

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

**НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

Пояснювальна записка

до бакалаврської роботи

на тему: **“РОЗВИТОК СИСТЕМ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ
У LAN МЕРЕЖАХ”**

Виконав: студент 4 курсу, групи ТСД-48
спеціальності

172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Вийтів С.Т.

(прізвище та ініціали)

Керівник

Кременецька Я.А.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(прізвище та ініціали)

Київ - 2021

ВСТУП

На сьогодні гострою проблемою розвитку високошвидкісних персональних мереж стала відсутність широкодоступного, технічно реалізуемого рішення для фізичного рівня. До недавнього часу технології 802.15.1 (комерційна назва - Bluetooth) і 802.11 (комерційна назва Wi - Fi) були єдиними способами організації мереж. Швидкості передачі даних в них (до 100 Мбіт/с) явно не відповідали зростаючим потребам користувачів. У лютому 2002 року Федеральна Комісія із зв'язку США (FCC - Federal Communications Commission) запропонувала використовувати частотний діапазон 3,1-10,6 ГГц для комерційних додатків, що послужило приводом створенню альянсу компаній Multi - Band OFDM association (МВОА) на чолі з фірмою Intel. Результатом роботи альянсу стало створення пропозицій для комітету інституту IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) з організації фізичного рівня і призначеного для користувача доступу для високошвидкісних безпроводових мереж. Суть цих пропозицій зводилася до розбиття запропонованого діапазону на піддіапазони, веденню передачі по черзі в кожному з піддіапазонів і використанню технології ортогонального ущільнення несучої (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) для боротьби з багатопроминевістю. На каналному рівні планувалося використовувати метод часового розподілу каналів з комутацією пакетів для організації множинного доступу.

Через ряд істотних недоліків цього способу передачі інформації описані вище пропозиції не придбали статусу стандарту в комітеті IEEE. Основними проблемами стали: технологічна складність пристроїв, висока вартість, неможливість забезпечити високу пропускну спроможність. На даний момент розроблені прототипи пристроїв безпроводової універсальної послідовної шини (wireless universal serial bus - WUSB), де використовується фізичний рівень з максимальною швидкістю передачі 480 Мбіт/с, що працює в смузі 1,5 ГГц, яка покриває лише 20% дозволеного діапазону.

Таким чином, однією з актуальних наукових проблем телекомунікації і розвитку систем зв'язку являється розробка методів організації високошвидкісного прийомо-передавального тракту в персональних безпроводових мережах з можливістю масштабування частотного діапазону і стійкої роботи в умовах завад. Саме високошвидкісна передача даних представляє особливий інтерес, оскільки ця технологія дозволяє замінити наявні проводові канали (з'єднання між комп'ютерами, з'єднання системного блоку з монітором і т. д.) безпроводовими, істотно спростивши високошвидкісний доступ в мережу.

Об'єкт дослідження – процес функціонування широкосмугових безпроводових LAN-мереж.

Предмет дослідження – широкосмугові безпроводові персональні LAN-мережі.

Мета роботи – розробка широкосмугової безпроводової персональної мережі.

1 РОЗВИТОК БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМ

1.1 Розвиток широкосмугових безпроводових систем

На даний момент існує декілька принципових підходів до побудови безпроводових систем зв'язку. Разом з класичним методом передачі даних з використанням вузькосмугових сигналів, представляє інтерес технологія широкосмугових (ШС), комунікацій, яка веде свій початок з досліджень певного класу електромагнітних коливань, що виконувалися в 60-х роках.

Концепція була досить проста. Замість модуляції синусоїдального коливання, несучої, різними способами, було запропоновано повернутися до дослідів Герца і використовувати імпульсне збудження. Передача інформації здійснювалася шляхом зрушення і комбінації таких імпульсів. Стимулом для проведення досліджень цього роду стало розуміння того, що електромагнітні сигнали для радіопередачі і радіолокації не обов'язково повинні мати квазісинусоїдальну форму. На початок 70-х були виконані усі базові розробки в області ШС систем, і, таким чином, зникли перешкоди для їх побудови і вдосконалення. Основними компонентами тут стали генератори серії імпульсів, модулятори серії імпульсів, приймачі і широкосмугові антени. Були також відомі як методи, так і конкретні реалізації деяких субкомпонент, зокрема комутаторів на лавинних транзисторах, інтегруючих і усереднюючих фільтрів, кореляційних детекторів.

До 1989 року для позначення ШС систем користувалися поняттями сигналів "без несучої", "імпульсних", "несинусоїдальних", тощо. Визначення терміну "ШС" введено агентством DARPA Міністерства оборони США в 90-му році і скоректовано Федеральною комісією зв'язку США в 2000 р. За визначенням FCC, до ШС пристроїв відносяться усі системи із спектральною смугою не менше 1,5 ГГц, а також пристрої, у яких ширина спектральної смуги по рівню мінус 10 дБ складає принаймні 25% від значення центральної частоти.

Тобто, до ШС відносяться сигнали, що задовольняють наступній умові:

$$h = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (1.1)$$

де $h > 0.25$; f_{\max} , f_{\min} - верхня і нижня частоти спектру сигналу.

Перші системи ШС зв'язку, засновані на використанні сигналів з розширеним спектром за допомогою прямого розширення або стрибкоподібної зміни несучої, з'явилися в 60-і роки і допускали завадостійку роботу різних радіостанцій в загальній смузі частот. Нарешті, через ще 30 років світу подарували технологію ШС зв'язку. Зрозуміло, вона кардинально відрізняється від перших іскрових передавачів, але принцип дії той же - передача імпульсних сигналів.

Поява принципово нової технології, який являється ШС імпульсна, для телекомунікаційного ринку явище надзвичайно рідкісне. Тому не дивно, що відразу ж навколо неї виникла запекла полеміка. Найбільш ярі прибічники передбачали революцію в області безпроводового зв'язку, радіолокації і надточній наземній навігації, порівнюючи за значимістю високу проникаючу здатність ШС - сигналів з можливостями лазера. Опоненти ж вважали, що такі сигнали являються потенційним джерелом перешкод для вузькосмугових систем, а тому слід заборонити роботу цих систем, принаймні на частотах нижче 3 ГГц [1].

Наступним етапом розвитку технології ШС зв'язку стала організація багатосмугової передачі в області надширокого діапазону, тобто використання широкосмугових і вузькосмугових сигналів, що займають усю представлену частотну смугу.

1.2 Архітектура безпроводових мереж, що самоорганізуються, з змінною топологією

На справжній момент пріоритетним розвитком безпроводових мереж передачі даних являється проектування високошвидкісних мереж, що самоорганізуються, без строгої інфраструктури, що реалізують можливість підтримки динамічної топології мережі для мобільних агентів. Приклад архітектури такого роду мереж показаний на рис. 1.1.

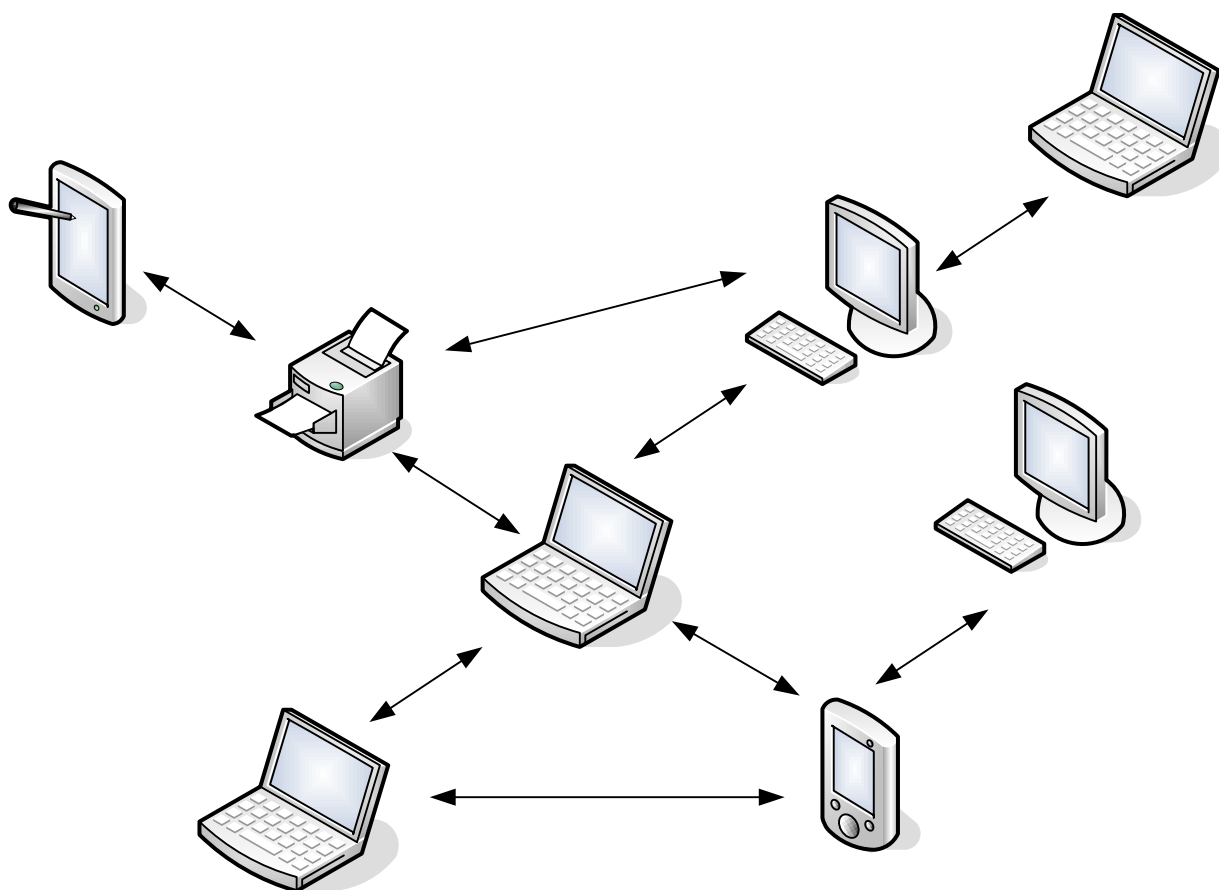


Рис. 1.1. Архітектура безпроводової мережі, що самоорганізується, із змінною топологією

Вимога підтримки високошвидкісних з'єднань в умовах змінної топології виникає з самого характеру завдань, що пред'являються користувачами до пристроїв - адаптерів безпроводового зв'язку. Серед поставлених завдань стоїть передача високошвидкісних відео і аудіо даних від комп'ютера до периферійних

пристроїв, підтримка з'єднань між комп'ютерами, динамічне управління якістю обслуговування, реалізація маршрутизації для високошвидкісних з'єднань. До існуючих рішень в області безпроводового персонального зв'язку можна віднести стандарт 802.15.1 і групу стандартів 802.11. Основними недоліками цих рішень являються низька пропускна спроможність (до 100 Мбіт/с на з'єднання для 802.11n і 1 Мбіт/с на з'єднання для 802.15.1), високий, для медійних даних, рівень затримок, а також накладні витрати, пов'язані з використанням пакетної комутації. Крім того, існуючі стандарти не передбачають їх застосування для з'єднань на гігабітних і субгігабітних швидкостях на коротких відстанях (в межах 4-6 метрів), що робить неможливим їх використання як альтернативу кабельним з'єднанням між системним блоком комп'ютера і периферійними пристроями.

На відміну від існуючих рішень, пропонована в роботі архітектура фізичного рівня безпроводової мережі націлена на підтримку широкого діапазону швидкостей аж до субгігабітних (на відстанях 4-6 метрів) за допомогою використання багатосмугового підходу і технології комутації каналів.

1.3 Фізичний рівень безпроводових систем зв'язку

Суть технології побудови систем зв'язку на основі ШС сигналів - передача малопотужних кодованих імпульсів в дуже широкій смузі без частоти несучої. У ефір випромінюється не гармонійне коливання, а надкороткий імпульс, або моноімпульс, тривалість якого може коливатися в межах 0,2-2 нс, а період імпульсної послідовності складає від 10 до 1000 нс.

Інформація в ШС зв'язку передається за допомогою часоімпульсної модуляції з використанням комутації нано- або субнаносекундних імпульсів. Часоімпульсна модуляція є зміщенням випромінюваного імпульсу в часі за псевдовипадковим законом, яка дозволяє розподілити енергію в широкій смузі частот, а сам сигнал зробити шумоподібним.

В результаті відпадає необхідність використовувати в ШС передавачі підсилювачі потужності і ланцюга перетворення частоти, що істотно зменшує

вартість і енергоспоживання імпульсних приладів. Проте, в ШС пристроях пред'являються жорсткі вимоги до комутуючих елементів, які повинні мати дуже високу швидкодію (близько 10-100 пс) і бути стабільними.

Можна виділити два принципові рішення за способом організації приймально-передавального тракту при використанні широкосмугових сигналів. Перше з них засновано на імпульсному підході при використанні кодового розподілу каналів. Для ефективнішого використання діапазону (в порівнянні з використанням імпульсів форми гауса) передача даних здійснюється ШС радіоімпульсами, форму сигналу яких можна представити у вигляді:

$$u_p(t) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\pi f_s t)] \cos(2\pi f_c t), 0 < t < \frac{1}{f_s}. \quad (1.2)$$

Частотна смуга, займана імпульсом, керується двома параметрами: f_c - центральна частота імпульсу, f_s - ширина спектру імпульсу, при цьому тривалість імпульсу визначається з умови (див. рис 1.2). Інформація передається шляхом фазової модуляції цих імпульсів.

