується поняття циклів пізнання. Такий цикл може бути представлений у вигляді кібернетичної моделі OODA як показано на рис. 2.5. Спостереження (observation) - це процес збору інформації, необхідної для прийняття рішення в кожному конкретному випадку. Необхідна інформація може бути отримана як від зовнішніх, так і від внутрішніх джерел. Під внутрішніми джерелами інформації розуміються елементи зворотного зв'язку петлі. Орієнтація (orientation) - найбільш відповідальний і найбільш складний з когнітивної точки зору етап у всьому циклі OODA. Етап орієнтації складається з двох підетапів: руйнування (destruction) і створення (creation). Рішення (decision) - якщо до цього етапу пристрій змогло

сформувані тільки один план, то просто приймається рішення - виконувати цей план, чи ні. Якщо ж сформовані кілька альтернативних варіантів дій, то пристрій на даному етапі здійснює вибір найкращого з них для подальшої реалізації. Дія (action) - заключний етап циклу, який передбачає практичну реалізацію прийнятого рішення. Дія передбачає управління системою з метою поліпшення результатів спостереження в наступному циклі[8].

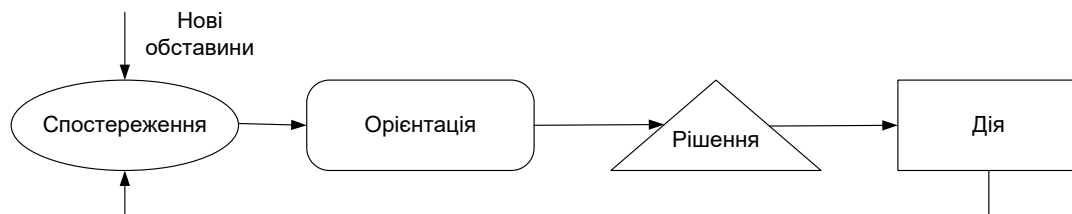


Рис.2.5. Модель OODA

Зазначена модель передбачає багаторазове повторення петлі дій, яка сформована чотирма послідовними взаємодіючими процесами: спостереженням, орієнтацією, рішенням, керуючим впливом. Фактично має місце розвиток ситуації по спіралі і на кожному етапі цієї спіралі здійснюється взаємодія з експлуатаційним середовищем. Система постійно аналізує спектр радіосигналу, навколишні фонові сигнали, а також поведінка користувачів мережі. Базова станція, зібравши всю інформацію про частотний діапазон і використовуючи інформацію про своє місце розташування, визначає які частоти, можуть бути використані для встановлення зв'язку з користувачами мережі. При вже встановленому зв'язку, система періодично сканує частотний діапазон на випадок появи нових сигналів, і при виявленні таких, відразу перебудовується на інші частоти. Слід зазначити, що сканування частотного діапазону відбувається на стороні абонента, що дозволяє мати актуальну інформацію про обстановку в зоні покриття. Розробники відзначають, що стандарт IEEE 802.22 WRAN є однією з перших специфікацій, що використовують повною мірою когнітивні технології в радіозв'язку. Таким чином, стандарт дозволяє ефективно використовувати наявний спектр робочих частот [9].

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. При використанні цифрових систем передачі даних виникає задача вибору параметрів сигналу, які забезпечать задані значення показників якості передачі інформації.
2. Вибором способу аналого-цифрового перетворення та кодування визначається швидкість передачі даних.
3. Вибором способу завадостійкого кодування задається достовірність передачі інформації.
4. Побудова авіаційних систем передачі даних на основі використання засобів програмного радіо дає змогу будувати системи, адаптивні до умов середовища передавання даних: кількості вільних частот, рівня завад, заданих показників ефективності, то що.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛУ АВІАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

3.1. Методи вибору виду модуляції

Як вказувалося, основними критеріями ефективності різних видів модуляції є критерії спектральної та енергетичної ефективності[9]. Енергетична ефективність характеризує енергію, яку необхідно затратити для передачі інформації із заданою вірогідністю (ймовірністю помилки). Спектральна ефективність характеризує смугу частот, необхідну для того, щоб передавати інформацію з певною швидкістю. Крім даних критеріїв, види модуляції порівнюються по стійкості до різних типів перешкод і спотворень і складності апаратної реалізації. Існують також специфічні критерії, істотні для окремих систем зв'язку, що відображають особливості каналу зв'язку.

Практично у всіх системах зв'язку використовуються фільтри, що обмежують спектр сигналу. Для амплітудних, фазових та амплітудно-фазових видів модуляції найчастіше використовується фільтр з характеристикою піднесеного косинуса, для частотних – гаусів фільтр. Таким чином, спектральна ефективність для амплітудних, фазових та амплітудно-фазових видів модуляції однакова і визначається смугою фільтра. Було показано, що збільшення позицій (рівнів) модуляції (модуляції M-ASK, M-PSK і MQAM) збільшує спектральну ефективність в $k = \log M^2$ раз. Також було відзначено, що найбільшою спектральною ефективністю серед частотних видів модуляції володіє модуляція MSK. Порівняння MSK з гаусівською фільтрацією (модуляція GMSK) і відносної смугою $= 0.3$ в ВТ і модуляції QPSK з фільтром піднесеного косинуса з коефіцієнтом округлення $\alpha = 0.35$ (оптимальні для багатьох систем зв'язку параметри) виявляє, що 99% потужності міститься у відносній смузі 1 для QPSK і 2.6 для GMSK. Таким чином, MSK є спектрально в 2.6 рази менш ефективною, ніж QPSK і в 1.3 рази менш ефективною, ніж BPSK. Порівняємо види

модуляції за критерієм енергетичної ефективності. Для цього оцінимо для кожного виду модуляції необхідну енергію для передачі інформації з однаковою ймовірністю помилки на біт. В [2], [10] визначені співвідношення, що зв'язують ймовірність бітової помилки з величиною E_b / N_0 для різних видів модуляції [9]:

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right),$$

де BER - ймовірність помилки E_b - енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, N_0 - спектральна щільність потужності білого шуму в каналі. Якщо потужність передавача дорівнює P , то величина енергії, яка припадає на один біт інформації, дорівнює $E_b = PT$, де T - тривалість біта. У табл.3.1 наводяться залежності ймовірності помилки на біт від ставлення E_b/N_0 для різних видів модуляції[10].

Таблиця 3.1.

