

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії ім. В.В. Поповського
(повна назва)

АТЕСТАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

другий (магістерський)
(рівень вищої освіти)

Методи застосування програмно-конфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку.
(тема)

Виконав: студент 2 курсу, групи ІКІм-19-1
 Спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

освітньої професійної програми
«Телекомунікаційні системи та мережі»
(шифр і назва спеціальності)

Маньшин И. С.

(прізвище, ініціали)

Керівник кафедри ІКІ ім. В. В. Поповського
проф. Москалець М. В.
(прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри

(підпис)

Лемешко О. В.

(прізвище, ініціали)

2020 p.

*Атестаційна робота не містить
відомостей, що заборонені
до відкритого друку*

Студент гр. ІКІм-19-1

Керівник

Маньшин І. С.

проф. Москалець М. В.

Харківський національний університет радіоелектроніки
Факультет _____ Інфокомунікацій

Кафедра _____ Інфокомунікаційної інженерії ім В.В. Поповського
Рівень вищої освіти _____ другий (магістерський)
Спеціальність _____ 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
Освітня-професійна програма _____ «Інфокомунікаційна інженерія»
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри _____
(підпис)

«_____» _____ 2020р.

ЗАВДАННЯ

НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ

студенту _____ Маньшину Іллі Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по-батькові)

1.Тема роботи: Методи застосування програмно-конфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку. Methods for Software-Defined Radio Implementation in Mobile Communication Systems.

затвержена наказом по університету від «20» жовтня 2020р. №1396Ст

2. Термін здачі студентом роботи _____ 18 грудня 2020р. _____

3. Вихідні дані до роботи: _____

Стандарт мобільного зв'язку GSM (2G), UMTS (3G), LTE (4G) .

Технологія програмно-конфігурованого радіо SDR.

Метод розподілу частотних каналів на фізичному рівні підсистеми передачі даних – OFDM.

Розмірність кластеру K=7,9,12.

Кількість операторів –3.

Кількість піднесівних OFDMA у випадку WCDMA N=2;4. Співвідношення сигнал/завада+шум WCDMA 0;10 дБ.

Моделі поширення радіохвиль: Окамура-Хата; COST 231-Уолфиш-Ікегамі.

Параметри для розрахунку радіоканалу системи мобільного зв'язку:

$P_{ПРД_БС} = 20 \text{ Вт}; P_{ПРД_АС} = 2 \text{ Вт}; G_{ПРД_БС} = G_{ПРМ_БС} = 15 \text{ дБ}; G_{ПРД_АС} = G_{ПРМ_АС} = 0 \text{ дБ};$

$L_{ПРД_БС} = L_{ПРМ_АС} = 3 \text{ дБ}; L_{ПРД_АС} = L_{ПРМ_АС} = 0 \text{ дБ}; R_1 = 20 \text{ км}; f = 900 \text{ МГц}; h_{БС} = 50 \text{ м}; h_{АС} = 15 \text{ м}.$

$Q_{GSM} = 12 \text{ дБ}; Q_{GPRS(CS-4)} = 19 \text{ дБ}; Q_{EDGE(MCC-9)} = 30 \text{ дБ}.$

Модель середовища невелике, або середнє місто. Параметри сегменту мікростільникової мережі: $G_{ПРД_мікр} = 5 \text{ дБ}; L_{ПРД_мікр} = 1 \text{ дБ}; h_{БС_мікр} = 30 \text{ м}.$

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

1) Когнітивні радіотехнології у системах мобільного зв'язку.

- 2) Проблемні питання підвищення швидкості передачі даних у мережах мобільного зв'язку стандарту GSM.
- 3) Методи підвищення пропускну здатності в системах мобільного зв'язку 3G.
- 4). Метод застосування технології SDR у сегменті мікростільників мережі мобільного зв'язку GSM.
- 5) Оцінка електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж системи мобільного зв'язку GSM.
- 6) Методи практичної реалізації когнітивної системи передачі даних з високою швидкістю у мережах мобільного зв'язку GSM.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, плакатів): Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації;
6. Консультанти розділів роботи

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по-батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	професор Москалець М. В.		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	02.10.2020	Виконано
2	Виконання 1 розділу	22.10.2020	Виконано
3	Виконання 2 розділу	05.11.2020	Виконано
4	Виконання 3 розділу	15.11.2020	Виконано
5	Виконання 4 розділу	30.11.2020	Виконано
	Виконання 5 розділу	08.12.2020	Виконано
	Виконання 6 розділу	12.12.2020	Виконано
6	Оформлення пояснювальної записки	15.12.2020	Виконано
7	Оформлення слайдів та презентації	18.12.2020	Виконано

7. Дата видачі завдання 02 жовтня 2020 року

Студент _____ Маньшин І. С.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ проф. Москалець М. В.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка складається з: 110 сторінок, 44 рисунків, 17 таблиць 82 посилання.

КОГНІТИВНЕ РАДІО, ПРОГРАМНО-КОНФІГУРОВАНЕ РАДІО, СИСТЕМА МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ, ОРТОГОНАЛЬНЕ ЧАСТОТНЕ МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ, КАНАЛ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, КЛАСТЕР, ВІЛЬНІ ЧАСТОТИ, УПРАВЛІННЯ СПЕКТРОМ

Об'єкт дослідження – система мобільного зв'язку і її характеристики, пов'язані з принципами організації передачі даних.