Крім того, уся використовувана смуга розбивається на піддіапазони, і в кожному піддіапазоні вибираються свої параметри імпульсу, для того, щоб сусідні піддіапазони не перекривалися. Модуляція сигналу відбувається в декількох піддіапазонах для ефективнішого використання дозволеної частотної смуги [2].

Розподіл на піддіапазони дозволяє динамічно керувати спектром сигналу, виключаючи ті піддіапазони, в яких можлива небажана інтерференція з потужними вузькосмуговими сигналами, а також задовольняти обмеженням, що накладаються на випромінюваний спектр сигналу правилами, діючими в певній країні або регіоні.

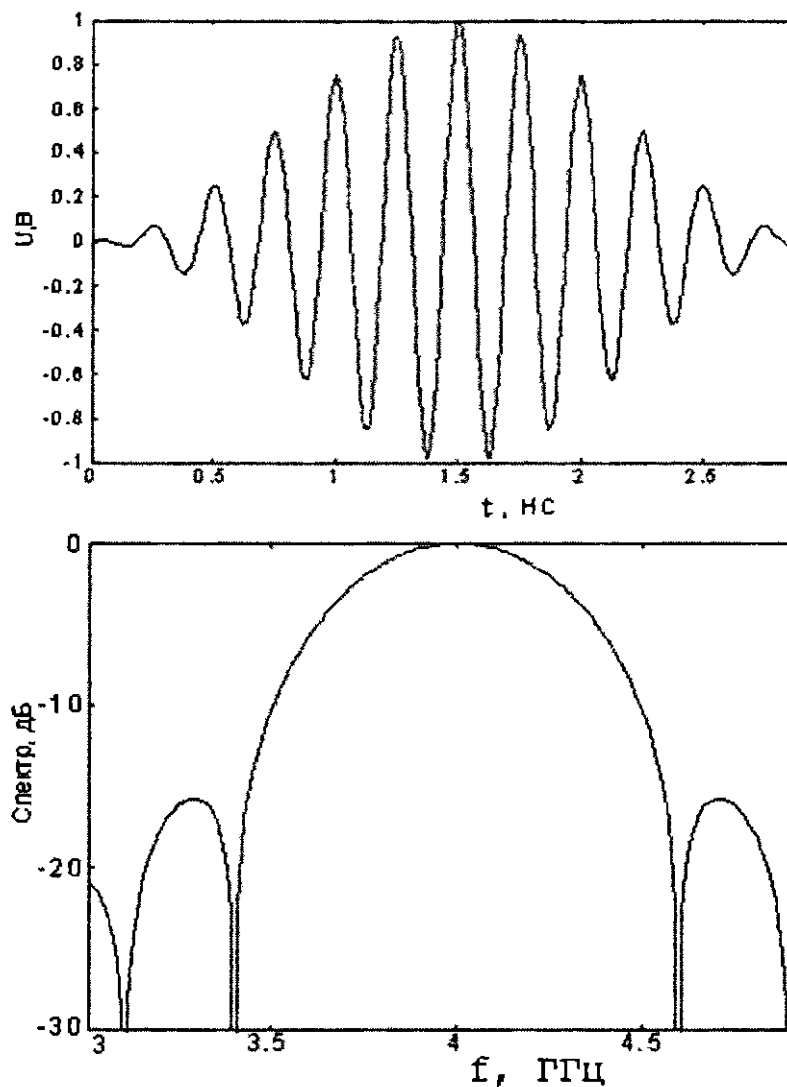


Рис. 1.2. Часова форма і спектр ШС радіоімпульсу тривалістю 3 нс з центральною частотою 4 ГГц

Це рішення припускає здійснювати каналне кодування кодером Ріда-Соломона із змінюваними параметрами, залежними від режиму передачі. Потім виконується M -нарне двійкове ортогональне кодування бітової послідовності і виконується її часове перемежування (рис. 1.3). Блок перемежувача в умовах малого відношення сигнал/шум представляється необхідною складовою для мінімізації вірогідності прийому помилкових біт.

Передавач. Кодування даних, як показано на рис. 1.3, здійснюється кодером Ріда-Соломона із змінюваними параметрами, залежними від режиму передачі. Блок "маска піконета" (піконет, або пікомережа, - елементарний осередок

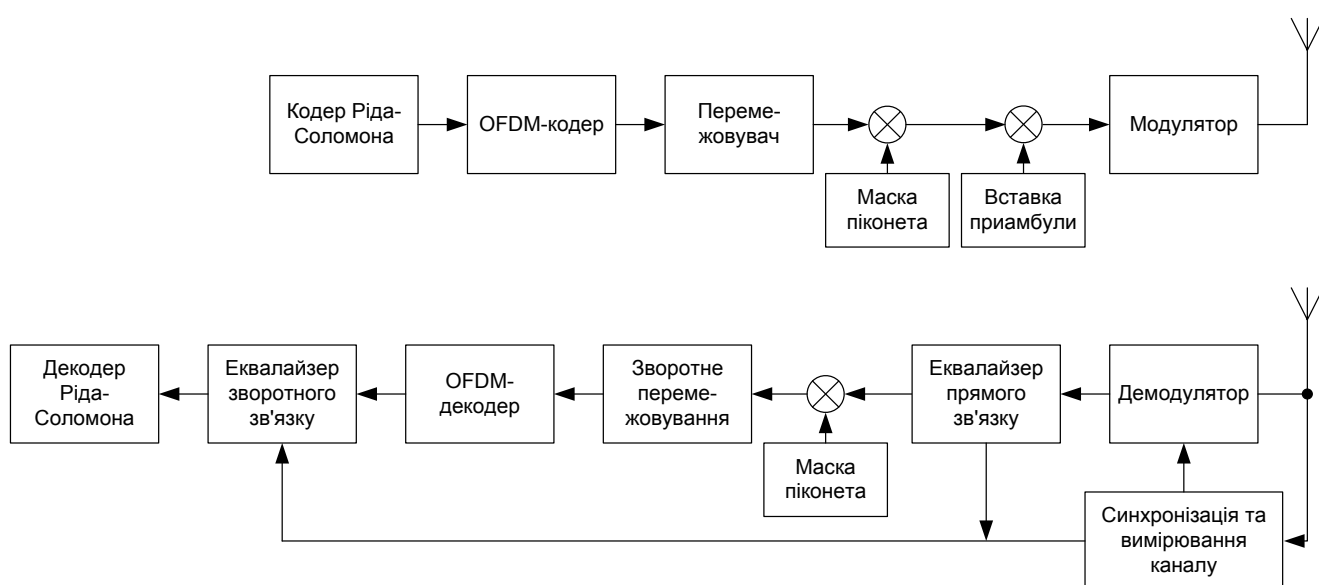


Рис. 1.3. Блок-схема прийомо-передаючого пристрою на основі кодового розподілу каналів з використанням ШС сигналів

локальної мережі, в якій усі кінцеві пристрої сполучені з базовим вузлом) виконує розширення спектру початкового інформаційного сигналу кодом прямої послідовності для розподілу різних піконетів, причому всередині піконета послідовність одна і та ж, але з різним початковим зсувом. Потім до отриманої кодової послідовності додається преамбула, призначення якої - перевірка незанятості каналу, ідентифікація каналу і синхронізація годинника на передавальному і приймаючому пристроях. Потім виконується модуляція сигналу квадратурною або бінарною фазовою маніпуляцією, причому центральна частота імпульсів f_c після передачі кожних N імпульсів "перескакує" на середину наступного піддіапазону, а після досягнення останнього піддіапазону - на перший (рис. 1.4). В цьому випадку біти початкової послідовності виявляються такими, що "розмазали" по усьому частотному діапазону, що істотно підвищує надійність прийому. При неможливості або недоцільності передачі в тій або іншій смузі (наприклад, погана сигнальна ситуація, діючі обмеження регламенту на використання цього частотного діапазону або невелика необхідна швидкість передачі), ця смуга просто виключається з циклу.

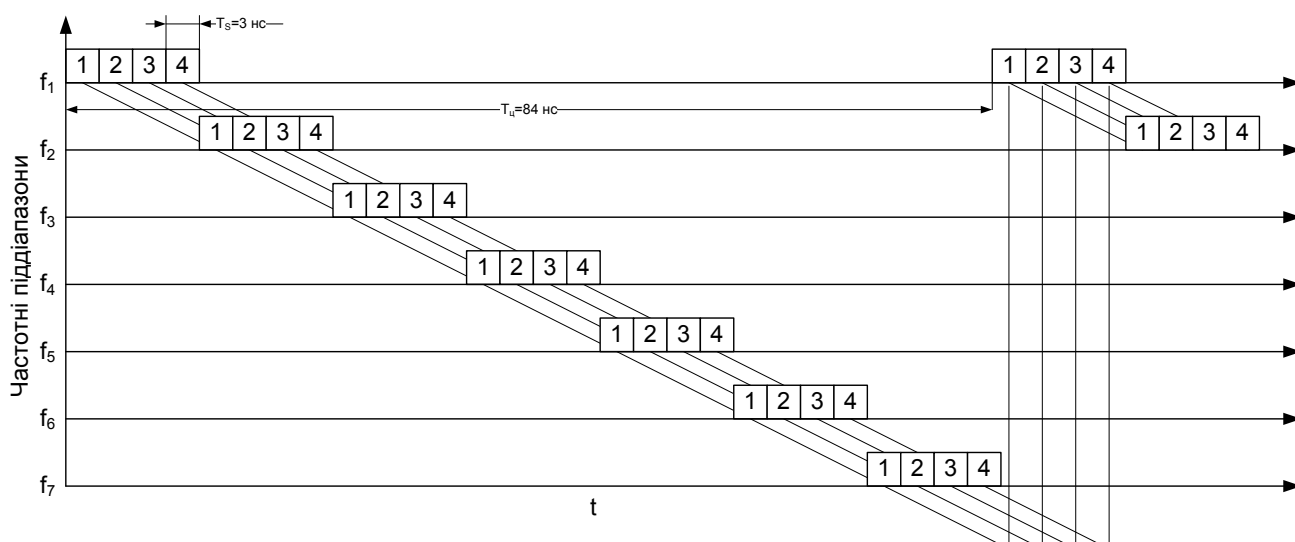


Рис. 1.4. Схема перемикання піддіпазонів

Приймач. Приймаючий пристрій відновлює послану послідовність по прийнятому ШС-сигналу. Для цього він, по-перше, по прийнятій преамбулі виконує синхронізацію з передавачем; по-друге, визначає властивості фізичного каналу (також по прийнятій преамбулі), що дозволяє зробити висновки про можливі завмирання в каналі і його багатопроменевість. Це дозволяє керувати параметрами еквалайзерів прямого і зворотного зв'язку. Необхідність використання еквалайзерів прямого і зворотного зв'язку обумовлена тим фактом, що детектування поточного символу здійснюється на основі оцінок векторів попередніх і наступних символів.

Для забезпечення стійкої роботи системи в умовах багатопроменевості аналоговий вхід може бути оснащений RAKE-приймачем. Такий приймач є набором кореляторів, на яких вхідний сигнал порівнюється з імпульсом, зміщеним на проміжки часу, відповідні величинам затримок по різних променях, і суматор сигналів, отриманих на виході кореляторів. Використання RAKE-приймача дозволяє накопичувати енергію імпульсу по частинах, що прийшли до приймального пристрою різними шляхами.

Друге рішення ґрунтується на використанні ущільнення сигналу з ортогональним частотним розподілом. У цьому методі використовується розбиття послідовності символів даних $\{x_{m,k}\}$ на паралельний потік із збільшенням

тривалості кожного символу. При цьому символи передаються піднесучими, віддаленими один від одного на відстань $\Delta f = 1/T_s$, де T_s - тривалість кожного символу, що забезпечує їх ортогональність (рис. 1.5).

Таким чином, отримуємо символ тривалістю $T = NT_s$. При цьому комплексну огибаючу сигналу OFDM на інтервалі T можна представити у формі:

$$x(t) = \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(j2\pi \frac{m}{T} t\right), 0 \leq t \leq T. \quad (1.3)$$

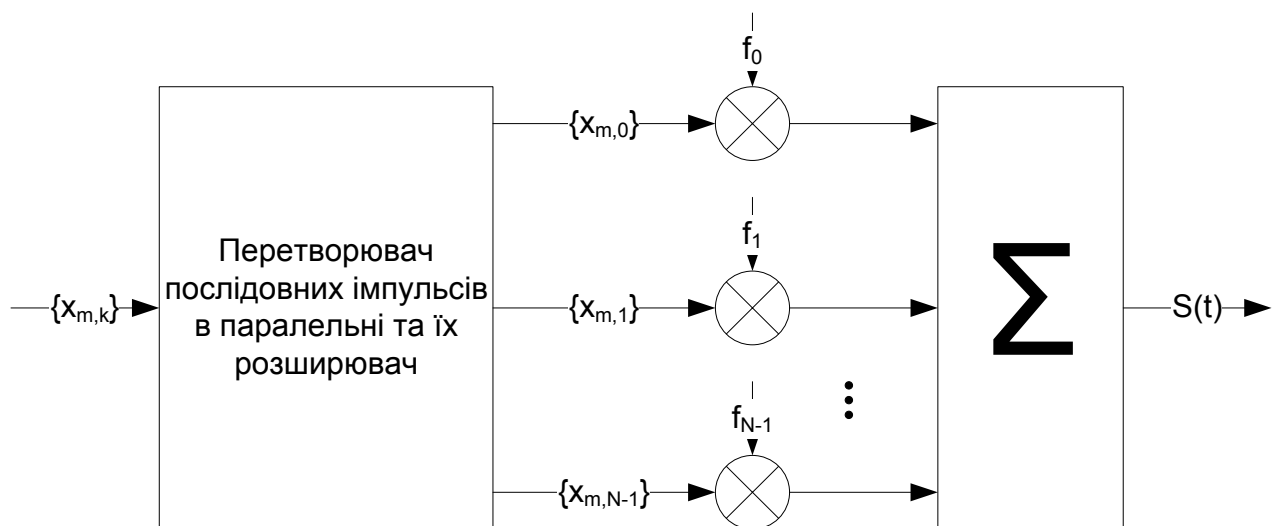


Рис. 1.5. Принцип побудови символу OFDM

Структурна схема модема показана на рис. 1.6. На даний момент ця технологія використовується в мережах WiMAX (стандарт IEEE 802.16) і для протоколу WUSB.