Залежність ймовірності помилки на біт

Вид модуляції	Ймовірність помилки на біт (BER)
ОСК	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
M-ASK код Грея	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2} \frac{E_b}{N_0}}\right)$
BPSK	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
Некогерентная DBPSK	$\frac{1}{2} \exp(-E_b / N_0)$
Когерентная DBPSK	$2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right)$
QPSK код Грея	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
Когерентная DQPSK при $E_b / N_0 \gg 1$	$2Q(\sqrt{2E_b / N_0})$

M-PSK код Грея	$\frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0} \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$
FSK	$Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{\sin(2\pi \cdot m)}{2\pi \cdot m}\right] \frac{E_b}{N_0}}\right)$
MSK	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
M-MSK	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left\{\sqrt{\log_2 M \frac{E_b}{N_0}}\right\}$
QAM код Грея	<p>для $k = \log_2 M$, k – четное:</p> $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}, \text{ где}$ $P_0 = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)$ <p>для нечетных k:</p> $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right) \right)^2 \right]$

В табл.3 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$ – інтеграл помилок, M – число позицій для

Таким чином, як правило, при збільшенні спектральної ефективності енергетична ефективність зменшується. Однак BER для BPSK і QPSK описуються однаковими формулами (табл. 3.1), при цьому QPSK в 2 рази спектрально ефективніше, ніж BPSK. Отже, QPSK завжди істотно ефективніше, ніж BPSK, і, звичайно, має сенс використовувати QPSK, а не BPSK. Фізично, це пояснюється тим, що в разі QPSK додається додатковий ступінь свободи: квадратурна складова $Q(t)$. У разі BPSK використовується тільки синфазної складової $I(t)$. Квадратурна форма когерентного фазового демодулятора призводить до того, що два канали детектора забезпечують незалежний прийом двох бінарних фазомодульованих сигналів. Аналогічне явище має місце і при порівнянні модуляцій DBPSK і DQPSK (з відносним кодуванням). Хоча вирази для BER дещо відрізняються, з високим ступенем наближення вони збігаються. Модуляції з відносним кодуванням мають невеликий енергетичний програв у порівнянні з звичайними BPSK і QPSK (0.3 - 0.9 дБ). DBPSK с некогерентним детектуванням також має невеликий програв у

порівнянні з DBPSK з когерентним детектуванням (близько 0.5 дБ), рис.3.1. Під енергетичним вирашем розуміється різниця в значенні E_0/N_b при однаковому значенні ймовірності помилки на біт [10,11].

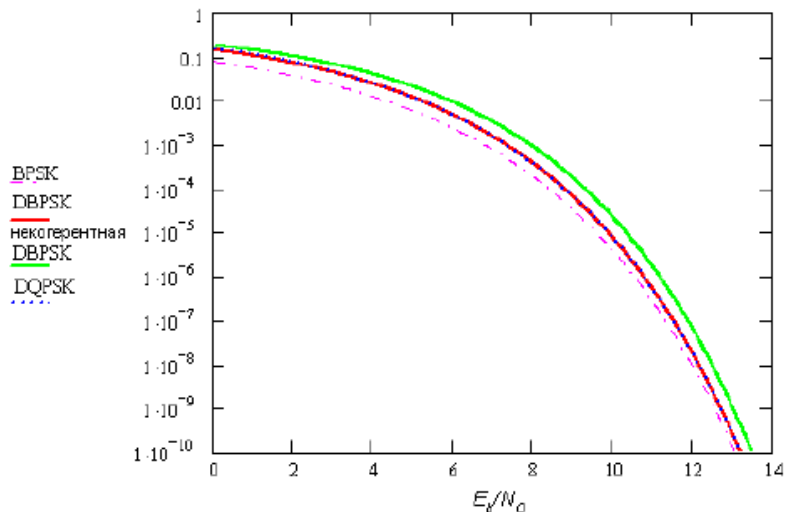


Рис. 3.1. Залежність ймовірності помилки від виду модуляції

Таким чином, має сенс порівнювати види модуляції з однаковим числом позицій. Порівняємо дворівневі OOK, BPSK і MSK. Як видно з табл. 3.1, OOK і MSK мають однакову ефективність і поступаються BPSK (і, відповідно, QPSK) з енергетичної ефективності приблизно 3 дБ (рис.3.2) [11, 12].

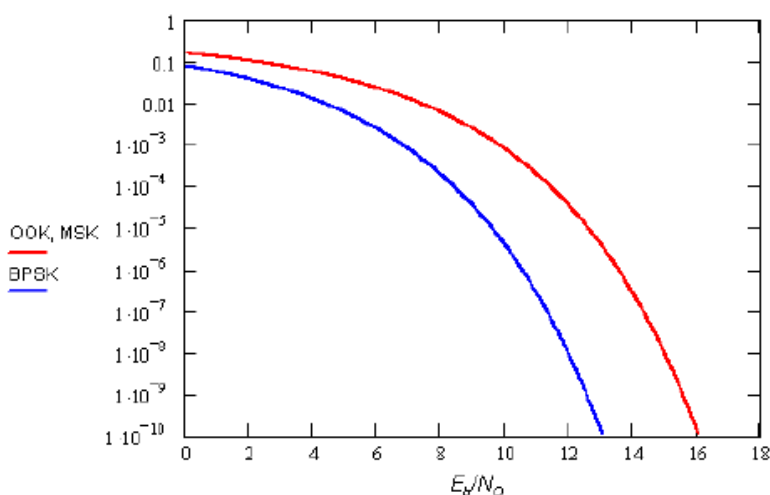


Рис. 3.2. Залежність ймовірності помилки від виду модуляції

За результатами даного порівняння можна зробити висновок про те, що при числі рівнів до 4 включно QPSK є спектрально та енергетично найбільш ефективним видом модуляції. Однак тут слід зробити одне суттєве зауваження щодо модуляції GMSK. Її спектральна ефективність нижча, ніж QPSK, в системах з лінійним посиленням. GMSK, як частотний вид модуляції, дозволяє використовувати високоефективні нелінійні підсилювачі і обмежувачі, що дає енергетичний вигравш. При проходженні QPSK через подібні пристрої, її спектр розширюється (відбувається деяке відновлення бічних пелюсток). Тому, в деяких випадках, GMSK може мати більшу ефективність, ніж QPSK. Зокрема в стандарті GSM вибір зроблений на користь GMSK, а в CDMA - OQPSK. Однак, вдосконалені види модуляції QPSK (наприклад, FQPSK) в будь-якому випадку перевершують GMSK. Порівняємо тепер модуляції з числом рівнів $M > 4$. На рис. 3.3 зображено порівняння енергетичної ефективності для амплітудної, фазової і амплітудно-фазової маніпуляції при $M = 16$ і $M = 64$ [13].

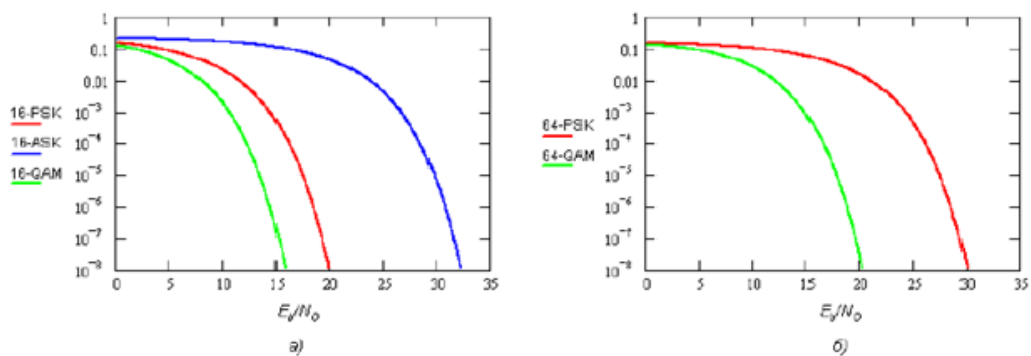


Рис.3.3. Порівняння енергетичної ефективності для різних видів модуляції

Як видно з рис. 3.3, амплітудна модуляція істотно (більше 10 дБ при $M = 16$) поступається фазової та амплітудно-фазової, тому при $M = 64$ порівняння з нею не проводиться. При порівнянні M -PSK з M -QAM видно, що M -QAM перевершує по ефективності M -PSK, причому енергетичний вигравш M -QAM збільшується із зростанням M . Наприклад, для $M=16$ вигравш становить близько 4 дБ, а при $M = 64$ близько 10 дБ. Фізично це пояснюється тим, що відстань між сусідніми точками в сигнальному сузір'ї M -PSK менше, ніж M -QAM.