Предметом дослідження є способи застосування принципів технології SDR у сегменті системи передачі даних з високою швидкістю в системі мобільного зв'язку стандарту GSM, а також можливі варіанти побудови обладнання підсистеми передачі даних на принципах адаптації по спектру з іншими системами мобільного зв'язку, що працюють в суміщених діапазонах частот.

Метою атестаційної роботи є розробка і дослідження системи передачі даних з високою швидкістю з використанням технології OFDM в системі мобільного зв'язку стандарту GSM на основі принципів технології SDR.

Проведено аналіз можливих способів збільшення швидкості передачі даних в мережах мобільного зв'язку GSM із застосуванням технологій когнітивного радіо та SDR, орієнтованих на передачу даних з високою швидкістю.

Розроблено спосіб підвищення швидкості передачі даних в системі мобільного зв'язку GSM на основі застосування OFDM та принципах технології SDR. Проведено аналіз використання технології OFDM у системах мобільного зв'язку 3G. Розроблені питання щодо адаптивного вибору робочих частот і формування сигналу у сегменті передачі даних системи мобільного зв'язку, працюючою на принципах когнітивного радіо. Проведено аналіз питань електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів (РЕЗ) GSM і підсистеми високошвидкісної передачі даних. Розроблено рекомендації щодо практичної реалізації сегменту системи високошвидкісної передачі даних в мережі GSM на основі технологій організації фізичного каналу OFDM.

ABSTRACT

The explanatory note consists of: 110 pages, 44 figures, 17 tables, 22 references.

COGNITIVE RADIO, SOFTWARE-CONFIGURED RADIO, MOBILE COMMUNICATION SYSTEM, ORTHOGONAL FREQUENCY MULTIPLEXING,

The object of research is a mobile communication system and its characteristics related to the principles of data transmission organization.

The subject of the study are ways to apply the principles of SDR technology in the segment of high-speed data transmission system in the mobile communication system of the GSM standard, as well as possible options for building equipment of the data transmission subsystem on the principles of spectrum adaptation with other mobile communication systems. combined frequency bands.

The purpose of the certification work is to develop and study a high-speed data transmission system using OFDM technology in a mobile communication system of the GSM standard based on the principles of SDR technology.

The analysis of possible ways to increase the data transfer rate in GSM mobile communication networks with the use of cognitive radio and SDR technologies focused on high - speed data transmission is carried out.

A method of increasing the data rate in the GSM mobile communication system based on the use of OFDM and the principles of SDR technology has been developed. An analysis of the use of OFDM technology in 3G mobile communication systems. Questions on adaptive choice of operating frequencies and signal generation in the data transmission segment of a mobile communication system operating on the principles of cognitive radio have been developed. The analysis of questions of electromagnetic compatibility of radio electronic means (RES) of GSM and subsystem of high-speed data transmission is carried out. Recommendations for the practical implementation of the segment of high-speed data transmission system in the GSM network based on the technologies of OFDM physical channel organization have been developed.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів.....	9
Вступ.....	12
1 Когнітивні радіотехнології у системах мобільного зв'язку.....	16
2 Проблемні питання підвищення швидкості передачі даних у мережах мобільного зв'язку стандарту GSM.....	23
2.1 Аналіз способів збільшення швидкості передачі даних в мережах GSM.....	23
2.2 Проблеми розвитку стільникового зв'язку GSM і наступних поколінь.....	27
2.3 Принципи «когнітивного радіо».....	29
3 Методи підвищення пропускної здатності в системах мобільного зв'язку 3G.....	32
3.1 Доступ в низхідному каналі зв'язку	32
3.2 Метод формування сигналів в каналах мобільного зв'язку за технологією OFDM.....	33
3.3 Порівняння пропускної здатності НК.....	44
3.3.1 Пропускна здатність широкосмугового CDMA	44
3.3.2 Пропускна здатність OFDMA	46
3.3.3 Результати порівняння роботи.....	47
3.4 Вплив частотної селективності на роботу OFDM	48
4 Метод застосування технології SDR у сегменті мікростільників системи мобільного зв'язку GSM.....	55
4.1 Спосіб передачі даних з високою швидкістю в мережах GSM на принципах когнітивного радіо.....	55
4.2 Оцінка максимальної швидкості передачі даних в доповнюючій мікростільниковій мережі при використанні різних схем повторного використання частот.....	57
4.3 Адаптивний вибір робочих частот для мікростільникової мережі передачі даних GSM.....	66
4.4 Формування OFDM-сигналу в мікростільниковій системі передачі даних з виключенням робочих частот, зайнятих GSM на принципах технології SDR.....	67

4.5 Розробка алгоритму процесу передачі даних в мікростільниковій мережі GSM.....	70
4.6 Методи організації транспортної мережі для мікростільникової мережі передачі даних.....	71
4.7 Структурні схеми базової та абонентської станцій мікростільникової мережі передачі даних з використанням технології SDR.....	72
5 Оцінка електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж системи мобільного зв'язку GSM.....	78
5.1 Оцінка електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж.....	78
5.2 Аналіз залежності допустимої потужності БС мікростільникової мережі від частотного розносу між робочими частотами мікростільникової і макростільникової мереж.....	88
6 Методи практичної реалізації когнітивної системи передачі даних з високою швидкістю у мережах мобільного зв'язку GSM.....	93
6.1 Специфікація параметрів OFDM-модуляції в радіоканалі передачі Даних.....	93
6.2 Використання фізичного рівня технології LTE в мікростільниковій мережі передачі даних системи мобільного зв'язку GSM.....	96
Висновки.....	102
Перелік джерел посилання	104