Покажемо принцип передачі даних на прикладі протоколу WUSB. Частотний діапазон 3,1 - 10,6 ГГц розділений на смуги по 528 МГц. Смуги, у свою чергу, об'єднані в 5 груп. У кожній смузі - 128 піднесучих смуг, з шириною спектру по 4,125 МГц. Для передачі даних використовуються 100 з них, інші застосовуються як граничні і синхронізуючі. Визначено два режими роботи - із зміною смуги усередині однієї групи, коли кожен наступний OFDM-символ передається в наступній смузі, і у фіксованій смузі. Довжина символу - 312,5 нс.

Базова одиниця передачі даних - 6 символів [3]. Використовується згортальне кодування: основне - із швидкістю $1/3$, а за допомогою "виколювання" - з швидкостями $1/2$, $5/8$, $3/4$. Підтримувані швидкості передачі - 53,3, 106,7, 200 Мбіт/с. Підтримка 80, 160, 320, 400, і 480 Мбіт/с являється опціональною. Підвищені швидкості передачі використовуються тільки безпосередньо при передачі даних, тобто при корисному навантаженні пакетів. Уся керуючої інформації, - преамбули, заголовки, службові пакети і т. д. - передається на базовій швидкості в 53,3 Мбіт/с.

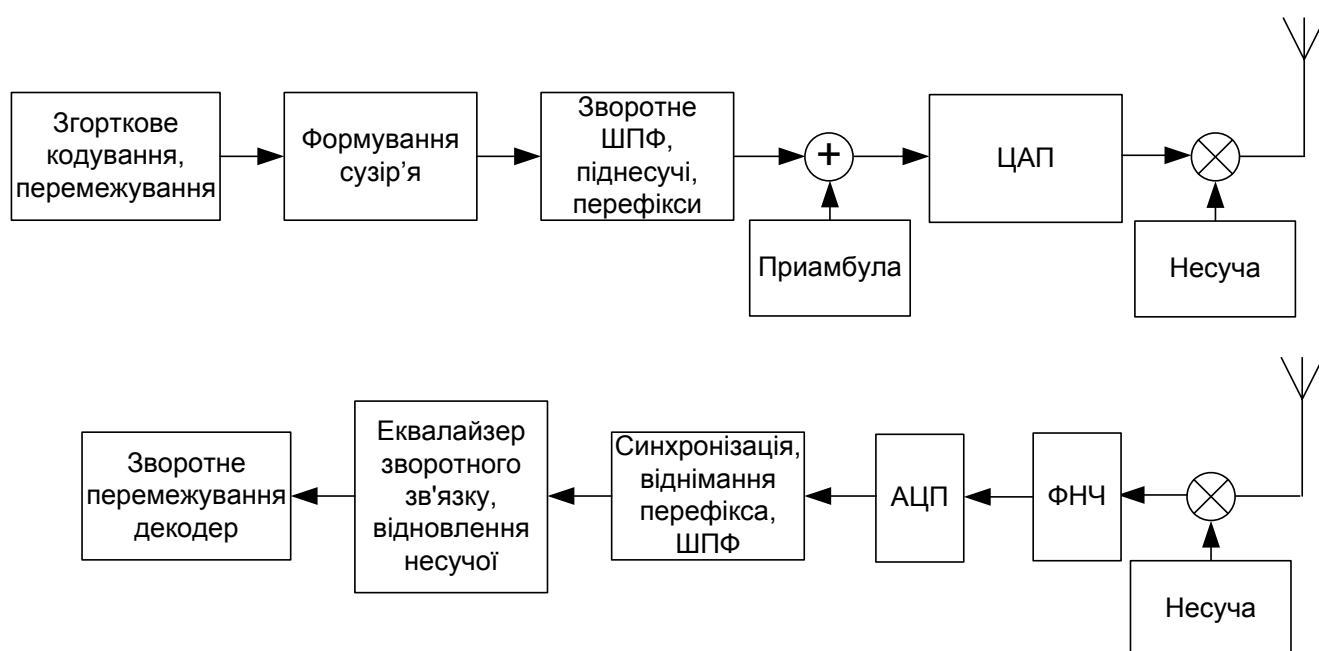


Рис. 1.6. Блок-схема модему на основі OFDM

Технологію OFDM планується використовувати для систем зв'язку в міліметровому діапазоні хвиль (діапазон частот 57- 64 ГГц) з вимогою 3 Гбіт/с для пропускної спроможності на з'єднання.

Істотним недоліком описаних вище технологій являється складність схемотехніки, яка перешкоджає масовому поширенню високошвидкісного зв'язку.

1.4 Обчислювальні платформи з процесорами загального призначення для локальних систем зв'язку

Бурхливий розвиток напівпровідникової техніки в останні 20 років позначив нові можливості для побудови безпроводових систем зв'язку. Широкого поширення набула архітектура Армстронга, основною ідеєю якої являється гетеродинування вхідного аналогового сигналу в область основної частоти і його відцифрування. Подальше декодування зводиться до роботи з цифровими даними при використанні спеціалізованих пристроїв (блок Baseband & MAC). Для передачі даних використовується зворотна схема - формування сигнально-кодової конструкції (СКК) в цифровому домені і подальше перетворення отриманих символів в аналогову область.

Основним недоліком цієї архітектури являється необхідність проектування нового оброблювального цифрового ядра для кожного протоколу передачі даних. При цьому уся аналогова модемна частина може залишатися без змін. Використання пристроїв з дизайном "мікропроцесорне ядро з інтегрованою логікою на одному кристалі" (SoC - system - on - chip) дозволяє мінімізувати зміни в обчислювальному ядрі, пов'язані з модифікаціями якого-небудь протоколу (рис. 1.7). Але, у будь-якому випадку, потрібна модифікація обчислювальних ядер - обробників сигналів фізичного рівня основної смуги (PHY processing cores). У табл. 1.1 приведена технічна складність різних компонент модемного тракту стандарту 802.11a із швидкістю передачі даних 54 Мбіт/с.

Оцінка обчислювальної складності показує, що сучасні обчислювальні платформи на основі процесорів, дозволяють реалізувати цей стандарт. В той же час, збільшення швидкості передачі вимагає від такого роду пристроїв використання простих типів модуляції і кодування. Методів вирішення такого роду завдань (створення архітектури фізичного рівня) на даний момент в літературі не представлено.

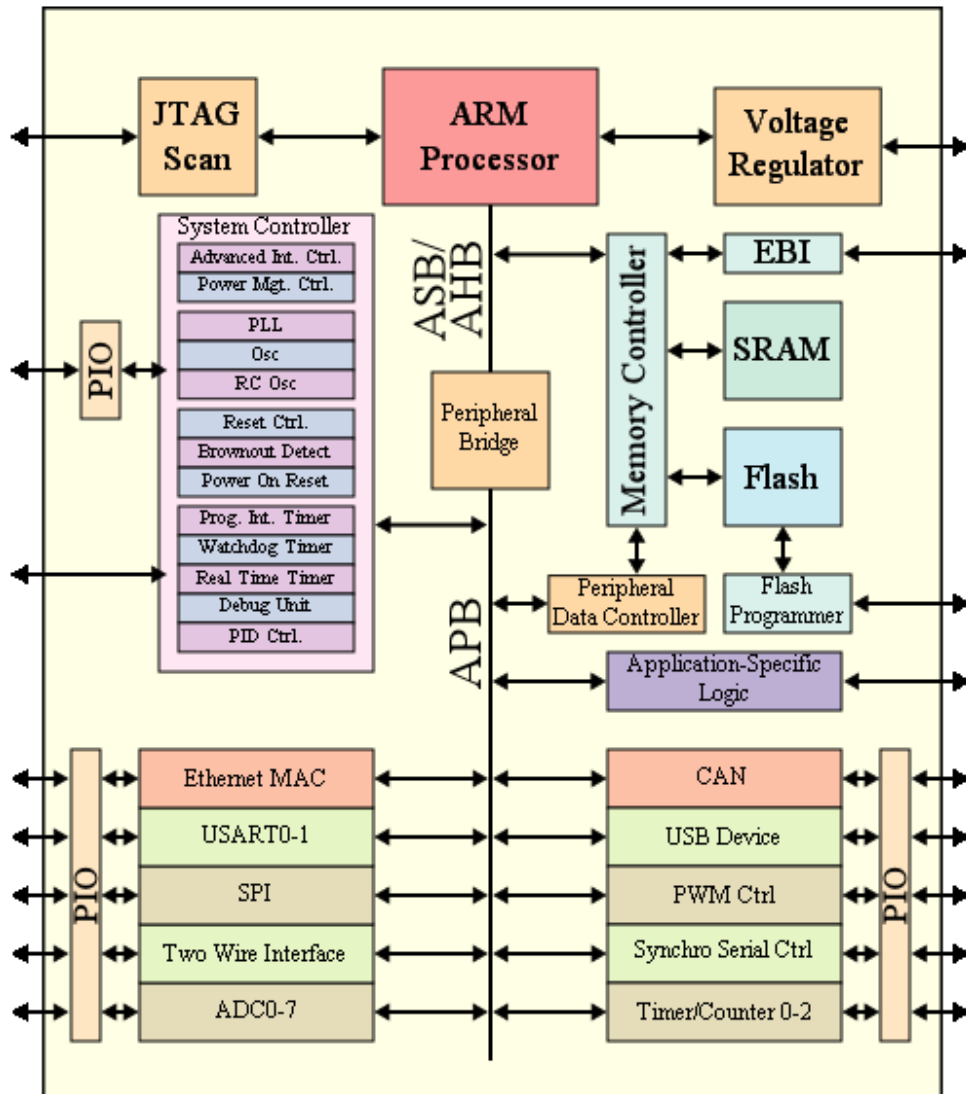


Рис. 1.7. Адаптер на основі архітектури SoC

Таблиця 1.1

Обчислювальна складність модемного тракту для стандарту 802.11

Функціональний блок	Обчислювальна складність в GIPS
Швидке перетворення Фур'є (ШПФ)	0,384
Зворотнє швидке перетворення Фур'є (ЗШФП)	
Блок частотної оцінки каналу	0,02
Декодер Вітербі	4,068

Оцінка обчислювальної складності показує, що сучасні обчислювальні платформи на основі процесорів, дозволяють реалізувати цей стандарт. В той же час, збільшення швидкості передачі вимагає від такого роду пристроїв використання простих типів модуляції і кодування. Методів вирішення такого роду завдань (створення архітектури фізичного рівня) на даний момент в літературі не представлено.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ФІЗИЧНОГО РІВНЯ БЕЗПРОВОДОВОЇ МЕРЕЖІ

2.1 Характеристики якості оптимального приймача

У M - позиційній системі з двійковими кодовими сигналами кодовані символи можна представити наступним сигнальним вектором: $S_m = [S_{m1}, S_{m2}, \dots, S_{mN}]$, $m=1, 2, \dots, M$, де $S_{mj} = \pm \sqrt{\xi / N}$ для усіх m і j , N - довжина кодового слова, і вона являється також розмірністю M - позиційного сигналу. ξ - енергія сигналу.

Припустімо d_{\min}^e - мінімальна евклідова відстань між парою сигналів з M можливих, тоді вірогідність помилки прийому кодового блоку у разі когерентного детектування визначається верхньою межею так:

$$P_m < (M-1)P_b = (M-1)Q \left[\sqrt{\frac{(d_{\min}^e)^2}{N_0}} \right] < 2^k \exp \left[-\frac{(d_{\min}^e)^2}{4N_0} \right], \quad (2.1)$$

де $Q(x)$ - інтеграл гауса помилок, N_0 - спектральна щільність потужності білого шуму, k - інформаційна вага символу.

Для M - позиційній амплітудній модуляції (АМ) сигнали представляються як M точок зі значеннями:

$$S_m = \sqrt{\frac{1}{2} \xi_g} A_m \quad (2.2)$$

де $m=1, 2, \dots, M$, ξ_g - енергія базового сигнального імпульсу $g(t)$, A_m - амплітуда сигналу. Середня енергія сигналу :

$$\xi_{cp} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \xi_m - \frac{d^2 \xi_g}{2M} \sum_{m=1}^M (2m-1-M) = \frac{d^2 \xi_g}{2M} \left[\frac{1}{3} M(M^2-1) \right] = \frac{1}{6} (M^2-1) d^2 \xi_g \quad (2.3)$$

де d - відстань між сигналами.