Сигнальне сузір'я M-PSK являє собою коло з рівномірно розподіленими на ній точками, а сузір'я M-QAM - квадрат з рівномірно розподіленими по його площі точками. Чим більше відстань між точками в сузір'ї, тим менш імовірна помилка в детектуванні сусіднього символу. Багатопозиційна частотна модуляція використовується набагато рідше, так як при збільшенні числа рівнів та збереженні індексу модуляції її спектр не звужується, а розширюється, з огляду на те, що вводяться нові частоти і ширина спектру зростає за законом $\log M^2$. Як видно з табл. 3.1, однак, при збільшенні числа рівнів M-MSK, на відміну від усіх інших видів модуляції, ймовірність помилки на біт зменшується. Ми отримуємо вигоду в енергетичній ефективності за рахунок зменшення спектральної ефективності. Таким чином, при обмеженій смузі, при $M \leq 4$ найбільш ефективною є модуляція QPSK, а при $M > 4$ - QAM. QPSK є окремим випадком QAM при $M = 4$. Можна вважати QAM найбільш ефективним видом модуляції при будь-якому числі рівнів. Ще більший вигоду у порівнянні зі звичайними QPSK і QAM дають їх вдосконалені модифікації, такі, як модифікації Фесера (FQPSK, FQAM), модуляція з гратчастим кодуванням (TCM), оптимізація форми сигнальних сузір'їв і використання багатовимірних сигнальних сузір'їв.

3.2. Вибір оптимального методу модуляції

Як правило, при проектуванні системи зв'язку ставиться наступне завдання. Задається рівень вірогідності помилки на біт, який не повинен бути перевищений. Наприклад, для передачі мови приймається рівень $BER \leq 10^{-3}$. Важко уявити, що спотворення одного біта з тисячі буде помітна на слух. Для систем міжкомп'ютерного обміну прийнятний рівень BER системи радіозв'язку істотно нижче (порядку $10^{-9} \dots 10^{-12}$). У даних системах додаткове зниження BER забезпечується протоколом більш високого рівня (наприклад, TCP / IP), що призводить до результуючим значенням BER, наприклад, 10^{-20} . Також, звичайно, рано чи пізно доведеться обмежити смугу частот, займану радіосигналом. Це доведеться зробити хоча б для виключення інтерференції з іншими системами

зв'язку. Є нормативні акти, що регулюють розподіл частотного ресурсу, при частотному поділі користувачів необхідно забезпечити відсутність інтерференції між ними, обмежені можливості смуги апаратури та ін. Виняток складають надширокосмугові системи зв'язку (UWB). Хоча і для них смуга обмежена значенням декілька ГГц. На даному етапі розвитку систем UWB передача в них здійснюється короткими (менш 1нс) імпульсами гаусівської форми, а модуляція - зміною положення імпульсу в часі. Питання вибору оптимального методу модуляції в розглянутому тут ключі для систем UWB не ставиться. У приймачі є деяке значення відношення E_b/N_0 , яке визначається характеристиками потужності передавача, чутливості приймача та втратами сигналу на трасі. Відношення E_b/N_0 на детекторі приймача [12]:

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

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

$$ОСПШД = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - Loss + 174$$

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

$$\frac{E_b}{N_0} = ОСПШД - 10 \log R$$

Видно, що відношення E_b/N_0 визначається величиною ВСПШД і швидкістю передачі. Звичайно, задача системи зв'язку - забезпечити максимальну швидкість передачі даних. При роботі системи зв'язку основним змінюються параметром є коефіцієнт втрат на трасі (Loss). Він змінюється у зв'язку з варіацією загасання сигналу при зміні відстані між передавачем і приймачем, а також через завмирання. (Варіацій рівня сигналу в просторі і часі через інтерференції зважаючи

багатопробеневого поширення радіохвиль). Також, іноді передавач може управляти вихідною потужністю для управління споживаної енергією. Таким чином, змінюються параметром ϵ ВСПШД. Приймач вимірює поточне значення ОСПШД, вибирає оптимальний вид модуляції, що забезпечує максимальну швидкість, і здійснює передачу даних на швидкості, близькій до максимальної для даного ВСПШД (як правило, мається дискретний набір можливих швидкостей). Також може ставитися завдання вибору характеристик приймально-передавальної апаратури (визначення ВСПШД) для забезпечення необхідної швидкості передачі при заданих максимальних втратах (Loss). Обидві задачі можна вирішити, якщо відома залежність виду модуляції і швидкості від ВСПШД. Таким чином, при проектуванні системи зв'язку виникає наступна задача. Для заданої ширини смуги сигналу W , заданого максимального значення ймовірності помилки на біт BER_{max} визначити оптимальний (що забезпечує максимальну швидкість) вид модуляції (і число позицій модуляції) і максимальну швидкість передачі даних в залежності від ВСПШД (відношення сигналу до спектральної щільності шуму на детекторі). Величина ВСПШД об'єднує характеристики приймально-передавальної апаратури і загасання сигналу на трасі. Проведемо рішення даної задачі. Якщо відома залежність BER від E_b/N_0 , то можна визначити, для кожного виду модуляції, мінімальне значення E_b/N_0 , що забезпечує задане значення BER_{max} . Для видів модуляції з відсутністю кодування теоретичні залежності BER від E_b/N_0 наведені в табл. 3.1. Однак кодування часто використовується, так як забезпечує певний енергетичний вигравш в порівнянні з некодованих системою. Значення енергетичного вигравшу називається коефіцієнтом посилення коду. Таким чином, якщо відомий коефіцієнт посилення коду, то з необхідних мінімальних значень $0E/N_b$ слід відняти значення коефіцієнта підсилення. Однак, як правило, відомі лише оцінні значення коефіцієнта посилення; коефіцієнт посилення коду може істотно різнитися для різних видів модуляції і різного числа позицій. Крім цього, реальні BER від E_b/N_0 можуть дещо відрізнятися від табл.3.1 для різних варіантів реалізації системи зв'язку. Тому, найбільш точним є отримання залежностей BER від E_b/N_0 за допомогою комп'ютерного статистичного моделювання. Наприклад, на

рис.3.4 наведені залежності BER від E_b/N_0 для модуляцій QPSK, 16-QAM і 64-QAM без кодування, отримані за допомогою моделювання в середовищі AWR Design Environment [14].