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ,
ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ

3GPP – 3rd Generation Partnership Project
AWGN – Additive white Gaussian noise
BTS – Base Transceiver Stations
CDMA – Code Division Multiple Access
CR – Cognitive Radio
CRS – Cognitive Radio Systems
DL – Downlink
DPS – Dynamic Point Selection
EDGE – Enhanced Data for Global Evolution
FCC – Federal Communications Commission
FDD – Frequency-Division Duplexing
FTP – File Transfer Protocol
GAP – Gateway access point
GGSN – Gateway GPRS Support Node
GPRS – General Packet Radio Service
GSM – Global System for Mobile Communications
GW – Gateway
HO – Handover
HSCSD – High Speed Circuit Switched Data
HSPA – High Speed Packet Access
HSS – Home Subscriber Server
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMS – IP Multimedia Subsystem
IoT – Internet of Things
IP – Internet Protocol
ITU – International Telecommunication Union
ITU-T – International Telecommunication Union-Telecommunication sector
KPI – Key Performance Indicators
LBT – listen-before-talk

LMMSE – Linear Minimum Mean Square Error
LTE – Long-Term Evolution
LTE-A – LTE-Advanced
LTE-U – LTE Unlicensed
MEHO – Mobile Evaluated Handover
MIMO – Multiple Input Multiple Output
MME – Mobility Management Entity
NEHO – Network Evaluated Handover
OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PCRF – Policy and charging rules function
PCU – Packet Control Unit
PDN – Packet Data Network
PmP – Point-to-Multipoint
PTM-SC – Point-to-Multipoint Service Center
QAM – Quadrature amplitude modulation
QoS – Quality of Service
RAN – Radio access network
RNC – Radio Network Controller
RSRP – Reference Signal Received Power
RSRQ – Reference Signal Received Quality
SAE – System Architecture Evolution
SC-FDMA – Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SCH – Synchronizing Channel
SDR – Software-Defined Radio
SGSN – Serving GPRS Support Node
SINR – Signal-to-interference-plus-noise ratio
SISO – Single Input Single Output
SNR – Signal-to-noise ratio
TAP – Transit access point
TDM – Time Division Multiplexing
TDMA – Time Division Multiple Access
TTT – Time-to Trigger Timer

UE – User Equipment

UMB – Ultra-Mobile Broadband

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System

UP – Uplink

VLR – Visitors Location Register

VoIP – Voice over IP

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

WRAN – Wireless Regional Area Networks

АС – Абонентська станція

БС – Базова станція

БШД – Безпроводовий широкосмуговий доступ

ЕМО – Електромагнітна обстановка

МСЕ – Міжнародний союз електрозв'язку

ВСТУП

Мобільні та безпроводові технології сьогодні забезпечують практично глобальне покриття для передачі мови і даних з невисокою швидкістю. Тільки в мережах GSM надаються послуги понад 4 мільярдів абонентам в 219 країнах. Успіх технічних рішень, прийнятих в стандарті GSM більше 20 років тому, дозволяє застосовувати їх в сучасних і перспективних системах зв'язку. На основі GSM розвиваються системи зв'язку для залізниць (GSM-R). На базі GSM створюються в Європі системи екстреного реагування на дорогах (eCall, EРА, ГЛОНАСС). У США планується створення системи GSM в новій смузі частот - 850 МГц. Паралельно з GSM вже існують мережі UMTS і CDMA 2000, котрі належать до третього покоління стільникового зв'язку (3G), разом з тим на їх основі розвиваються нові види технологій, послуг і додатків для мобільних і стаціонарних абонентів, для спілкування людей між собою, для розвитку бізнесу, для взаємодії з пристроями і машинами (M2M) [1,2].

Головною тенденцією для користувача стає отримання послуг мультимедіа і різного контенту «всюди і в будь-який час» через різні пристрої і системи доступу. Основною проблемою для реалізації сучасних тенденцій розвитку мобільного і безпроводового зв'язку стає проблема збільшення швидкості передачі даних на радіоінтерфейсі, рішення якої однозначно пов'язане з розширенням смуги частот, що виділяється системі зв'язку [3,4].

У зв'язку з обмеженістю частотного ресурсу, прийнятного для мобільного та стільникового зв'язку, надзвичайно актуальною проблемою є пошук способів підвищення швидкості передачі даних в радіоканалі без збільшення смуги частот системи зв'язку. До них можна віднести [5-7]:

- збільшення щільності установки базових станцій, застосування мікростільників і фемтостільників, за рахунок чого збільшується ємність мережі, а також швидкість передачі даних на одного абонента;
- застосування сучасних систем стільникового зв'язку та безпроводового широкосмугового доступу з агрегацією трафіку;
- застосування інтелектуальних антен для збільшення рівня прийнятих сигналів, що забезпечує можливість роботи з високошвидкісними видами модуляції і реалізує методи просторового рознесення;

- спільне використання смуг частот, виділених окремим операторам стільникового зв'язку (spectrum sharing);
- «когнітивне радіо».