Середня передана потужність пов'язана з енергією таким чином:

$$d^2\xi_g = \frac{6}{(M^2 - 1)} P_{cp} T. \quad (2.4)$$

У припущенні, що уся вірогідність амплітуд рівноімовірна:

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q \left[\sqrt{\frac{d^2\xi_g}{N_0}} \right] = \frac{2(M-1)}{M} Q \left[\sqrt{\frac{6\xi_g}{(M^2-1)N_0}} \right] \quad (2.5)$$

чи для відношення сигнал/шум на біт, позначеному через ξ_b/N_0 :

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q \left[\sqrt{\frac{6(\log_2 M)\xi_b}{(M^2-1)N_0}} \right] \quad (2.6)$$

Такий детальний аналіз нам потрібний для майбутнього розрахунку завадостійкої еквалайзера при детектуванні в каналах з міжсимвольною інтерференцією при використанні АМ [4].

Для M - позиційній фазовій модуляції (ФМ) цифровий сигнал виражається як:

$$S_m(t) = g(t) \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right], \quad 1 \leq m \leq M, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.7)$$

Відповідно, векторне представлення:

$$S_m = \left[\sqrt{\xi_s} \cos \frac{2\pi}{M} (m-1), \sqrt{\xi_s} \sin \frac{2\pi}{M} (m-1) \right], \quad (2.8)$$

де $\xi_s = 0.5\xi_g$ - енергія кожного сигналу.

Оптимальний приймач в даному випадку може бути описаний як кореляційний детектор. Цей детектор являється еквівалентним фазовому, який визначає фазу сигналу γ (γ - сигнальний вектор $[r_1; r_2]$), що приймається, і вибирає сигнальний вектор S_m , фаза якого щонайближче до фази γ . Фаза γ рівна

$$\Theta_r = \arctg \frac{r_2}{r_1}. \quad (2.9)$$

Вірогідність помилкового прийому для М-ФМ визначається як:

$$P_M = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p_{\Theta_r}(\Theta_r) d\Theta_r, \quad (2.10)$$

де $p_{\Theta_r}(\Theta_r)$ - функція щільності вірогідності (див. рис. 2.1), інтеграція якої в загальному вигляді не приводиться до простої форми за винятком випадків, $M=2$ і $M=4$:

$$P_2 = Q \sqrt{\frac{2\xi_b}{N_0}}, \quad (2.11)$$

$$P_4 = 2Q \sqrt{\frac{2\xi_b}{N_0}} \left[1 - \frac{1}{2} Q \sqrt{\frac{2\xi_b}{N_0}} \right]^2, \quad (2.12)$$

а також при великих стосунках сигнал/шум можна скористатися наступним наближенням:

$$P_M = 2Q \left(\sqrt{\frac{2\xi_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{m} \right). \quad (2.13)$$

При малих відношеннях сигнал/шум погрішність формули (2.13) досягає 3 дБ (див. рис. 2.2 і 2.3).

У разі частотної модуляції (ЧМ) інформація модулюється несучою частотою. Вид набору сигналів ЧМ виражається формулою

$$S_m(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} (\cos \omega_m t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.14)$$

де E - енергія, передана сигналу $S_m(t)$ за час T .

Для оцінки завадостійкості можна скористатися верхньою межею, отриманою в (2.1).

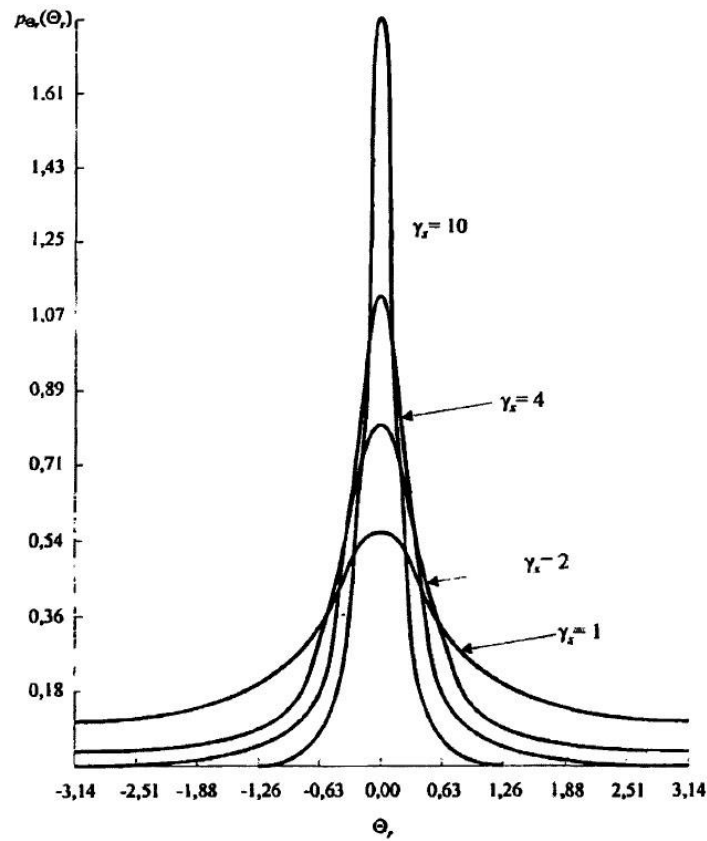


Рис. 2.1. Функція щільності вірогідності $p_{\Theta_r}(\Theta_r)$ для різних стосунків сигнал/шум (γ_s)

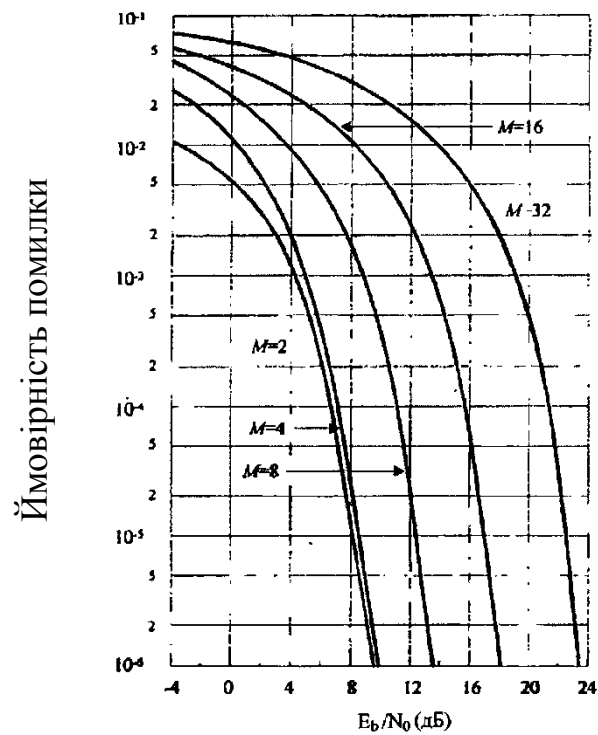


Рис. 2.2. Графік вірогідності помилки від відношення E_b/N_0 - для ФМ отриманий чисельною інтеграцією

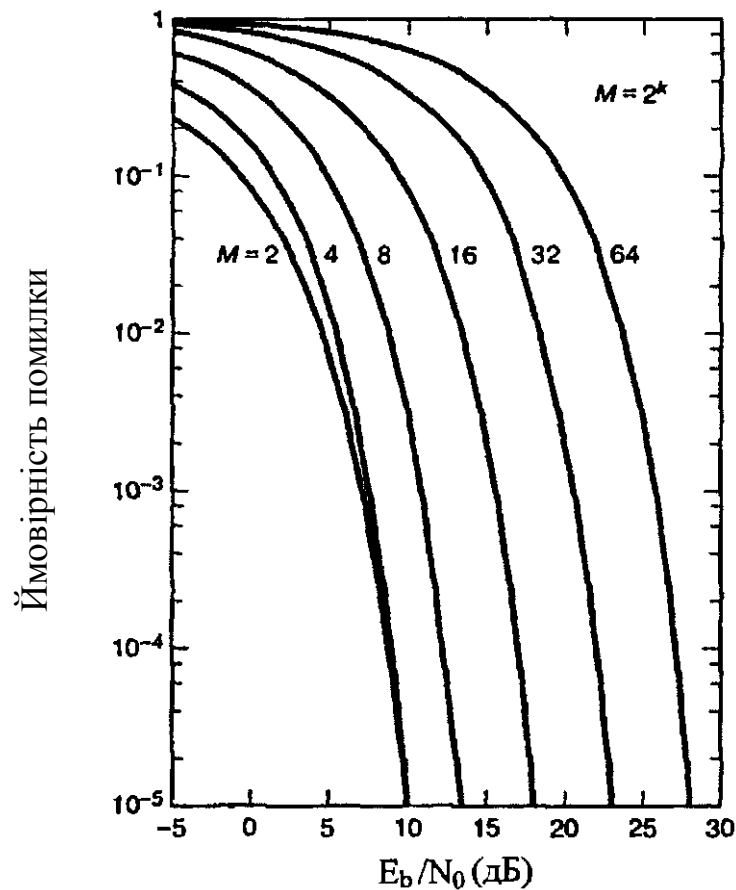


Рис. 2.3. Графік вірогідності помилки від відношення E_b/N_0 - для ФМ отриманий по формулі (2.13)

2.2 Забезпечення необхідної швидкості передачі у рамках фізичного рівня

Визначимо вимоги до ефективності, що накладаються на фізичний рівень безпроводової мережі:

- 1) Збільшення швидкості передачі до максимально можливої.
- 2) Мінімізація вірогідності появи бітової помилки.
- 3) Мінімізація споживаної потужності.
- 4) Мінімізація конструктивної складності системи і обчислювального навантаження.

Існують декілька стримуючих чинників і теоретичних обмежень, які неминуче спричиняють за собою компроміси в будь-яких системних вимогах. У нашому випадку вони наступні:

1) Спектральна маска FCC на ефективне ізотропне випромінювання. У разі роботи в діапазоні 3,1 - 10,6 ГГц при використанні ефективної смуги в 500 МГц на частотний канал і рівні випромінювання в мінус 41,3 дБм/МГц ($7,4 \cdot 10^{-5}$ мВт/МГц), максимальна потужність випромінювання на один частотний канал складе $P = 500 \text{ МГц} \cdot 7,4 \cdot 10^{-5} \text{ мВт/МГц} = 0,037 \text{ мВт}$. Така мала потужність накладає істотне обмеження на вибір типу модуляції.

2) Мінімальна теоретично необхідна ширина смуги частот по Найквісту (теорема Котельникова).

З теорії відомо, що мінімальна смуга сигналу потрібна для передачі R змодульованих символів за секунду рівна $R/2$. А з урахуванням використання реальних фільтрів - $(0,6-0,8) R$ [5].

3) Теорема про пропускну спроможність Шенона (межа Шенона).

Вираз для пропускну спроможності у разі гаусового частотно обмеженого каналу можна записати таким чином:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.15)$$

де C - пропускну спроможність каналу, W - смуга пропускання каналу, S/N - відношення сигнал/шум,

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right), \quad (2.16)$$

W/R - відношення смуги пропускання каналу до бітової швидкості.

Використовуючи (2.15) і (2.16) можна отримати наступний вираз:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} \left(2^{C/W} - 1 \right) \quad (2.17)$$

Теоретично, при використанні досить складної схеми кодування, інформацію по каналу можна передавати з будь-якою швидкістю $R \leq C$ із скільки завгодно малою вірогідністю виникнення помилки при відношенні E_b/N_0 більше межі Шенона, визначуваного як (за умови $W/C \rightarrow \infty$):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 e} = -1.6 \text{ дБ}. \quad (2.18)$$

Використовуючи вираз (2.17) і вірогідність помилкового прийому для різних типів модуляції (2.1), (2.6), (2.13) можна отримати наочний графік залежності ефективності каналу від ширини смуги пропускання - "смуга - ефективність" (рис. 2.4)[22]. Цей графік описує вірогідність помилкового прийому при впливі білого шуму і не враховує вплив сусідніх каналів один на одного в багатоканальній системі передачі. По цьому графіку можна зробити лише первинний висновок про необхідний тип модуляції.

По графіку, зображеному на рис. 2.4, можна зробити висновок, що для роботи в умовах обмеженої потужності найбільш відповідними методами модуляції виявляються М-арна ЧМ, а також 2 і 4-х позиційна ФМ.

Завадостійка різних видів модуляції при роботі в каналі з адитивним білим шумом (АБГШ) гауса:

Двопозиційна частотна модуляція з мінімальним зсувом (ЧММЗ) відрізняється від звичайної частотної тим, що при її використанні не відбувається стрибків фази, що вигідно відбивається на спектрі сигналу. Сигнал ЧММЗ представляється таким чином:

$$S_m(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right], \quad kT < f < (k+1)T, \quad (2.19)$$

де f_0 - частота, що несе, $d_k = \pm 1$ представляють біполярні дані, які передаються із швидкістю $R = 1/T$, x_k - фазова постійна для k -го інтервалу.

При цьому спектральна щільність потужності описується вираженням:

$$G(f) = \frac{16P_{cp}T}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi fT}{1-16f^2T^2} \right]^2. \quad (2.20)$$

На приймальній стороні був використаний звичайний некогерентний частотний детектор, що забезпечувало просту схему синхронізації і простоту

самого приймача. Основним недоліком цієї схеми являється низька ефективність використання потужності передаваного сигналу, тобто програвш бінарної фазової модуляції (ФМ-2) складає приблизно 6 дБ.