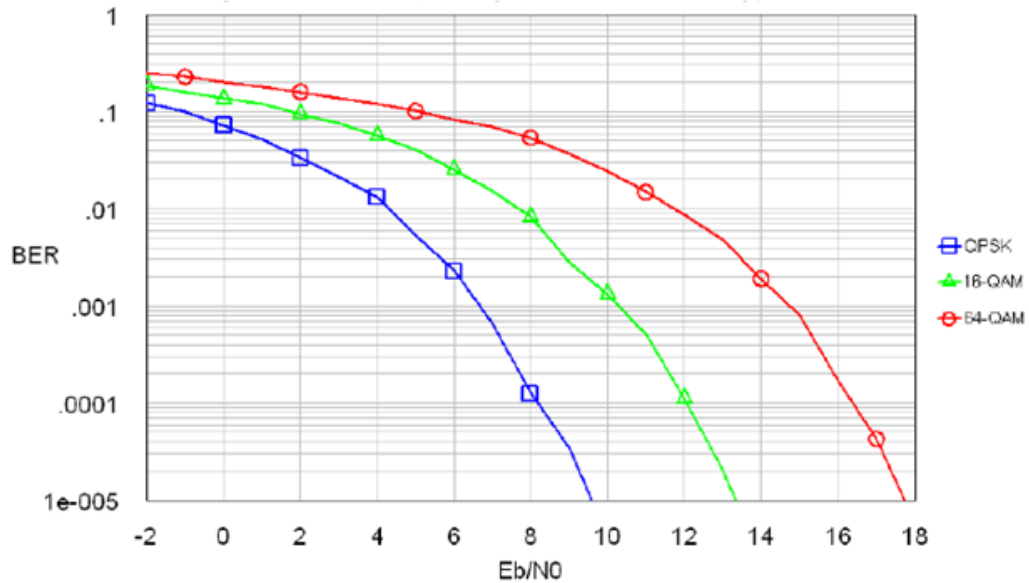


Рис.3.4. Залежність ймовірності помилки BER від виду модуляції за результатами моделювання

Отже, для кожного виду модуляції і числа позицій можна визначити необхідну мінімальне значення E_b/N_0 , що забезпечує необхідний рівень BER. Значення смуги, займаної сигналом, як правило, пропорційно швидкості передачі даних. Для фільтрів Найквіста з характеристикою "корінь із підведеного косинуса" або "піднесений косинус" дана залежність визначається очевидним виразом:

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

де W - смуга сигналу на радіочастоті (Гц),

R - швидкість передачі даних (біт/с),

M - число позицій модуляції,

α - коефіцієнт округлення фільтра,

R_c - швидкість коду (1 за відсутності кодування).

У попередньому розділі було виявлено, що найбільш ефективним типом модуляції є QAM (і її вдосконалені варіанти, в т.ч. з ґратчастим кодуванням). Тому під вибором оптимального виду модуляції в подальшому буде найчастіше розумітися визначення числа позицій QAM в залежності від значення ОСПШД. Наведемо приклад вибору оптимального методу модуляції. Задамо необхідний рівень $BER = 10^{-4}$, смугу сигналу 10 МГц, відсутність кодування, фільтр з характеристикою "Корінь з піднесеного косинуса" з коефіцієнтом округлення 0.35. З рис. 3.5 отримаємо для $BER = 10^{-4}$ значення $\min O/bi$ EN 8.1; 12.0; 16.3 дБ відповідно для видів модуляції QPSK (M=4), 16-QAM і 64-QAM. Використовуючи (30), обчислюємо відповідні \min і ОСПШД: 79.8 дБ; 86.7 дБ; 92.8 дБ. Розрахуємо максимальні швидкості: 14.8 Мбіт/с; 29.6 Мбіт/с; 44.4 Мбіт/с. Результат розв'язання задачі наведено на рис.3.5.

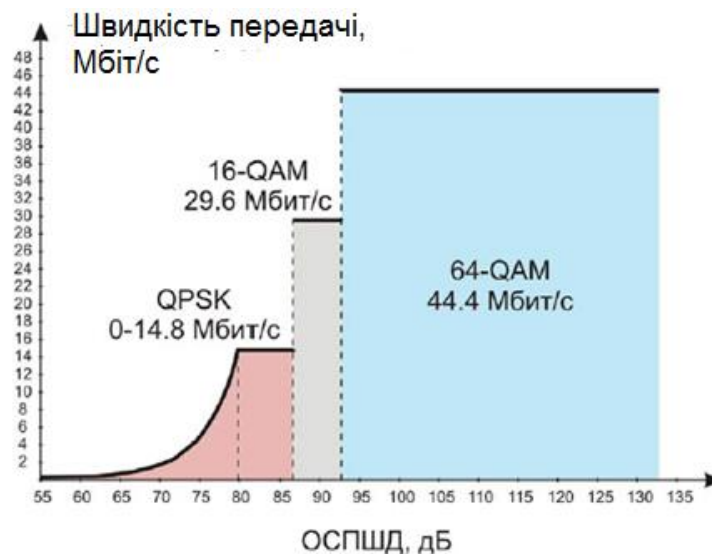


Рис. 3.5 Вибір оптимального виду модуляції в залежності від ВСПШД

Таким чином, значення максимальної швидкості передачі змінюється дискретним чином при $\min ВСПШД \geq ВСПШД1$. Це відбувається через те, що збільшення швидкості вище максимальної призвело б до розширення смуги більше допустимої, а поточного ВСПШД ще не вистачає для перемикання на наступний вид модуляції (з великим числом рівнів), що дозволило б знизити смугу. Що ж відбувається при $\min 1 ВСПШД < ВСПШД?$. Нам як і раніше потрібно

забезпечити імовірність помилки на біт не більше максимальної, для цього потрібно зберегти $\min Eb/N_0$, так як видів модуляції з меншим числом позицій, що забезпечують таку ж BER при меншому значенні Eb/N_0 , вже не існує (BPSK має таку ж залежність BER від Eb/N_0 , як і QPSK). Таким чином, впливає, що при зменшенні ВСПШД величину Eb/N_0 можна зберегти постійною, зменшуючи швидкість: $R_{\text{ОСПШД}} = R_{\text{ОСПШД}_{\text{макс}}} \cdot \frac{Eb/N_0}{Eb/N_0_{\text{макс}}}$ (32) Отже, при зменшенні $\min Eb/N_0$ ВСПШД < ВСПШД_{макс} величина швидкості змінюється безперервно. Для розглянутого прикладу максимальна швидкість в лінійному масштабі зображена на рис.3.5 і в логарифмічному - на рис.3.6.