У даній атестаційній роботі досліджуються питання підвищення швидкості передачі даних в мережах GSM на принципах «когнітивного радіо».

У першому розділі проводиться аналіз когнітивних радіотехнологій стосовно використання у системах мобільного зв'язку.

У другому розділі міститься аналіз способів збільшення швидкості передачі даних в рамках стільникового зв'язку GSM. До теперішнього часу збільшення швидкості передачі даних досягалося шляхом:

- переходу від системи з комутації каналів до системи комутації пакетів;
- збільшення спектральної ефективності каналів зв'язку;
- застосування більш ефективних методів кодування каналів і корекції помилок.

При цьому для підтримки нових можливостей в системі потрібно додавання нових і модернізація діючих вузлів мережі, а також заміна абонентських станцій.

У третьому розділі проведено аналіз роботи фізичного каналу з використанням технології доступу OFDM у системах зв'язку 3G.

У четвертому розділі запропоновано спосіб передачі даних з високою швидкістю в мережах GSM на принципах когнітивного радіо. При побудові когнітивної системи передачі даних обрана технологія OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), яка дозволяє гнучко управляти шириною смуги випромінювання сигналу в залежності від кількості зайнятих частот макростільниковою мережею GSM і підвищує ефективність прийому даних в умовах багатопромінності.

У п'ятому розділі досліджені питання електромагнітної сумісності мережі GSM і пропонованої мікростільникової мережі за умови нестворення перешкод мережі GSM. Розглянуто різні сценарії перешкоджаючого впливу:

У шостому розділі розроблена специфікація параметрів OFDM-модуляції в радіоканалі передачі даних. Запропоновано використовувати радіоінтерфейс LTE, як найбільш перспективний стандарт стільникового зв'язку, що використовує технологію OFDM мультиплексування, в мікростільниковій мережі передачі даних, що дозволить застосувати вже розроблені технічні рішення, реалізовані в сучасних стандартах зв'язку, і забезпечити сумісність стандартів стільникового зв'язку, які розвиваються «вгору».

1 КОГНІТИВНІ РАДІОТЕХНОЛОГІЇ У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Стрімкий розвиток безпроводових телекомунікаційних систем, таких як: системи стільникового і супутникового радіозв'язку, т.н. локальні безпроводові мережі та Інтернет за технологією Wi-Fi і Wi-MAX, виявило серйозну проблему. Практично весь частотний діапазон до теперішнього часу розподілений і ліцензований. Крім того, сучасні пристрої безпроводових технологій заважають один одному працювати, створюючи завади і конкуруючи за смуги пропускання, і при цьому, як показали дослідження, зокрема, Федеральної комісії зв'язку США [11], «спектр, як дорогоцінний природний ресурс, використовується недостатньо ефективно».

Значно підвищити ефективність використання спектра дозволяє механізм динамічного управління спектром, згідно з яким вторинним користувачам (які не закріплені за даним частотним діапазоном) надається можливість використовувати діапазони первинних користувачів (закріплених за даним діапазоном) на час, поки цей діапазон не використовується первинним користувачем.

Механізм динамічного управління спектром складний технічно, і може застосовуватися тільки в, так званих, інтелектуальних радіосистемах. Відмінною особливістю таких систем є здатність отримувати і аналізувати інформацію з навколишнього середовища, передбачати зміни каналу зв'язку і оптимальним чином підлаштовувати свої внутрішні параметри стану, адаптуючись до змін цього середовища, або електромагнітної обстановки (ЕМО). Для опису таких інтелектуальних радіосистем вченим Дж. Мітолой [12,13] був запропонований термін – когнітивне радіо (Cognitive Radio, CR).

Дж. Мітола є одним з піонерів цієї технології, яка надає користувачам, наприклад, мобільних телефонів і інших двосторонніх радіопристроїв можливість використовувати один пристрій для підтримки сеансів зв'язку на низці частот. Мітола пояснив що, когнітивне радіо – це, по суті, обчислювальні пристрої [14]. В технології когнітивного радіо закладена інформація про власні інтелектуальні можливості технології, а також про спектр дій, які може виконувати користувач. Основою когнітивного радіо є система радіозв'язку з програмованими параметрами (Software-Defined Radio (SDR)). Воно в змозі відслідковувати

особливості апаратури для того, щоб програмуватися по смузі частот або за режимом використання. Когнітивне радіо буде «знати», що йому слід робити на основі «накопиченого досвіду». Наприклад, під час руху автомобіля, когнітивне радіо оцінює, як поширюється радіосигнал, його інтенсивність, якість в різних смугах частот. Воно створює свою внутрішню базу даних, в якій зберігаються відомості про те, що воно може робити, коли і де.

Використання технології когнітивного радіо передбачає підвищення функціональності окремих кінцевих радіопристроїв і їх конвергенцію - для прийому відео- і аудіосигналів радіомовної служби, сигналів рухомої служби буде вимагатися тільки один пристрій. Цю технологію становить «кмітливе» радіо (agile radio), яке проводить аналіз електромагнітного середовища, ЕМО, і знаходить для передачі тимчасово або постійно не використовувані частоти, що дозволяє збільшувати кількість переданої на кожній даній частоті інформації.