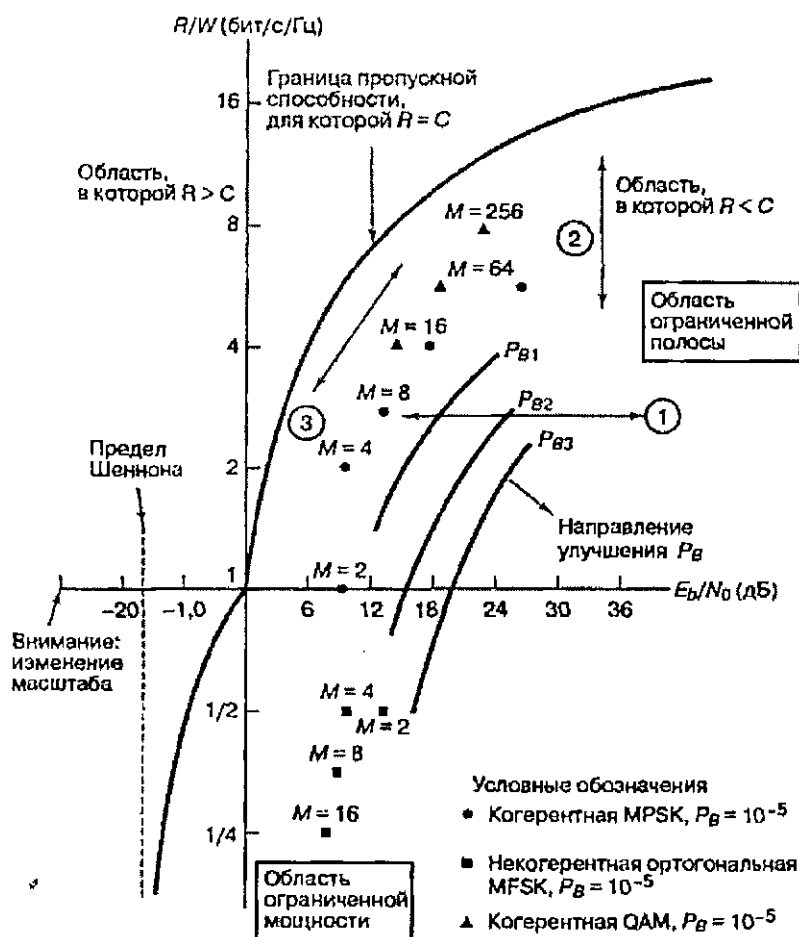


Рис. 2.4. Графік "смуга-ефективність"

Таким чином, при використанні цього типу модуляції необхідно враховувати високі вимоги по виправляючій здатності, що пред'являються до кодека (використання турбо-кодів). Відмінною позитивною рисою цього типу модуляції являється малий рівень бічних пелюсток спектральної щільності потужності модульованого сигналу (рис. 2.5) [22], що особливо важливе при побудові фізичного рівня у вигляді багатосмугової системи.

З точки зору залежності вірогідності помилкового прийому від відношення сигнал/шум, цей метод модуляції представляється оптимальним. Проте, ФМ-2 має істотний недолік, що особливо проявляється при роботі в каналах з

багатопроблемністю, - занадто складна система підтримки когерентного прийому і забезпечення символної синхронізації. Для вирішення цієї проблеми використовуються способи детектування, засновані на відносних методах модуляції, наприклад, відносна фазова модуляція.

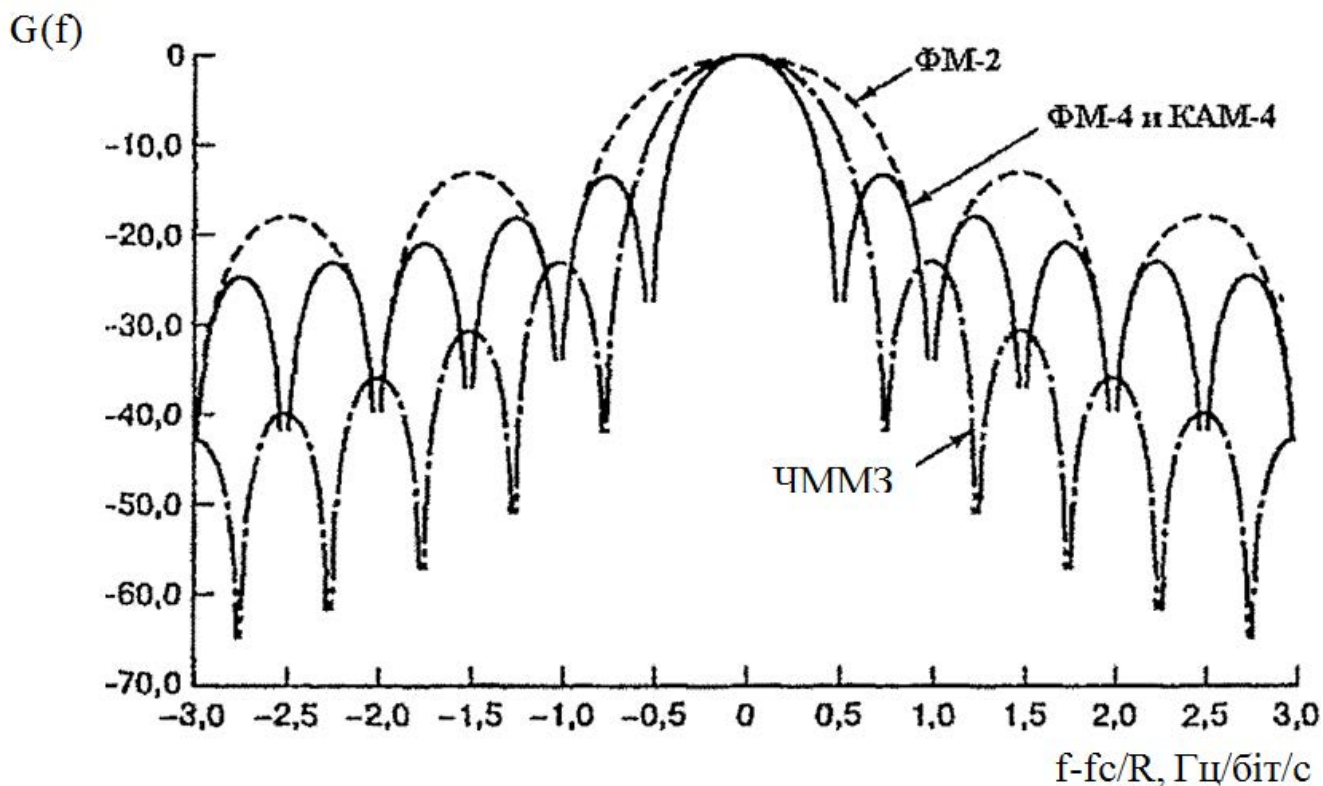


Рис. 2.5. Нормована спектральна щільність потужності для ФМ- 2, ФМ- 4, КАМ- 4 і ЧММЗ

3 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ АЛЬТЕРНАТИВНОГО ФІЗИЧНОГО РІВНЯ БЕЗПРОВОДОВОЇ ВИСОКОШВИДКІСНОЇ МЕРЕЖІ

3.1 Принцип роботи альтернативного фізичного рівня передачі

Виділимо основні критерії якості роботи, яким повинен відповідати фізичний рівень персональної високошвидкісної безпроводової мережі:

- задоволення вимогам за швидкістю передачі інформації і рівню затримок (для персональних мереж це сотні Мбіт/с і одиниці мікросекунд відповідно).

- Простота реалізації (можливість в короткі терміни поставити серійних випуск адаптерів одночасно з інтеграцією їх в персональні комп'ютери і периферійне устаткування) схемотехніки.

- Відповідність нормам на випромінювану потужність. На прикладі пропозицій FCC для діапазону 3,1 - 10,6 ГГц вони досить суворі і складають мінус 41.3 дБм/МГц.

- Стійка робота в умовах сильного багатопроменевого поширення, адаптивне підстроювання до змінюваних параметрів середовища. Як відомо, канал передачі даних в умовах персональних мереж - це звичайно середовища з сильним впливом завмирань. В даному випадку завадостійкість посимвольного детектування без урахування характеристик каналу зв'язку не задовольняє вимогам, що накладаються на вірогідність помилкового прийому [6].

Розроблена гібридна схема комутації у високошвидкісній мережі дозволяє ефективно вирішувати поставлені завдання. Пропонується використовувати комутацію пакетів для низькошвидкісного призначеного для користувача трафіку і сигнальної інформації. У свою чергу, використання комутуваних виділених каналів дозволяє забезпечити ефективну передачу високошвидкісних поточкових даних.

Розроблена наступна схема формування фізичних каналів для безпроводової мережі:

1. Наданий частотний діапазон розбивається на піддіапазони.
2. Кожен частотний піддіапазон ділиться на часові слоти.
3. Фізичний канал визначається унікальною періодичною послідовністю зміни частотних піддіапазонів в часі з квантом, кратним тривалості часового слота. Ця послідовність задається за допомогою довгого час-частотного коду (ДЧЧК). Таким чином, ДЧЧК визначає використання конкретного частотного піддіапазону в кожен момент часу. Рис. 3.1 ілюструє цей спосіб формування каналів. Для забезпечення множинного доступу ДЧЧК усіх фізичних каналів в мережі мають бути такими, що не перетинаються. Крім того, використання ДЧЧК дозволяє розподілити зосереджену частотну перешкоду серед декількох фізичних каналів.

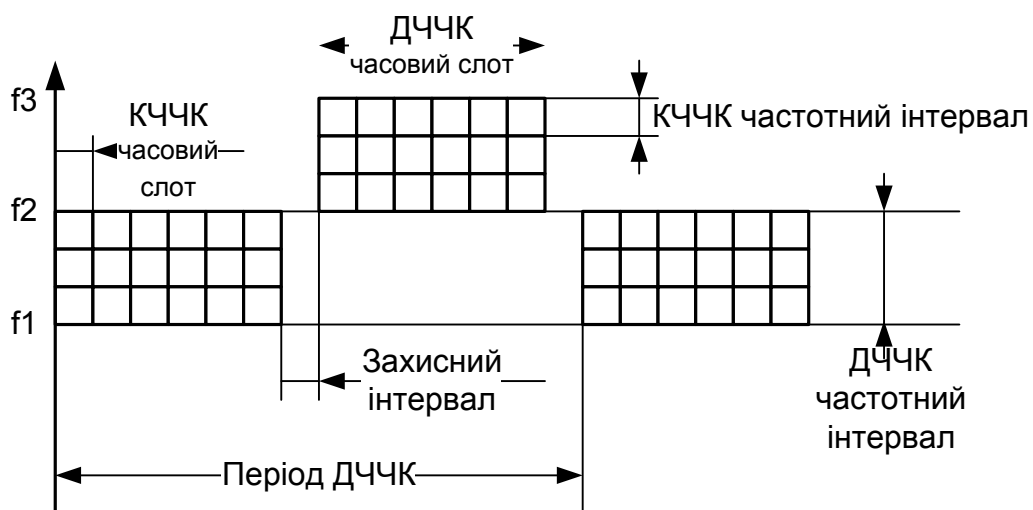


Рис. 3.1. Формування фізичних каналів

4. У свою чергу, в кожному частотному піддіапазоні виділяються піднесучі на яких по черзі ведеться передача (тривалість заняття піднесучої являється зумовленою величиною). Мета використання піднесучих - підвищення потужності передачі за рахунок шпаруватості і організація передачі за допомогою

частотно-часових кластерів даних, що дозволяє реалізувати оптимальний прийом в каналах із завмираннями, а також здійснювати передачу на протязі введеної паузи в іншому частотному інтервалі (див. рис. 3.4)

5. Закон формування частотно-часових кластерів назвемо коротким час частотним кодом (КЧЧК). КЧЧК може мінятися адаптивним чином залежно від поточної обстановки завод і вимог, що пред'являються до конкретного каналу (якість обслуговування, тривалість затримок, тощо). Тобто фізичний канал визначається одним ДЧЧК і одним або декількома КЧЧК. Пристрій - адаптер мережі, може використовувати що одну піднесучу для збільшення потужності передачі або декілька для збільшення швидкості. На рис. 3.2 показані різні режими ведення передачі. Спочатку, що практично усі піднесучі в одному фізичному каналі, визначуваному ДЧЧК, використовуються для передачі унаслідок невеликої тривалості міжсимвольної інтерференції і високого відношення сигнал/шум, потім обстановка завод стає гірша і передавач починає використовувати ще одну піднесучу для підвищення відношення сигнал/шум і збільшення шпаруватості. Фізичний канал може використовуватися в дуплексному режимі, для цього слоти, що не перетинаються КЧЧК використовуються декількома адаптерами мережі [7].

6. Принаймні, один фізичний канал виконує роль сигнального і застосовується для передачі службової інформації і організації доступу в мережу нових пристроїв. Пакетна комутація на основі стандартного механізму випадкового доступу використовується для обміну даними між вузлами мережі.

На рис. 3.1 захисний часовий інтервал - захисні інтервали, введені з метою загальної мережевої синхронізації для безпроводової мережі з динамічною топологією у відсутності центрального синхронізуючого пристрою.

Кожен фізичний канал може бути використаний в двох режимах - виділеному і розподілюваному. Виділений режим роботи каналу призначається між двома вузлами і служить для передачі потокового трафіку (наприклад, відео даних). Основна перевага цього режиму полягає в тому, що приймач і передавач постійно синхронізовані, тобто немає необхідності здійснювати періодичну передачу синхронізуючих послідовностей. Крім того, завдання комутації фізичних каналів, що працюють в такому режимі, істотно простіше в порівнянні з пакетною комутацією (при однакових швидкостях передачі даних). Так, замість аналізу заголовків кожного пакету, можлива пряма комутація цифрових даних, що набагато простіше з точки схемотехніки зору.