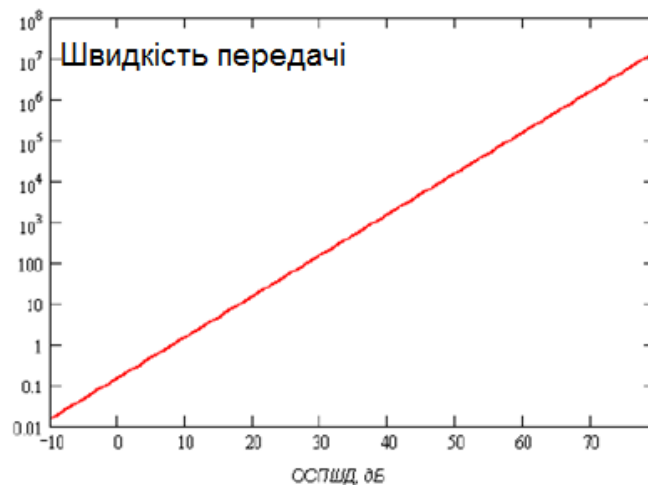


Рис. 3.6. Залежність швидкості передачі від ВСПШД

З рис. 3.7 видно, що навіть при дуже низьких значеннях ОСПШД передача із заданою ймовірністю помилки можлива, однак на низьких швидкостях (наприклад, 1 біт / с для 10 дБ ОСПШД). При зменшенні швидкості зменшується і займана сигналом смуга. Оцінимо, як розраховані значення з прикладу застосовні на практиці. Покладемо потужність передавача 10 дБм (10 мВт), коефіцієнт шуму приймача 20 дБ, коефіцієнти посилення антен 1 (0 дБ, всеспрямовані антени) - досить просто реалізуються технічно величини. Припустимо, що система зв'язку працює в будівлі, несуча частота складає 2.5 ГГц. Скористаємося формулою для втрат при поширенні всередині будівлі (1): $L_d = 27.56 + 20 \log f + 20 \log d - G_t - G_r - F$

d - $n d d$, (33) де L - втрати при розповсюдженні [дБ], f - несуча частота, d - відстань між передавальною і приймальною антенами [м], d_0 - відстань до першої перешкоди [м], n - показник ступеня загасання ($2 \leq n \leq 4$ для будівель). Покладемо $n = 3.5$, $d_0 = 3$ м. Підставляючи задані значення і (33) в (25), отримаємо: $ОСПШД = 130.8 - 35 \log d$ (34) Використовуючи рис.28 і (32), отримаємо значення швидкості передачі в залежності від оціненої відстані між передавальною і приймальною антенами (рис.3.7) [15].

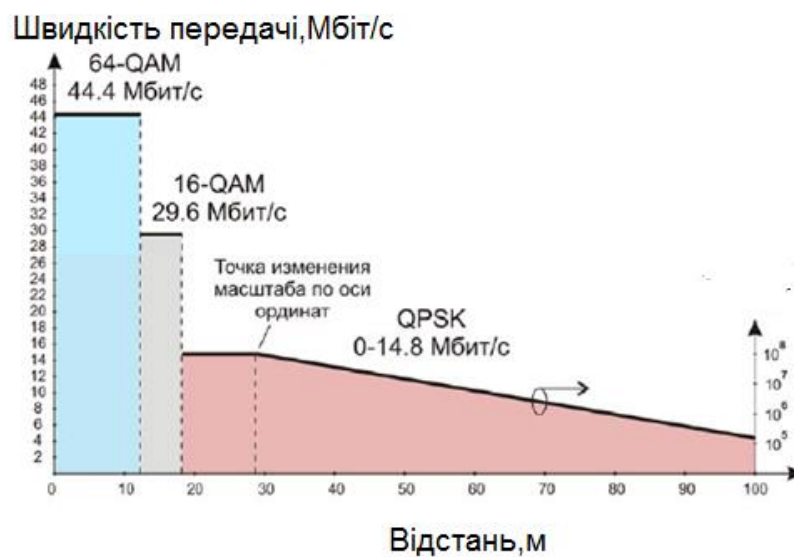


Рис. 3.7 Залежність швидкості передачі від відстані

Як ми бачимо, залежність на рис.3.7 дозволяє вирішити зворотну задачу: вибрати необхідні параметри системи зв'язку (Потужність передавача, коефіцієнти підсилення антен, коефіцієнт шуму приймача) при заданій швидкості передачі. Сукупність даних параметрів визначається значенням $ОСПШД$, обумовленим з графіка, і прогнозованими значеннями максимальних втрат на трасі (які можливо оцінити, виходячи з необхідної дальності зв'язку). Відзначимо, що наведений приклад відповідає випадку відсутності канального кодування. Застосування кодування дозволить отримати суттєвий енергетичний вигравш і збільшення дальності зв'язку. Основним завданням даної практичної роботи є виявлення оптимального виду модуляції і максимальної швидкості передачі даних в залежності від $ВСПШД$ для систем з кодуванням. Види QAM з непарним значенням M $2 \log (8-$

QAM, 32-QAM, 128-QAM і ін) використовуються рідше, так як вони не дозволяють здійснити кодування Грея (енергетичний програш при цьому 0.5-0.7 дБ). Їх використання дозволило б здійснити більш дрібну градацію зміни швидкості залежно від ОСПШД (сходинки на рис.28), проте, зважаючи зазвичай невеликої кількості дискретних значень швидкості, одержуваного кроку (рис.28), як правило, цілком достатньо. Пряме вимірювання ВСПШД приймачем - трудомістке завдання. Вона вимагає вимірювання рівня сигналу з великим динамічним діапазоном і рівня шуму, калібрування. Набагато простіше на приймальному кінці виміряти BER, передаючи відому приймачу послідовність. Якщо відомий BER, то для поточного виду модуляції легко отримати E / N_0 , використовуючи залежності рис.27 (вони записуються в пам'ять приймача). Потім по формулою (29) можна отримати ОСПШД і вибрати оптимальний вид модуляції і швидкість передачі. Підводячи підсумок, відзначимо, що для вирішення завдання досягнення максимальної швидкості передачі даних при обмеженій смузі і заданої максимально можливої ймовірності помилки на біт, система зв'язку повинна вибирати оптимальний вид модуляції (найчастіше, число позицій QAM) і швидкість передачі. Оптимальний вид модуляції визначається величиною ВСПШД (відношення сигналу до спектральної щільності шуму на детекторі приймача), яка визначається характеристиками приймально-передавальної апаратури (Потужність, коефіцієнт шуму) і загасанням сигналу на трасі. Для певного виду модуляції швидкість передачі визначається доступною смугою. Аналітичні залежності BER з табл.3 справедливі для каналу з адитивним білим гаусівським шумом. На практиці в більшості радіоканалів істотно багатопроменеві поширення радіохвиль, яке призводить до зовсім іншого виду залежностей BER від E_b/N_0 . BER може змінюватися на декілька порядків при зміні відстані між передавачем і приймачем кілька сантиметрів при високих швидкостях передачі. Хоча статистичне моделювання дозволяє провести розрахунок багатопроменевого каналу для будь даної структури променів і встановити залежності BER від E / N , на практиці це не має сенсу, так як структура променів швидко змінюється в просторі і в часі. Здавалося б, у такому випадку, при невідомих залежностях BER від E_b/N_0 , визначення оптимального виду модуляції втрачає

всякий сенс. Однак застосовувані методи боротьби з багатопроменевим поширенням (OFDM, RAKE, MIMO, використання спрямованих антен та ін) призводять до того, що вплив багатопроменевості призводить лише до зміни ставлення $0E/Nb$ і, відповідно, ВСПЩД [15, 16].

Таким чином, задача вибору оптимального виду модуляції і швидкості передачі в багатопроменевому каналі нічим не відрізняється від каналу з відсутністю багатопроменевості (хоча ВСПЩД, вимірюване приймачем, буде в даному випадку результатом впливу загасання на трасі і багатопроменевості).

3.3. Вдосконалені види модуляції. Модифікації Фесера.

Модифікація в основному стосується зміни форми модулюючого сигналу (особливий baseband-фільтр) і в деяких випадках введення взаємної кореляції між I і Q каналами. Дані удосконалення дозволили в разі нелінійного посилення збільшити спектральну ефективність модуляції. У табл.3.1 наведено порівняння спектральних ефективностей систем QPSK, GMSK і FQPSK в системах з лінійним і нелінійним посиленням [15].