Властивість когнітивності (або здатність до пізнання і самонавчання) має на увазі здатність радіосистеми вирішувати такі задачі:

1. оцінка, так званої, шумової температури радіосередовища, виявлення смуг радіочастот, які не використовуються на даний момент часу;
2. аналіз параметрів радіоканалу, оцінка каналної інформації, прогноз стану радіоканалу;
3. контроль випромінюваної потужності і динамічне управління спектром.

Принцип роботи системи радіозв'язку з програмованими параметрами схематично показаний на рис. 1.1 і полягає в тому, що широкосмуговий приймач приймає, не розшифровуючи, будь-які радіосигнали. Швидкісний аналого-цифровий перетворювач конвертує їх в потік бітів, а комп'ютер зі спеціальним програмним забезпеченням визначає, що ж саме було прийнято і перетворює ці біти, наприклад, в голос людини або видає іншу інформацію.

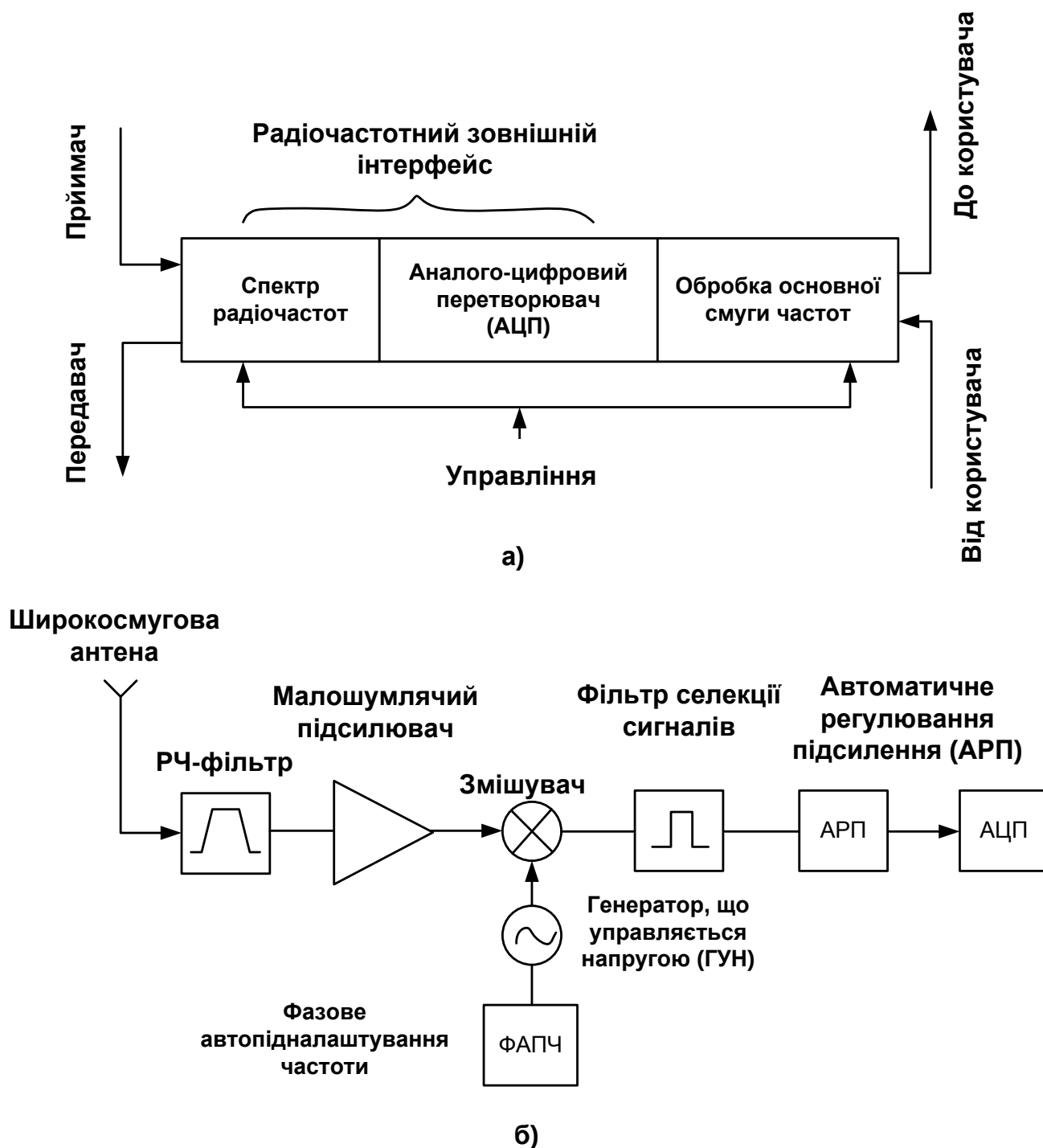


Рисунок 1.1– Фізична архітектура когнітивного радіо: (а) приймач, (б) архітектура широкопasmового радіочастотного аналогового зовнішнього інтерфейсу [15].