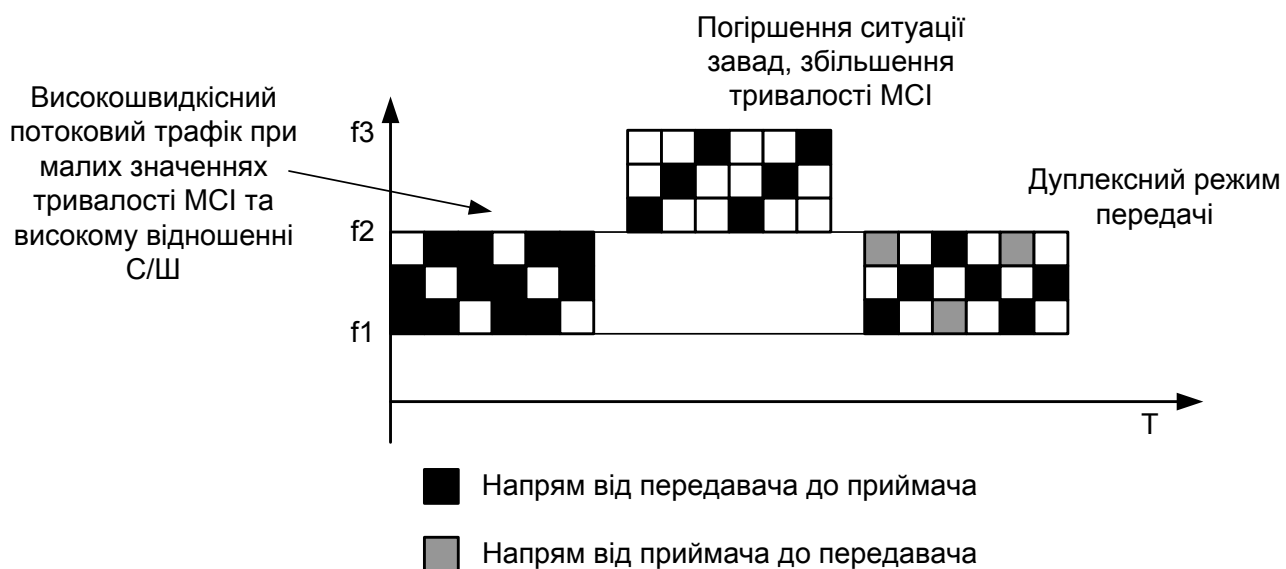


Рис. 3.2. Приклад ведення передачі

Крім того використання фізичного каналу у виділеному режимі дозволяє збільшити спектральну ефективність, визначувану виразом (2.93) за допомогою використання часових інтервалів, що вводяться, для передачі даних приймальним пристроєм (див. рис. 3.2). При цьому дещо знижується завадостійкість через зменшення тривалості інтервалу аналізу з $(L + R)$ до R інтервалів (необхідно уникнути інтерференції сигналів, що приймаються і передаються). За умови, що

шпаруватість $D \geq 2$, спектральна ефективність виділеного фізичного каналу при дуплексному режимі може бути описана виразом

$$\gamma_d = 2\gamma = \frac{4}{L \ln 2 + 2 \log_2 M}. \quad (3.1)$$

Використання фізичного каналу в розподілюваному режимі дозволяє використовувати частотно-часовий ресурс каналу усіма пристроями на основі випадкового доступу і пакетної комутації, що знижує потенційну пропускну спроможність каналу, але може сильно спростити реалізацію приймально-передавального тракту для низькошвидкісних периферійних пристроїв.

На рис. 3.3 представлений приклад організації передачі даних на фізичному рівні для трьох фізичних каналів.

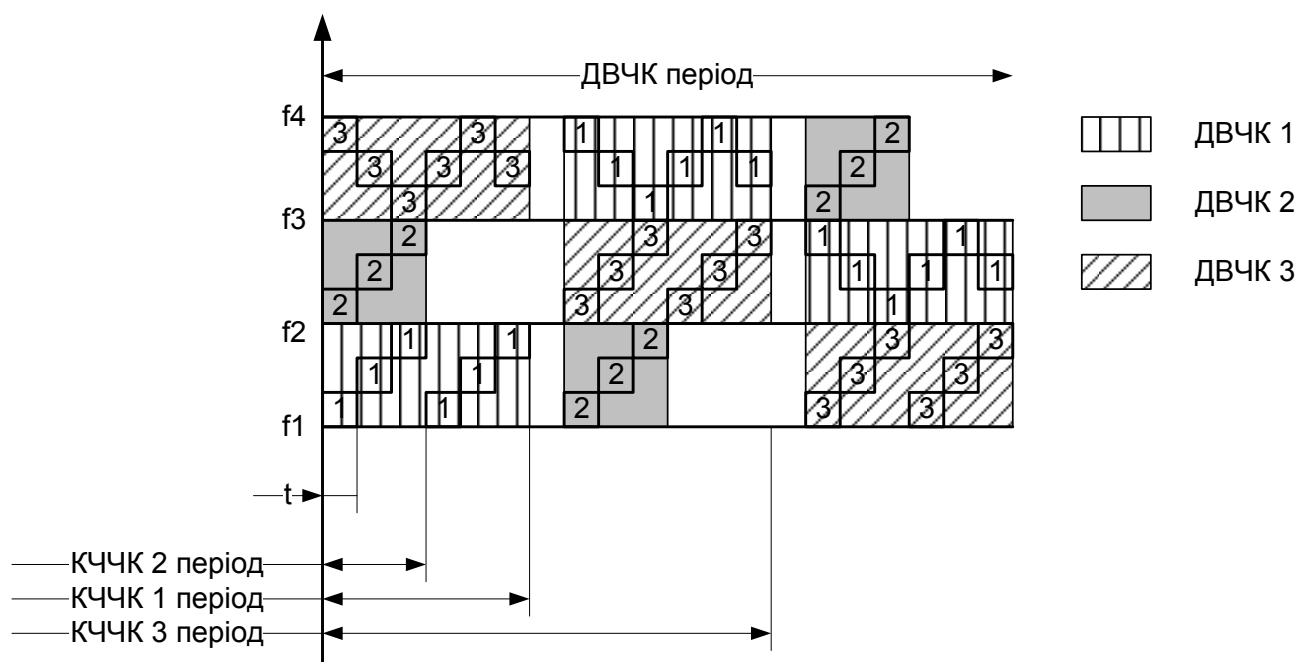


Рис. 3.3. Спосіб організації передачі для трьох фізичних каналів з різними параметрами ведення передачі

Тут КЧЧК для усіх частотних каналів різні, а фізичні канали займають ДЧЧК, що не перетинаються.

Фізичний канал, визначуваний згідно із законом ДЧЧК 2, має строгіші вимоги до обстановки завад, тому для нього введена додаткова шпаруватість в частотному каналі, за рахунок чого може бути збільшена потужність передачі символів. Також при перемиканні частотних каналів в ДЧЧК введені захисні часові інтервали, які потрібні для синхронізації пристроїв в мережі і обумовлені кінцевим часом поширення сигналу [8].

На рис. 3.4 представлена часова діаграма передачі даних при використанні субпоследовностей і МППП детектора. Передавана последовність символів розбивається на субпоследовності, тривалістю меншої або рівною часовому слоту КЧЧК. Прийом однієї субпоследовності виконується упродовж усього КЧЧК слота. Перед початком передачі інформаційних символів і в течії сеансу зв'язку, передавач передає тестові символи, необхідні для оцінки імпульсної характеристики радіоканалу. Тестові последовності є усіма можливими наборами субпоследовностей, їх загальна тривалість описана вираженням (2.57). Для підвищення точності оцінки імпульсної характеристики використовується техніка усереднювання. Таким чином, накладні витрати, викликані необхідністю передавати тестові последовності, описуються виразом:

$$Ov = \frac{RM^R}{T_o} r, \quad (3.2)$$

де R - тривалість субпоследовності, M - потужність алфавіту, T_o - тривалість інтервалу часу на протязі якого можна вважати параметри каналу зв'язку постійними, r - число повторів для усереднювання шуму.

Розроблений підхід для побудови фізичного рівня безпроводової мережі являється універсальним з точки зору використання частотних діапазонів, методів формування сигнальних конструкцій і роботи в конкретній ситуації завад.

Спектральна ефективність, яку можна отримати при використанні нашого підходу до організації фізичного рівня визначається виразом (2.93). Необхідність

введення захисних інтервалів для підтримки мережевої синхронізації (див. розділ 2.4.3) практично не міняє значення спектральної ефективності унаслідок того, що тривалість захисних інтервалів (близько декількох десятків наносекунд) багато менше тривалості заняття фізичних каналом певного частотного інтервалу згідно ДЧЧК закону (близько декількох мікросекунд).

Для організації передачі можуть бути використані різні типи модуляції спільно з детектором, що працює за критерієм МППП. Як показано в розділах 2.3.5 і 2.5, найбільш ефективними з точки зору швидкості передачі до складності демодулятора, а також спектральній ефективності являються прості двопозиційні типи модуляції.

Серед усіх видів модуляції, бінарна фазова модуляція має найкращу якість завадостійкого прийому.

Для організації маршрутизації в мережі, кожен вузол має свою копію таблиці з унікальними ідентифікаторами кожного вузла - сусіда і унікальними ідентифікаторами фізичних каналів, зайнятих цими вузлами. Таким чином, кожен вузол мережі може визначити доступний час-частотний ресурс і при необхідності зайняти його.

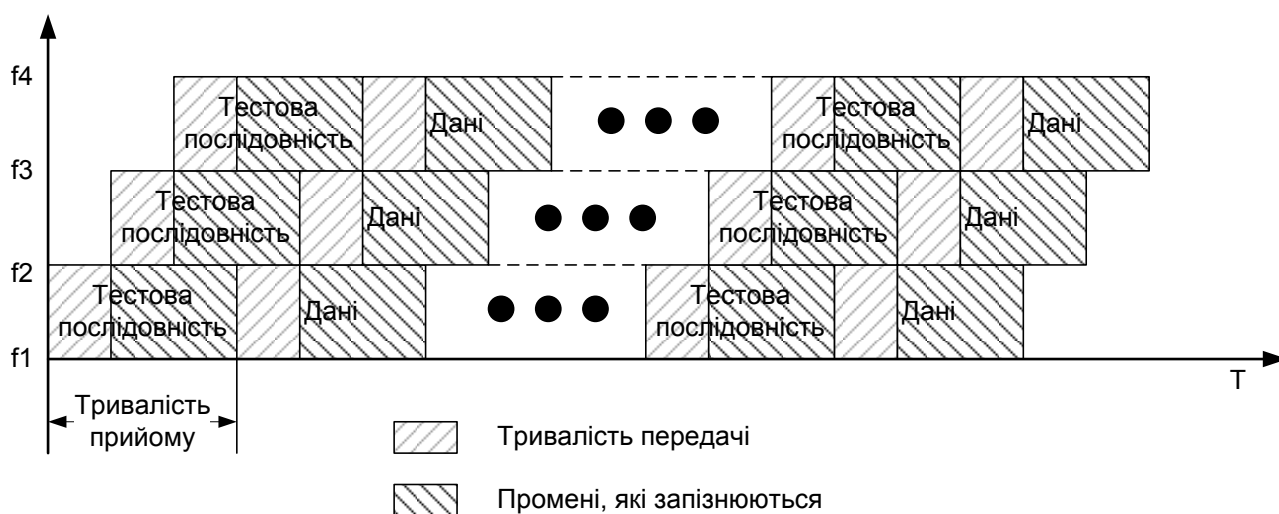


Рис. 3.4. Передача даних з використанням субпослідовностей і еквалайзера МППП

3.2 Принципова схема пристрою - адаптера безпроводової мережі

Використання детектора, що працює за правилом МППП з опорними сигналами, отримуваними з пілотного сигналу дозволяє істотно спростити схему синхронізації приймача з передавачем. Основною проблемою синхронізації в безпроводових мережах являється наявність завмирань в каналі зв'язку, що ускладнює як фазову, так і символну синхронізації. МППП детектор може повністю виключити вплив багатопроменевого поширення на точність синхронізації. В той же час, розробка схем синхронізації є окремим складним дослідженням, що не є завданням цієї роботи.

Блок-схеми пристрою

На рис. 3.5 і 3.6 приведені схеми пристрою - розробленого адаптера безпроводової мережі, що використовує НШС сигнали на основі спеціалізованих процесорів і процесорів загального призначення.

На схемах показана можлива взаємодія адаптера з основними шинними протоколами - PCI (Peripheral Component Interconnect), PCI express, USB (Universal Serial Bus).

Принцип функціонування пристрою наступний: Сигнал з випромінюючої структури (до якої відноситься як сама антена, так і аналоговий смуговий фільтр для частотного каналу) поступає на вхід малошумливого підсилювача (МШП), коефіцієнт посилення якого регулюється за допомогою блоку автоматичного регулювання підсилення (АРП). Блок перетворювача частоти в область основної смуги здійснює перетворення з частоти несучої, за допомогою опорних сигналів, що поступають з блоку КЧЧК в блок комутаційної матриці. Цим блоком керує сигнальний процесор, який залежно від КЧЧК поточного частотного каналу комутує на вихід блоку КЧЧК потрібний опорний сигнал (несучу). Усі необхідні опорні сигнали для модуляції/демодуляції формуються в блоці генератора

частотної сітки. Після підсилювача сигнал подається на вхід аналого-цифрового перетворювача. Далі здійснюється демодуляція прийнятої цифрової послідовності символів на основі правила МППП (у блоці демодулятора цифрової послідовності), детальна схема якого приведена на рис. 3.7 [9].