Таблиця 3.1

Енергетична ефективність видів модуляції

QPSK ($\alpha = 0.2$)	1.67	0.36
GMSK ($BT_b = 0.5$)	0.70	0.69
FQPSK	1.00	0.96

З табл. 3.1 видно, що FQPSK дає істотну перевагу щодо звичайної QPSK в системах з нелінійним посиленням, в системах же з лінійним підсилювачем потужності вона суттєво поступається. Відзначимо, що OQPSK володіє більшою спектральною ефективністю в порівнянні із звичайною QPSK, порівняння з нею тут не наводиться. Однак, в будь-якому випадку, FQPSK перевершує GMSK. застосування нелінійного посилення призводить до істотно меншим витратам джерела живлення, тобто збільшує енергетичну ефективність модуляції. Ми бачимо,

однак, що спектральна ефективність QPSK з лінійним посиленням перевищує спектральну ефективність FQPSK з нелінійним посиленням. Таким чином, ми знову отримуємо розмін спектральної і енергетичної ефективності. Розглянемо схему формування FQPSK (рис.3.8) [15].

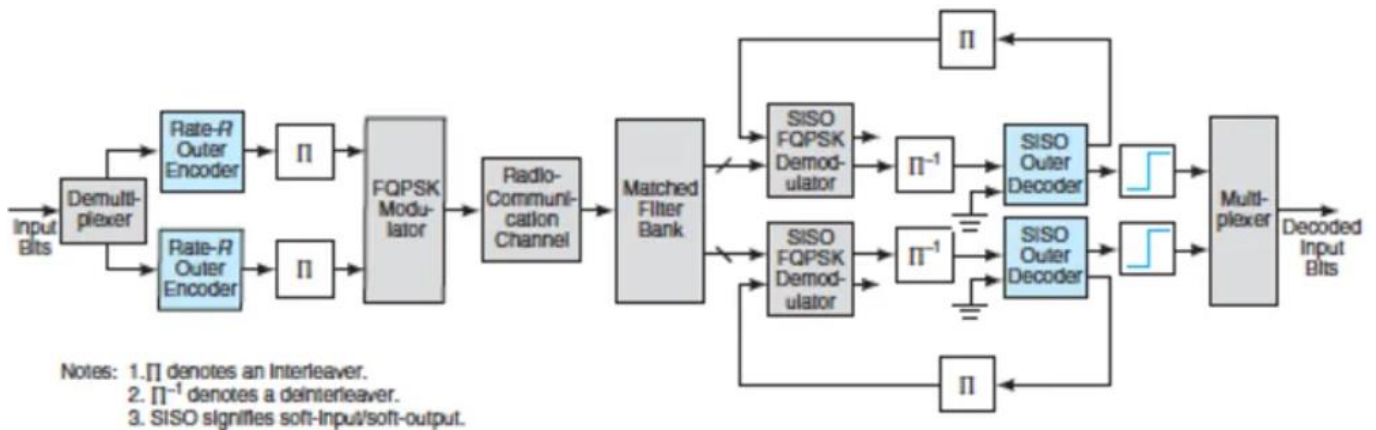


Рис.3.8 Схема формування FQPSK

Модулятор FQPSK збігається з модулятором OQPSK (Q-канал затриманий на величину тривалості біта), проте в обидва канали введені спеціальні baseband-фільтри.

Модуляція під назвою FQPSK-KF (Като-Феєра), де введено додатково взаємна кореляція між I і Q каналами, забезпечує деяке підвищення спектральної ефективності щодо FQPSK [1]. Модуляція FQAM (SQAM) також забезпечує підвищення спектральної ефективності щодо звичайної QAM в системах з нелінійним посиленням [1]. Модуляція з ґратчастим кодуванням (TCM) Як вказується вище і спостерігається на практиці в даній задачі, каналне кодування істотно знижує імовірність помилки на біт в порівнянні з некодованих системою при однаковому відношенні E_b/N_0 . Тобто, кодування забезпечує енергетичний вигравш. Однак кодування додає надмірність, при цьому швидкість передачі інформації знижується відповідно до кодової швидкості. Для збереження швидкості передачі корисної інформації необхідно збільшити швидкість передачі закодованої інформації. При збільшенні швидкості передачі розширюється спектр, тобто, ми знову отримуємо розмін енергетичної і спектральної ефективності. Виникає

питання: чи можна отримати енергетичний вигреш, зберігши швидкість передачі корисної інформації і ширину смуги? Як не парадоксально, зберегти швидкість передачі та смугу можливо, якщо штучно використовувати модуляцію з великим числом позицій. Наведемо приклад. Використовується код зі швидкістю $\frac{1}{2}$. Для збереження обсягу переданої інформації швидкість треба збільшити в 2 рази, відповідно в 2 рази розшириться спектр. Припустимо, інформація передавалася за допомогою модуляції 32-QAM. Замість цього будемо використовувати 64-QAM, що призведе до зменшення смуги в 2 рази. Звичайно, ми знаємо, що збільшення числа позицій модуляції вимагає збільшення E/N_0 в на кілька дБ для збереження тієї ж імовірності помилки. Однак вигреш за рахунок кодування долає цей децибеловий "штраф". Таким чином, додаткові точки в сигнальному сузір'ї використовуються для передачі надмірності, введеної кодом. При цьому ширина спектру зберігається. Основна ідея модуляції з ґратчастим кодуванням (TCM - Trellis Coded Modulation) полягає в об'єднанні модуляції і кодування. Як правило, в TCM використовується згорткове кодування (звідси назва - код можна відобразити ґратчастою діаграмою). Ключ для отримання найбільшого енергетичного вигрешу полягає в тому, щоб відобразити кодові символи в точки сигнального сузір'я так, щоб максимізувати евклідова відстань між парами символів. Досить просто виходить "чистий" енергетичний вигреш 3 дБ, більш складні методи кодування дозволяють отримати вигреш до 6 дБ [4], [3]. Відзначимо, що і звичайне кодування все ж дає досить істотний "Чистий" енергетичний вигреш, що аналізується в упр.5 і упр.6 даної задачі. Це відбувається за рахунок того, що енергетичний вигреш за рахунок кодування перевищує програш в зниженні швидкості через швидкість коду. Оптимізація сигнального сузір'я. N-мірні сигнальні сузір'я як зазначалося, сигнальне сузір'я QAM звичайно має вигляд квадратної решітки. Такий вид сузір'я пояснюється найбільш простою структурою демодулятора. Саме, значенням кожного біта в символі можна зіставити певний інтервал значень однієї з квадратурних компонент I або Q. Наприклад, може бути таке відповідність: "біт № 4 дорівнює 0, якщо $I > 0$ і біт № 4 дорівнює 1, якщо $I < 0$ " (жорсткі рішення детектора), або м'які рішення: "значення біта № 4 пропорційно інвертувати значенням I, плюс