Якщо зазирнути в історію підготовки формулювання концепції когнітивного радіо, то в Міжнародному союзі електрозв'язку (МСЕ), секторі Радіозв'язку (МСЕ-Р) протягом періоду 2003-2007 років в рамках дослідницьких Питань - МСЕ-Р 230- /8 «Радіозв'язок з програмованими параметрами» і 241-1 / 8

«Когнітивні системи радіозв'язку в рухомій службі», проводилося вивчення цих передових технологій в галузі радіозв'язку, їх функціональні можливості, ключові технічні характеристики, вимоги, експлуатаційні якості і переваги. Результати досліджень, проведених в рамках вищезгаданих питань, показали, що впровадження технології радіозв'язку з програмованими параметрами з використанням механізмів когнітивного управління являє собою один з підходів забезпечення ефективного використання радіочастотного спектру, заснованого на його динамічному управлінні і гнучкому використанні. Також результати дослідження показали, що когнітивну систему радіозв'язку можна організувати з використанням бази даних, що містить інформацію про навколишній радіопростір (наприклад, про технології радіодоступу) або з використанням каналу управління з шириною смуги менше 50 кГц.

При підготовці до ВКР-17 були визначені питання майбутніх досліджень щодо реалізації систем радіозв'язку з програмованими параметрами [16,17]:

- розробка положень для сертифікації обладнання, а також положення для переміщення обладнання;
- розгляд різних підходів, які можуть використовуватися різними адміністраціями при впровадженні когнітивного радіо;
- розгляд необхідності розробки регуляторних заходів, що стосуються можливого використання технологій когнітивних радіосистем;
- розгляд потенційної необхідності для гармонізації на всесвітній основі контрольного каналу;
- розгляд кандидатних смуг і потреб в спектрі (розглянути ширину смуги менше 50 кГц);

В МСЕ термін «когнітивне радіо» визначається наступним чином,[18]: "когнітивне радіо - це радіосистема, яка використовує технології радіозв'язку з програмованими параметрами, технологію адаптивного радіо для автоматичного налаштування режиму і роботи для досягнення бажаних цілей. Така радіосистема здатна накопичувати знання про свої умови експлуатації, здатна до динамічної і самостійної адаптації своїх експлуатаційних параметрів до відповідного середовища і здатна запам'ятовувати результати своїх дій і використовувати моделі для того чи іншого навколишнього середовища "

МСЕ-R пропонує при розробці документів використовувати наступну термінологію:

- CRS (Cognitive Radio Systems / Когнітивна система радіозв'язку): Радіосистема, здатна сприймати і розпізнавати робоче навколишнє середовище, з урахуванням забезпечення спільного використання частот і яка може навчатися динамічно і автономно підлаштовувати відповідним чином свої робочі параметри;
- SDR (Software-Defined Radio / Система і (або) пристрій радіозв'язку з програмованими параметрами): Радіосистема (і/або пристрій), технологія якого передбачає, що, робочі параметри, які включають, але не обмежуються діапазоном частот, типом модуляції або вихідною потужністю, можуть встановлюватися або змінюватися за допомогою програмного забезпечення та/або технічним прийомом, за допомогою яких таке встановлення або зміна здійснюється.

Відповідно до статті 1 «Терміни визначення» Регламенту Радіозв'язку, CRS і SDR не визначені, не є службами радіозв'язку, і, як вказується в [17], CRS і SDR можуть працювати в рамках будь-якої радіослужби.

Додамо що, на семінарі MCE, який проходив в Єревані [18], його учасники відзначили що, когнітивні радіосистеми, в ряді випадків, можуть сприяти підвищенню ефективності використання спектра.

Дослідження за тематикою Cognitive Radio і Software Defined Radio ведуться в ряді міжнародних і національних інститутів: IEEE (США), Communication Research Centre (Канада), National Institute of Information and Communications Technology (Японія), Radio Communications Agency (Нідерланди).

В IEEE розроблено стандарт IEEE 802.22 для регіональних безпроводових мереж WRAN (Wireless Regional Area Networks) на базі технології когнітивного радіо (мережі WRAN є окремим випадком застосування технології когнітивного радіо). Передбачається, що мережі IEEE 802.22 працюватимуть в невикористовуваних смугах UHF/VHF частот ТВ-діапазону (54-862) МГц і здійснювати передачу даних в режимі "точка-многоточка" із застосуванням технології динамічного доступу до спектру.

В Європі запущено кілька проектів, які досліджують різні аспекти когнітивного радіо, включаючи ARAGORN (www.ict-aragorn.eu), EUWB (www.euwb.eu), PHYDYAS (www.ist-phydyas.org), SENDORA (www.sendora.eu) [19].

В Японії, Індії та Канаді проведені випробування дослідних зразків обладнання з підтримкою технології Cognitive Radio.

У Росії в ВАТ «Інтелект Телеком» проведені дослідження по створенню нової системи стільникового зв'язку на принципах когнітивного радіо, що працює спільно з технологією GSM в смугах частот 900/1800 МГц. В процесі випробувань отримана швидкість передачі даних до 18 Гбіт/с.

Звертаємо увагу, що за тематикою "Когнітивне радіо" тільки в 2007-2008 рр. Патентне відомство США опублікувало понад 30 патентних заявок; кілька патентів вже видано.

У 2016 році журнал Technical Review, який видає Массачусетський технологічний інститут (США), назвав 10 найбільш перспективних технологій майбутнього, серед яких названа і технологія когнітивного радіо.