Отриманий цифровий сигнал після блоку демодулятора цифрової послідовності поступає на вхід завадостійкого декодера, який виправляє помилки, що виникли в каналі, і видаляє внесену надмірність. Далі цифрові дані поступають на вхід комутаційної матриці, де вони можуть бути зкомутовані з іншим фізичним каналом і/або відправлені до блоку Кодек, який служить для підтримки необхідної якості обслуговування цієї системи (цим блоком управляє сигнальний процесор - який залежно від умов по-різному виконує стискування інформації). Також в блоці комутаційної матриці дані від верхнього рівня потрапляють в конкретний фізичний канал.

Дані, які необхідно відправити верхньому рівню з виходу блоку Кодек можуть надходити в PCI адаптаційний блок, USB адаптаційний блок або DVI адаптаційний блок залежно від їх призначення.

PCI узгоджуючий блок, - це контролер, який підтримує зв'язок з шиною PCI, має вхідний/вихідний буфери для узгодження передачі даних з блоком Кодек.

USB узгоджуючий блок, - це контролер, який реалізує функціональність USB шини, має вхідний/вихідний буфери для узгодження передачі даних з блоком кодек.

DVI узгоджуючий блок, - це контролер підтримувальний DVI інтерфейс, що служить для передачі потокового відео, працює безпосередньо з різними відеокартами. Цей блок також має вхідний/вихідний буфери для узгодження передачі даних з блоком кодек. Отримані цифрові дані модулюються і переносяться на несучу частоту [10].

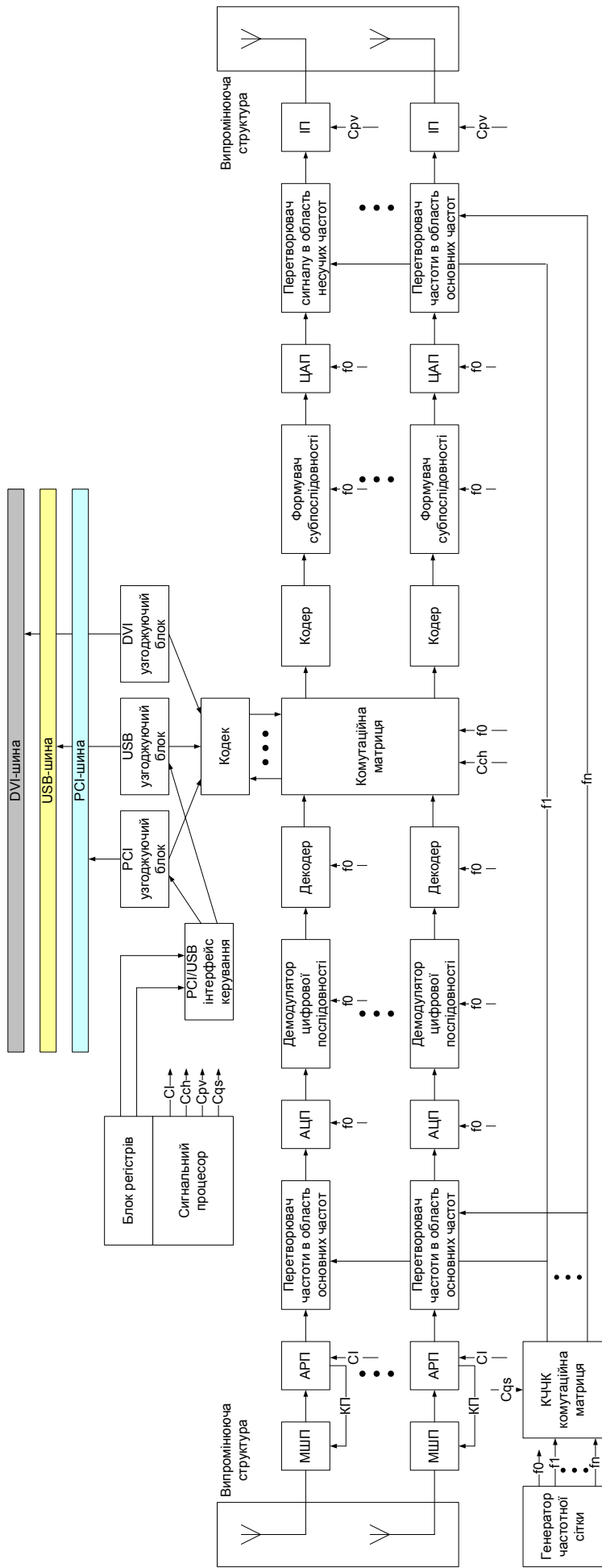


Рис. 3.5. Адаптер безпроводової мережі - блок-схема пристрою з використанням спеціалізованих сигнальних процесорів

Для підтримки інфраструктури мережі, організації множинного доступу і маршрутизації, використовується службовий фізичний канал, заснований на комутації пакетів і технології випадкового доступу. При цьому ДЧЧК і КЧЧК закони, що визначають цей фізичний канал являються зумовленими. Усі пристрої мережі використовують службовий канал для входження в мережу, розсилки запитів про заняття/звільненні мережевих ресурсів і періодичного обміну таблицями маршрутизації. У таблиці маршрутизації знаходиться інформація про те, який частотно-часовий ресурс використовує дане і сусідні пристрої. Таким чином кожен пристрій має інформацію про доступність ресурсу мережі і можливості організації нових фізичних каналів.

Дані, які пристрій відправляє іншому пристрою в певному фізичному каналі, після блоку комутаційної матриці подаються на вхід завадостійкого каналного кодера який вносить необхідну надмірність. Отриманий цифровий сигнал подається на вхід блоку формувача субпоследовності де здійснюється формування символів згідно КЧЧК і ДЧЧК законам (ці закони визначаються згідно таблиці маршрутизації). Цифровий сигнал перетвориться в аналоговий в блоці ЦАП. Далі аналоговий сигнал поступає на вхід імпульсного підсилювача і в тракт антенного фідера.

На рис. 3.6 приведена схема пристрою з використанням процесорів загального призначення. Тут процес демодуляції/декодування, кодування/декодування реалізовані програмним чином на основі багатоядерних обчислювальних пристроїв. Крім того, процесори загального призначення використовується для організації каналного і мережевого рівня.

Цифрові дані з блоку АЦП поступають через шину PCI Express в оперативну пам'ять ЦПП, де далі обробляються процесором. Блок North Bridge реалізує сполучення програмної частини адаптера з модемною частиною. Аналогічним чином реалізований модулятор і завадостійкий кодер.

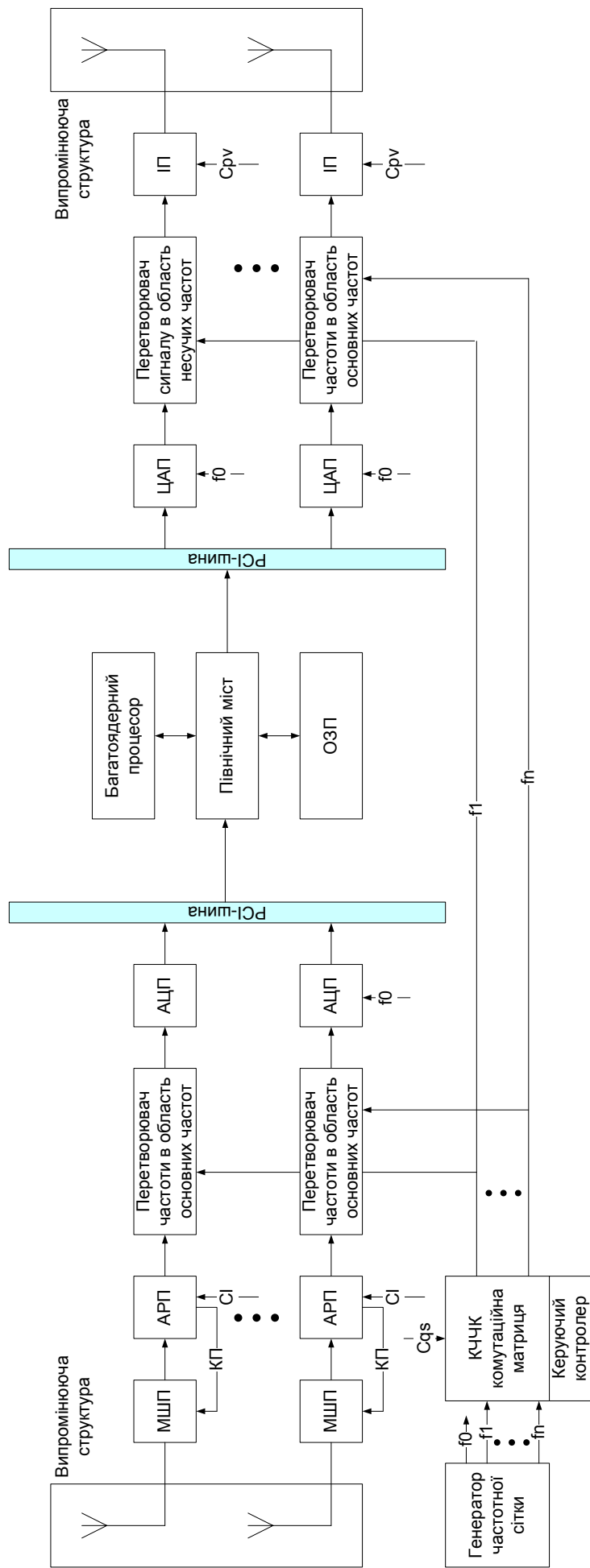


Рис. 3.6. Адаптер безпроводової мережі - блок-схема пристрою з використанням процесорів загального призначення

Алгоритм формування сигнальних конструкцій і демодуляції даних

Алгоритм формування субпоследовності:

1. Цифрові дані потрапляють в буфер, де розділяються на субпоследовності. Довжина кожної субпоследовності визначається з апіорної статистичної інформації про канал, необхідну швидкість передачі і вимог до завадостійкості.
2. Кожен символ субпоследовності модулюється в області основної смуги за допомогою різних методів (ФМ або ЧМ).
3. Тестові последовності передаються з певною періодичністю для відстежування зміни параметрів радіоканалу.

Рис. 3.7 представляє реалізацію блоку Формувач субпоследовності.

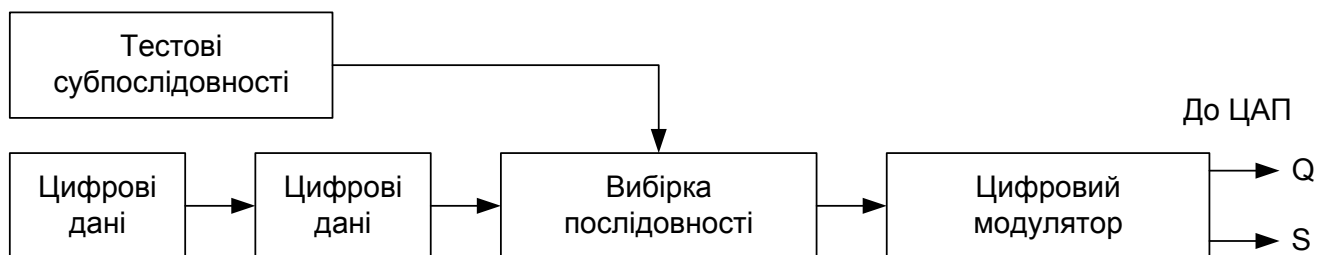


Рис. 3.7. Формування субпоследовностей

Наступний алгоритм реалізує прийом і детектування переданих цифрових символів для одного фізичного каналу:

1. Усі символи, що поступають з АЦП, підрозділяються на тестові і інформаційні (час надходження тих і інших заздалегідь зумовлено для кожного фізичного каналу).
2. Опорні частотно-часові кластери даних формуються шляхом збереження і усереднювання тестових последовностей (блок усереднювання і зберігання опорних последовностей) без обчислення оцінки імпульсних характеристик каналу.
3. Інформаційні символи з АЦП поступають на блок вирішального пристрою, який використовує опорні сигнали, що поступають з блоку, що містить опорні сигнали.

4. Процес демодуляції заснований на правилі максимальної правдоподібності прийнятої послідовності, описаному в розділі 2.3. Демодулятор (блок "ВП" - вирішальний пристрій) реалізує алгоритм (2.45), тобто розраховує відстань Евкліда між переданою послідовністю і усіма опорними без обчислення згортки переданої послідовності з оцінкою імпульсних характеристик каналу зв'язку. Рішення про передану субпослідовність виконується на підставі мінімуму евклідова відстані. Якість цього алгоритму приведена в розділі 2.3.

5. Далі отримані символи поступають на каналний декодер [11].

На рис. 3.8 приведена відома схема детектування даних в каналах із завмираннями згідно МППП критерію. Рис. 3.9 ілюструє процес прийому даних з використанням частотно-часових кластерів даних. На відміну від відомих схем з використанням алгоритму Кловського-Ніколаєва або алгоритму Вітербі, запропонований алгоритм дозволяє уникнути оцінки імпульсних характеристик каналу і обчислення згортки оціненої імпульсної характеристики каналу з даними, що приймаються.