максимальне значення I ". Такі операції легко реалізуються в процесорі. Однак квадратна форма сузір'я не є оптимальною щодо середньої потужності. Заміна квадратної форми на круглу дає енергетичний виграш 0.2 дБ, на гексагональну - близько 0.6 дБ. Гексагональна решітка є найбільш щільною решіткою в двовимірному просторі (легко перевірити, намагаючись найбільш щільно укласти однакові монети на столі). Перехід в N-мірний простір дає більший енергетичний виграш. Під переходом в N-мірний простір розуміється наступне. Припустимо, використовується модуляція 16-QAM (4 біта в символі). Розіб'ємо весь вхідний потік бітів на четвірки і кожену першу четвірку будемо передавати в одному каналі зв'язку, кожену другу - в іншому. Канали зв'язку можуть розділятися по частоті, простору, поляризації хвилі та ін. і не повинні інтерферувати один з одним. Таким чином, замість одного двовимірного сузір'я тепер є 2 двовимірних, що можна представити як одне чотиривимірний сузір'я. Символ у чотиривимірному просторі вже складається з 8 біт і представляється двома точками, по одній на кожній з двох площин сигнальних сузір'їв. Передача кожного символу полягає в передачі одного з $16 \times 16 = 256$ векторів. Аналогічним чином виконується перехід до більш високої розмірності. Тепер оптимізуємо вид сигнального сузір'я в кожному каналі зв'язку. Наприклад, перейдемо до круглого або гексагонального сузір'я. В кожному з каналів отримаємо певний енергетичний виграш. Загальний енергетичний виграш досягається за рахунок того, що детектування, виконуване в більшому просторі сигналів, може дати потрібну достовірність передачі при більш низькому значенні E/N_0b . В табл. 3.2 наводиться енергетичний виграш залежно від розмірності простору для круглої і гексагональної форми сузір'я.

Енергетичний виграш для різної розмірності сузір'я

2	0.20	0.62
4	0.45	1.51
8	0.73	3.01
16	0.98	4.52
24	1.01	6.02
32	1.17	6.02
48	1.26	7.78
64	1.31	8.09

3.4. Моделювання розроблених алгоритмів

Це завдання виконується в середовищі моделювання Visual System Simulator, яка є частиною програмного середовища AWR Design Environment, виробленої компанією Applied Wave Research (США). Visual System Simulator призначений для моделювання систем зв'язку, радіоелектронних пристроїв на системному (структурному) рівні. Це означає, що різні складові частини системи (пристрою) представляються у вигляді блоків, блоки з'єднуються згідно шляхах поширення сигналів. VSS дозволяє виробляти вимірювання як інтегральних характеристик (таких, як імовірність помилки на біт, чутливість, динамічний діапазон, спотворення, АЧХ і ФЧХ трактів та ін), так і спостерігати параметри сигналів в кожній точці блок-схеми (тимчасову форму, спектр, сигнальні сузір'я, глазкові діаграми та ін.) VSS дозволяє провести "віртуальний експеримент", тобто змодельовати всі блоки передавача, приймача, і канал поширення. Таким чином, можна оцінювати поведінку систем зв'язку і вимірювати їх характеристики в різних умовах, змінюючи параметри каналу. Багато блоки можуть бути змодельовані на різному рівні – від дискретних елементів, їх складових (конденсатор, резистор), до блоків, характеризуються інтегральними параметрами (наприклад - передавач BPSK, підсилювач потужності, атенюатор). Часто блоки характеризуються параметрами, типовими для інтегральних мікросхем. VSS містить велику кількість блоків, типових для сучасних систем зв'язку, радіотехнічних аналогових і цифрових систем, а також блоки, що виконують різні математичні функції. Є безпосередній зв'язок з Matlab і можливість створення власних блоків. В цілому середа AWR

Design Environment складається з 3-х частин: VSS, Microwave Office і EMSight. Всі 3 частини взаємопов'язані і можуть при проектуванні бути використані спільно. Наприклад, Microwave Office здійснює схемотехнічне моделювання, при цьому складені схеми можуть використовуватися як блоки при системному моделюванні VSS. Це дозволяє, наприклад, оцінити вплив значення опору резистора спроектованого підсилювача потужності на результуючу характеристику системи зв'язку-імовірність помилки на біт (швидкість передачі). EMSight здійснює електромагнітне моделювання, що дозволяє здійснити розрахунок Полоскова ліній, моделювання друкованих плат і включити результат моделювання в системну діаграму. Середна має можливість налаштування "tune", тобто зміни в реальному часі всіх параметрів схеми зі спостереженням того, як це відбивається на графіках, можливість оптимізації за різними критеріями та інші можливості. Visual System Simulator побудований як система цифрової обробки сигналів. Це означає, що всі сигнали в системі є цифровими (тобто являють собою потік відліків). При цьому точність моделювання задається частотою дискретизації. Блоки системи, незалежно від того, є вони аналоговими або цифровими, представлені моделями цифрової обробки сигналів. Наприклад, аналоговий фільтр в дійсності є КИХ або БИХ-фільтром, з високим ступенем точності апроксимуються характеристику аналогового фільтра. Таким чином, в системі здійснюється безпосереднє статистичне моделювання систем зв'язку і радіоелектронних пристроїв.

Послідовність роботи.

1. Запускається проект "Цифрові зв'язок Упр1-3.emp" з робочого столу. При цьому буде запуснена середу AWR Design Environment.

2. Робоче вікно середовища AWR Design Environment складається з 3 основних областей: 1) область меню і панель інструментів, 2) дерево проекту і 3) робоче поле.

У дереві проекту відображені складові частини проекту в деревоподібній структурі. Проект середовища AWR Design Environment може включати системні діаграми (System Diagrams - блок схеми, модельований в VSS), принципіві

електричні схеми (Circuit Schematics, моделюються в Microwave Office), електромагнітні структури (EM Structures, моделюються в EMSight), глобальні визначення (Global Definitions – глобальні змінні і константи, що використовуються всіма схемами та програмами середовища), графіки (Graphs), файли даних (Data Files), функції постобробки вимірювань (Output Equations) і ін використовуються в даній роботі елементами дерева проекту є System Diagrams, Global Definitions, Graphs і Output Equations. 3. Розкрийте список System Diagrams. Тут показані побудовані для виконання даної роботи блок-схеми систем зв'язку, що використовують різні види модуляції.

3.5. Опис моделі BPSK

На рис. 3.9 зображена модель цифрової системи зв'язку з модуляцією BPSK, використовувана в роботі.