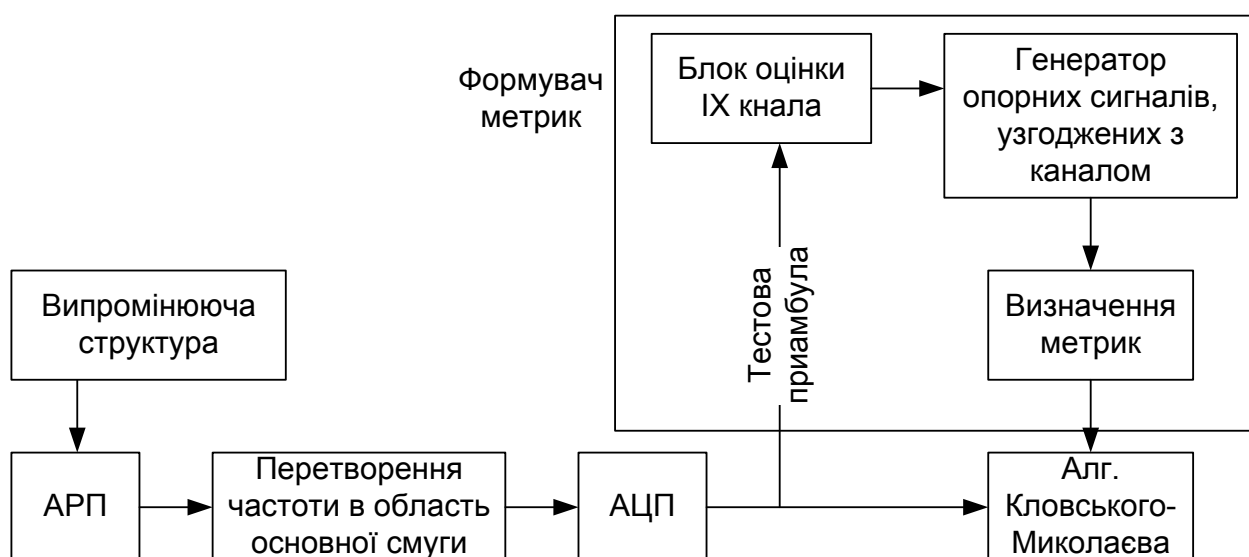


Рис. 3.8. Детектування даних в каналах із завмираннями на основі оцінки імпульсних характеристик каналу і метрик

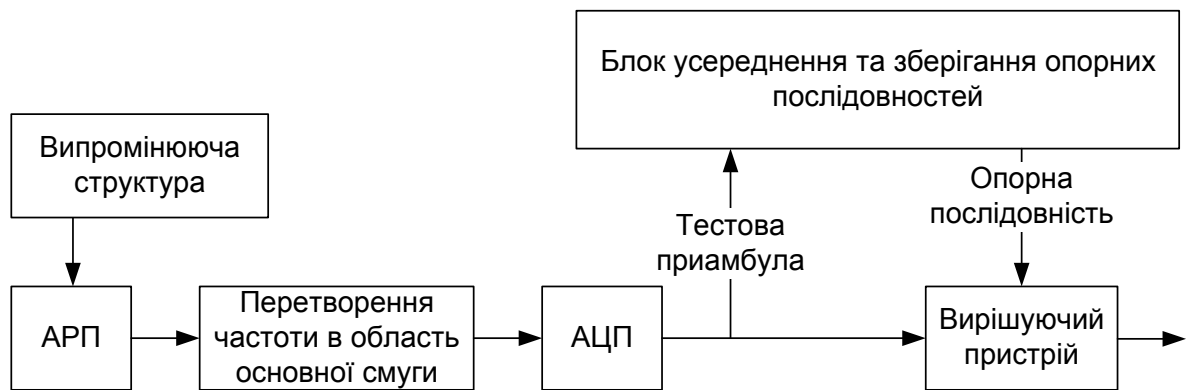


Рис. 3.9. Розроблений алгоритм детектування даних в каналах із завмираннями на основі частотно-часових кластерів

3.3 Використання процесорів загального призначення з різним числом ядер

При дослідженні і розробці методів передачі даних у високошвидкісних безпроводових мережах одним з критеріїв була вибрана простота реалізації схемотехніки адаптера. Ця вимога виникає з поточної парадигми розробки приймально-передавальних пристроїв, складність яких не дозволяє освоїти промислове виробництво в порівняно короткі терміни. Таким чином, період від прийняття специфікації за яким-небудь стандартом до отримання першого серійного зразка може досягати декількох років. Крім того, пропоновані способи організації прийомопередачі вимагають від пристроїв великих обчислювальних потужностей, що обумовлює необхідність застосування сигнальних процесорів [12].

Як показано в цьому розділі, запропоновані способи передачі даних дозволяють ефективно використовувати процесори загального призначення з різним числом обчислювальних ядер. Процес декодування даних виглядає таким чином:

1. Як показано на рис. 3.6, дані за допомогою високошвидкісної шини потрапляють в область пам'яті, доступну ЦПП. Дані представляють з себе цифрові потоки по синфазній і квадратурній складовим, отримані з АЦП. Швидкість цього

потоків визначається частотою вибірки і розрядністю АЦП. У запропонованій імплементації фізичного рівня, швидкість цього потоку $R=3\text{біт}\cdot 400\text{ МГц} = 1.2\text{ Гбіт/с}$. Видно, що для організації такого обміну досить шини PCIe (з урахуванням декількох фізичних каналів, що працюють одночасно).

2. Процес декодування даних в області основної смуги можна звести до двох стадій - початкова стадія організації фізичного каналу, яка розділяється на детектування несучої, синхронізацію, формування опорних даних і ведення передачі і прийому в робочому режимі.

3. Швидкості роботи першої стадії істотно нижче унаслідок жорстких вимог до завадостійкості. Вузким місцем по продуктивності являється робочий режим. Оцінимо потенційну швидкість прийому даних при використанні IA - 32 архітектура з розширенням команд SSE 3 (Streaming SIMD (Single Instruction Multiply Data) Extension - розширений набір команд) на прикладі наступного алгоритму детектування даних. Дані, що надходять, розділені на субпоследовності (див. рис. 3.9). Кожна субпоследовність може бути детектована незалежно від іншої. Таки чином досягається можливість паралельної обробки даних.

Синхронізація забезпечується за рахунок виставлення прапора готовності/неготовності даних, належного за адресою в пам'яті, безпосередньо за відліками субпоследовності. У табл. 3.1 приведений псевдокод процесу декодування з оцінкою необхідного числа тактів. Довжина субпоследовності 5 символів (довжина последовності також 5 символів), шпаруватість 1.

Таким чином, для декодування потрібно 70 тактів процесорного часу. Для ЦПП, що працює на частоті $f = 3\text{ ГГц}$, максимально можлива швидкість передачі $V = (3\text{ ГГц}/70) \cdot 5\text{ біт} = 210\text{ Мбіт/с}$.

Нам необхідно паралельно обробляти синфазну і квадратурні складові, тобто оцінювана швидкість передачі приведена для двоядерного процесора. За рахунок того, що запропонований алгоритм має можливість бути ефективно розпаралеленим, збільшення числа ядер, веде до практично лінійного збільшення швидкості декодування [13].

Необхідно врахувати накладні витрати, пов'язані з реалізацією іншої частини модемного тракту, показаного на рис. 3.5. Таким чином, швидкість передачі в реальній системі може бути нижче на 15-20%. В той же час, запропонований аналіз показує принципову можливість створення безпроводових адаптерів, заснованих на процесорах загального призначення.

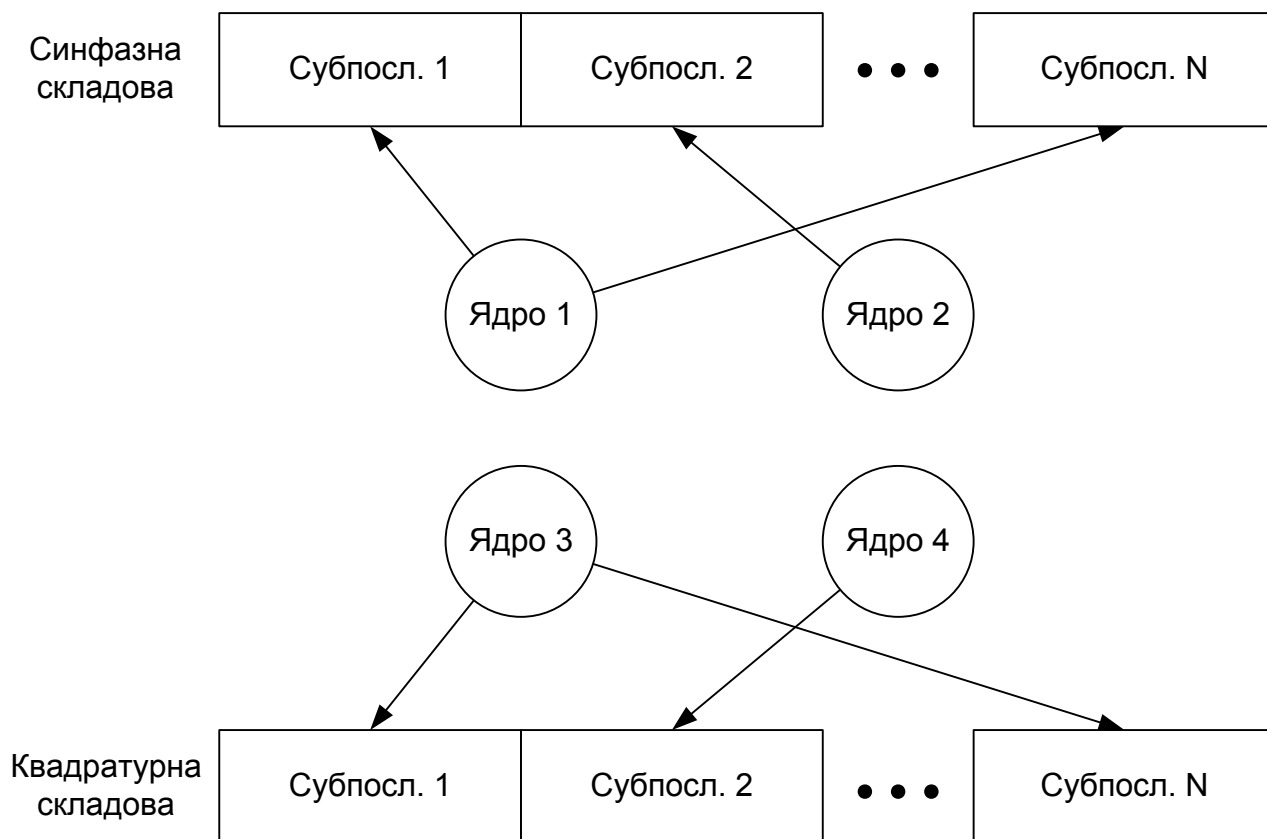


Рис. 3.9. Декодування субпослідовностей, що надходять, з допомогою багатоядерних систем

Псевдокод реалізації декодування субпослідовності на базі IA - 32/64
процесори з використанням 128 бітових регістрів MMX

Команда	Число тактів	Опис
Mov	3*1	Завантаження даних в MMX регістр. За один такт розраховується відстань Евкліда для 3 опорних послідовностей.
psdbv	4*11	Розрахунок евклідова відстані між опорною і прийнятою субпослідовністю.
Cmp	2*11	Пошук мінімального евклідова відстань/детектування субпослідовності.
Mov	1	Запис в пам'ять детектованої субпослідовності.
	70	Загальний час.

ВИСНОВКИ

У бакалаврській роботі проаналізовано підходи до побудова безпроводної телекомунікаційної мережі підприємства і існуючі методи побудови високошвидкісних безпроводових LAN-систем, що працюють в середовищах зі значним впливом завмирань. Виявлені їх основні недоліки як з точки зору якості і швидкості передачі, так і з боку складності схемотехніки імплементації пристрою - адаптера мережі.

Для вирішення завдання завадостійкого прийому в каналах з багатопроблемним поширенням застосований детектор, заснований на принципі максимальної правдоподібності прийнятої послідовності. Відмітною особливістю цього типу детекторів являються високі обчислювальні витрати на детектування послідовностей символів. Спрощення схеми прийому досягається за допомогою передачі даних на основі субпослідовностей, тобто послідовностей, які можуть незалежно детектуватися на приймальній стороні, використання простих (бінарних) типів модуляції і реалізації прийому в цілому. Застосування субпослідовностей дозволяє також уникнути процедури оцінки імпульсних характеристик каналу, отримуючи опорні послідовності безпосередньо з тестових даних. Для підтримки необхідної швидкості передачі, інформація може передаватися на декількох піднесучих одночасно, що також дозволяє адаптивно управляти параметрами з'єднання залежно від поточної обстановки завод.

В ході теоретичного аналізу знайдені оптимальні параметри передачі за критерієм швидкість/обчислювальна складність прийому при різних потужностях використовуваного алфавіту і тривалості міжсимвольної інтерференції.

На відміну від існуючих безпроводових систем зв'язку з комутацією пакетів, для збільшення пропускної спроможності мережі і зменшення затримок використовується гібридна схема комутації, тобто комутація каналів у разі високошвидкісного потокового трафіку і комутація пакетів для низькошвидкісного службового трафіку.

Розроблені методи лягли в основу протоколів передачі даних, архітектурний дизайн яких представлений як з використанням спеціалізованих сигнальних процесорів, так і на основі ЦПП. Розрахована обчислювальна складність оптимізованих алгоритмів цифрової обробки сигналів на базі багатоядерної архітектури показала можливість підтримки високих швидкостей передачі при використанні розроблених протоколів на базі сучасних процесорів.

За допомогою моделювання були отримані криві завадостійкості для фізичного рівня, оцінена спектральна щільність потужності сигналу при використанні час частотних кодів. Проведено порівняльний аналіз з системами на основі OFDM в середовищах з різним впливом завмирань показав переваги розроблених методів і ефективність запропонованої архітектури.