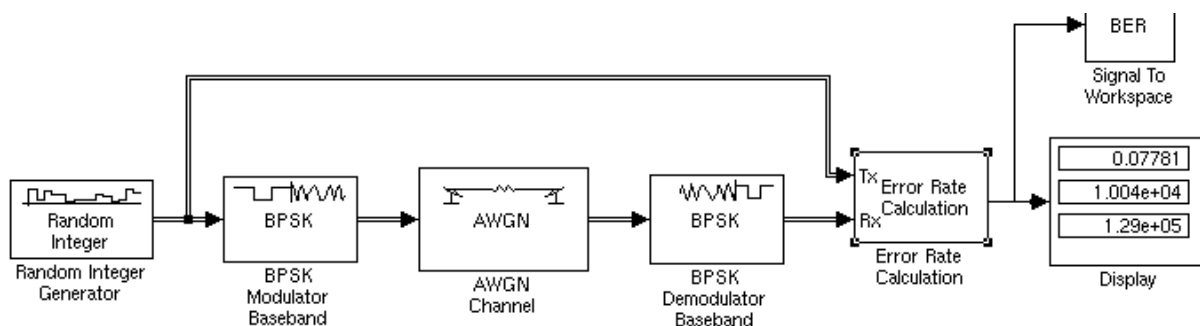


Рис.3.9 Модель цифрової системи зв'язку з модуляцією BPSK

Первинним блоком в даній моделі є цифровий джерело інформації. Він генерує псевдовипадкову послідовність бітів. Клацаючи подвійним клацанням на будь-якому блоці і відкриваючи вкладку "Parameters" (Параметри), можна переглянути та змінити параметри елемента. Для цифрового джерела основними параметрами є алгоритм генерації (можна вибрати один з трьох алгоритмів) і число рівнів вихідного сигналу (в нашому випадку використовується двійковий сигнал). Клацаючи правою кнопкою миші на елементі та вибираючи "Element Help" (Довідка по елементу), можна ознайомитися з описом елемента. Наступним блоком на шляху

поширення сигналу є baseband-модулятор і фільтр. В його властивості задається вихідна потужність сигналу (параметр OUTLVL) і несуча частота (CTRFRQ), що буде використано наступними блоками, а також застосований фільтр (PLSTYP) і його коефіцієнт округлення (ALPHA). В даному блоці здійснюється формування квадратурних компонент $I(t)$ і $Q(t)$ з вихідного потоку бітів згідно обраному методу модуляції, фільтрація сигналів, масштабування вихідного рівня сигналів. На виході блоку сигнал є комплексним. Під комплексними сигналами в VSS розуміються сигнали виду $I(t) + jQ(t)$, де $I(t)$ і $Q(t)$ - відповідно синфазна і квадратурна компоненти сигналу. Таким чином, сигнал містить інформацію одночасно про обидві квадратурних компонентах. Такі сигнали називаються сигналами з комплексною огибаючою. З виходу baseband-модулятора сигнал надходить на IQ-модулятор, де виконується перетворення (5): $s(t) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t)$.

Далі сигнал проходить через канал з адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ), основним параметром якого є рівень шуму. Потім сигнал надходить у приймач, де він перетвориться на нульову частоту і детектується. У разі використання в передавачі фільтра типу "піднесений косинус" в детекторі беруться вибірки сигналу в моменти проходження відгуків від сусідніх бітів через нуль. У разі використання інших типів фільтрів виконується оптимальне детектування.

З виходу детектора сигнал надходить на вимірювач ймовірності помилки на біт. На вимірювач також надходить вихідний потік бітів від передавача. Вимірювач порівнює відновлений цифровий сигнал з вихідним і обчислює ймовірність помилки на біт. Дана модель не використовує схеми відновлення несучої і тактовою частот, так як інформацію про їх частотах і фазах приймач може отримати безпосередньо від передавача. Таким чином, передбачаються досконалі схеми відновлення несучої і тактовою частот. При необхідності, система AWR дозволяє змоделювати СВН і СВТЧ, однак використовуване наближення цілком близько до практики. Тут розглянута найбільш проста модель, використовувана в роботі. У задачі також застосовуються інші моделі, що використовують каналне кодування, детектування з винесенням м'яких рішень.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. В розділі приведені аналітичні вирази залежності ймовірності помилок при передачі даних від відношення сигнал/завада для різних видів модуляції.
2. Приведені аналітичні вирази будуть використовуватись для побудови алгоритму вибору виду модуляції з метою мінімізації помилок передачі даних
3. Проаналізовано залежність швидкості передачі від відношення рівня корисного сигналу до спектральної щільності шуму на детекторі, що також дає змогу побудувати алгоритм вибору виду модуляції для забезпечення заданої швидкості передачі.
4. Приведені залежності дають змогу побудувати алгоритми вибору виду модуляції в залежності від відношення сигнал/шум при заданому рівні помилок передачі, визначати потужність передавача при заданому рівні швидкості передачі та визначеному рівні ВСПШД.
5. Для прикладу приведено результат моделювання роботи алгоритму вибору параметрів для BPSK модуляції.

ВИСНОВКИ

1. В значній мірі показники якості функціонування системи зв'язку визначається видом модуляції, що використовується для передачі інформаційних сигналів, а саме:

- рівень помилок передачі;
- швидкість передачі;
- енергетична ефективність;
- потужність передавача;
- якість відтворення інформаційного сигналу.

2. В роботі приведені та проаналізовані аналітичні вирази залежності основних показників системи передачі даних від вибору виду модуляції.

3. На основі проведеного аналізу побудовано алгоритми вибору виду модуляції при заданому рівні ймовірності помилок в залежності від відношення сигнал/завада, алгоритм вибору виду модуляції при заданому рівні спектральної ефективності, а також алгоритм вибору потужності передавача в залежності від відношення сигнал/завада і заданій швидкості передачі.

4. Для перевірки працездатності запропонованих алгоритмів приведено моделювання роботи алгоритму вибору параметрів для BPSK модуляції.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кульчицкий В.К., Мешалов Р.О. Средства авиационной электросвязи и передачи данных. Ч.1. Принципы построения и работы средств авиационной электросвязи и передачи данных. Учеб. пособие/ СПб ГУГА. СПб, 2018. – 193 с.
2. Принципы и средства авиационной воздушной электросвязи: Учебное пособие // Авторский коллектив: Быковцев И.С., Гладыревский Б.С., Демьянчук В.С., Клименко В.А., Максименко В.А., Паламарчук И.А., Яковлев А.И.– К.: Украэрорух, 2014.
3. Системи зв'язку та навігації : навч. посіб. / В.П. Харченко, Ю. М. Барабанов, М.А.Міхалочкін–Київ,НАУ,-168с.
4. Феєр К.: Бездротовий цифровий зв'язок. М.: Радіо і зв'язок, 2000.
5. Галкін В.А. Цифрова мобільний радіозв'язок. М.: Гаряча лінія - Телеком, 2007.
6. Прокис Дж.: Цифровий зв'язок. М.: Радіо і зв'язок, 2000.
7. Скляр Б. Цифровий зв'язок. М.: Видавничий будинок Вільямс, 2003.
8. Баскаков С.И. Радіотехнічні сигнали і ланцюги. М., Вища школа, 2003.
9. Айфічер Е, Джервіс Б. Цифрова обробка сигналів: практичний підхід, 2-е изд. М.: Видавничий будинок Вільямс, 2004.
10. Волков Л.М, Немирівський М.С., Шинаков Ю.С. Системи цифрового радіозв'язку. Навчальний посібник. М.: Еко-Трендз, 2005.
11. Шахнович І.Современные технології бездротового зв'язку. М., Техносфера, 2004.
12. Золотарьов В.В., Овечкін Г.В. Завадостійке кодування. Методи та алгоритми: Довідник. М.: Гаряча лінія - Телеком, 2004.
13. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. — М.: Горячая линия - Телеком, 2013. — 372 с
14. Xiong Fuqin, Digital Modulation Techniques. Artech House Publishers, 2006.
15. Cognitive Radio Technology. Bruce Fette. Elsevier Science & Technology Books, 2006. 656 pags.