Зараз провайдери послуг прагнуть домогтися рентабельності безпроводових систем третього покоління (3G), зокрема, і в Узбекистані. Провідним компаніям вдалося захопити лідерство на ринку завдяки системам другого покоління (2G). Домогтися того ж з системами 3G поки не вдалося. Розгортання таких служб вимагає значних коштів. Але з часом когнітивні радіопристрої зможуть принести користь комерційним операторам.

Особливо провайдери безпроводового зв'язку будуть зацікавлені в появі автоматизованих методів, які допомагають їх клієнтам орієнтуватися серед безлічі доступних голосових та інформаційних комунікаційних послуг четвертого покоління (4G).

Як обіцяють розробники [20], окремі переваги когнітивного радіо стануть доступні для користувачів в найближчі кілька років, коли буде випущений перший експериментальний чіп когнітивного радіо. Фактично когнітивне радіо являє собою єдиний мобільний пристрій для всіх видів зв'язку - чіп з вбудованою технологією когнітивного радіо зможе сам перебудовувати програмне забезпечення в залежності від того стандарту, за яким в даний момент працює користувач мобільного пристрою. Більш того, трапляється, що один і той же стандарт безпроводового зв'язку може відрізнятися в різних країнах світу. З такою проблемою когнітивне радіо впорається теж. Іншими словами, така технологія дозволить користувачеві мобільного пристрою не замислюватися про перехід зі стандарту на стандарт і пов'язаної з цим трудністю мати кілька мобільних пристроїв. Це пристрій дозволить мати доступ до зв'язку за різними стандартами і їх різним національним варіаціям.

Крім того, технологія когнітивного радіо буде корисна при пристрої системи типу "цифровий будинок", оскільки здатна підтримувати прийом декількох стандартів зв'язку в одному приміщенні одночасно. Як відомо, перетин різних стандартів, як наприклад Wi-Fi і GSM, може викликати інтерференцію сигналів, що призводить до погіршення прийому використовуваних пристроїв. В цьому випадку когнітивне радіо здатне пригнічувати інтерференцію.

Незважаючи на всю витонченість, яка характеризує мобільні телефони сьогодні, легко забути, що слухавка в основі своїй - це радіо. Простіше кажучи, основна функція мобільного телефону полягає у передачі та отриманні радіосигналів, що передають інформацію голосу чи даних. Ці сигнали поширюються на різних частотах, використовуючи різні форми хвиль. Однак зростаюча база мобільних абонентів у всьому світі, поряд із зростаючою складністю пристроїв та використанням більш збагачених мобільних додатків, призводить до зростаючого попиту на додаткові форми сигналів та нові діапазони частот.

Традиційно радіоприймачі повністю впроваджуються в апаратне забезпечення, а нові форми сигналів додаються за рахунок інтеграції нового обладнання. Однак передбачається, що ті телефони, що продаються на розвинених ринках, повинні підтримувати такі безпроводні стандарти: GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, HSDPA, Long Term Evolution (LTE), GPS, мобільне телебачення, Wi-Fi, Bluetooth та UWB. Додайте до суміші технологію абонентського доступу WiMAX, а також багатомодові телефони, що здатні працювати в мережах GSM та CDMA, тому кількість сигналів, що має підтримуватись, значна.

Інтеграція додаткового радіообладнання в пристрій недоцільна, оскільки це збільшує розмір, складність слухавки та вартість. Тому актуальною технологією, яка здатна підтримувати декілька сигналів, повторно використовуючи одне і те ж обладнання, змінюючи параметри програмного забезпечення є технологія програмно конфігурованого радіо (SDR – Software Defined Radio). SDR має величезні переваги для впровадження в обладнання систем мобільного зв'язку, що проявляється у вигляді зменшення розміру слухавки, вартості, циклу розробки, швидкого оновлення та гнучкої сумісності.

На рис.1.2 представлено порівняння сучасного функціонального виконання мобільного смартфона та майбутнього.

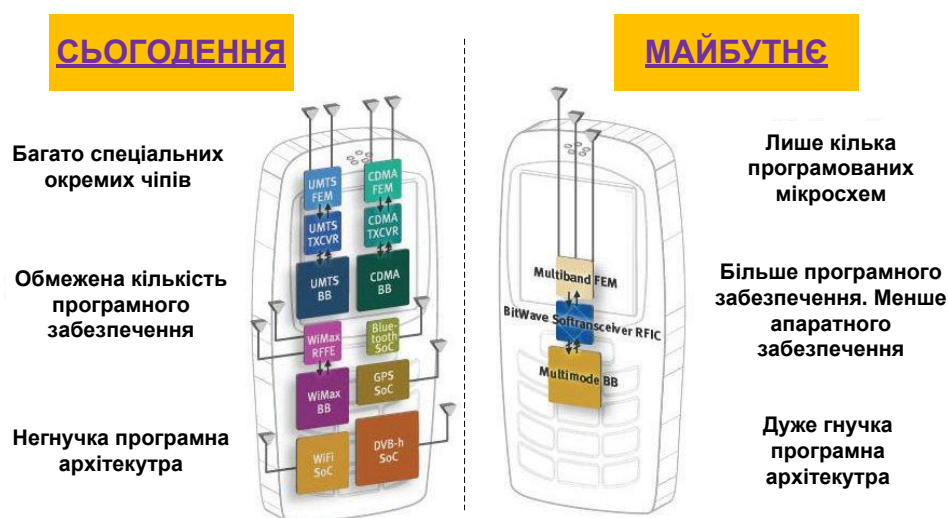


Рисунок 1.2 – Майбутній мобільний телефон SDR

На закінчення підкреслимо такі функції когнітивного радіо:

- здійснення моніторингу спектра (spectrum sensing) з метою виявлення не використовуваних на даний момент часу діапазонів радіочастот (спектральних дірок) первинними користувачами, тобто користувачами, закріпленими за даним діапазоном;
- виконання аналізу параметрів радіоканалу, оцінка каналової інформації, передбачення стану радіоканалу;
- здійснення в режимі реального часу динамічного управління спектром, з корекцією значень своїх операційних параметрів (несучої частоти, виду модуляції, випромінюваної потужності);
- надання вторинним користувачам (які не закріплені за даними частотним діапазоном) можливості використовувати діапазони первинних користувачів на час, протягом якого даний діапазон не використовується первинним користувачем.

Коротко, когнітивне радіо можна визначити як технологію безпроводового зв'язку, яка здатна адаптуватися до умов середовища поширення сигналу.

Епоха, коли все доводилося робити вручну, відходить у минуле, і настає епоха автоматичного управління на основі вимірів, зроблених самим радіопристроєм.

2 ПРОБЛЕМНІ ПИТАННЯ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ СТАНАДАРТУ GSM

2.1 Аналіз способів збільшення швидкості передачі даних в мережах GSM

Незважаючи на впровадження мереж мобільного зв'язку UMTS і LTE, передбачається, що мережі GSM будуть існувати ще 10-15 років. Мережі GSM стали складовою частиною інтегрованої мережі рухомого зв'язку, до складу якої входить UMTS, CDMA2000, LTE. Основною тенденцією розвитку інтегрованої мережі і GSM, зокрема, стає збільшення швидкості передачі даних.

Первісно в мережах GSM передача даних здійснювалася в режимі з комутацією каналів [21]. У цьому режимі використовується один часовий слот на несучу, як і при передачі голосу. Але так як встановлюється постійне з'єднання, навіть коли дані не передаються, то при цьому відбувається нераціональне використання ресурсів мережі. Швидкість передачі даних невелика і складає 9600 біт/с. Якщо під час передачі даних відношення сигнал/шум падає нижче порогового значення, то абонент отримує спотворені фрагменти замість цілих файлів. Оплата здійснювалася щохвилини, що в комплексі з низькою швидкістю приводило до великих витрат для абонента.

Для збільшення швидкості передачі даних була розроблена технологія HSCSD (High Speed Circuit Switched Data) - високошвидкісна передача даних з комутацією каналів [22]. Збільшення швидкості відбувається шляхом виділення одному з'єднанню декількох часових слотів на одній несучій. Теоретично, якщо будуть використовуватися всі 8 часових слотів, то максимальна швидкість передачі даних буде дорівнювати $14,4 \text{ кбіт/с} \times 8 = 115,2 \text{ кбіт/с}$. На практиці під одне з'єднання виділяється не більше чотирьох часових слотів, що відповідає максимальній швидкості 57,6 кбіт/с. Недоліки - загальні у режимі з комутацією каналів - завантаженість мережі і дуже дороге з'єднання для абонента. При впровадженні технології HSCSD на існуючу мережу стандарту GSM, потрібна невелика доробка базових і абонентських станцій системи в частині додавання в них можливості об'єднання/поділу даних по декількох потоків.

Подальшим удосконаленням системи GSM в області передачі даних є використання пакетної радіопередачі даних. При такій передачі, дані відправника розбиваються на окремі пакети, кожному пакету присвоюється адреса одержувача

і його черговість. На стороні одержувача відбувається збірка пакетів. При цьому пакети можуть йти різними маршрутами. При прийнятті помилкового пакету або при його втраті можливий запит на повторну передачу даного пакета.

При впровадженні пакетної передачі даних в мережі GSM була використана технологія GPRS (General Packet Radio Service) [23]. В цьому випадку пакети даних передаються по тим же фізичним каналам мережі, що і голосовий трафік (хоча можливе виділення під GPRS і окремих каналів). Використання каналних ресурсів мережі відбувається тільки безпосередньо під час самої передачі даних, хоча абонент залишається підключеним до мережі GPRS весь необхідний час. При цьому використовуються голосові канали, які вільні у паузах між передачею мови. Виділення каналів відбувається з пріоритетом голосових даних. Передача пакетів йде одночасно в декількох слотах на одній несучій. Це дозволяє збільшувати швидкість передачі пропорційно задіяному числу каналних інтервалів. Можливо виділення від 1 до 8 слотів в TDMA-кадрі під передачу інформації. Теоретичний максимум швидкості передачі даних на одного абонента становить 171,2 кбіт/с при використанні всіх слотів. Одну і ту ж несучу з її 8 часовими слотами одночасно можуть використовувати до 32-х різних абонентів. У цьому випадку робота абонентів відбувається по черзі з регламентованої затримкою очікування. Так як абонент займає ефір тільки коли він дійсно передає дані, а не весь час, як у випадку сервісу з комутацією каналів, то можливе застосування нової схеми оплати за послугу передачі даних - не за час з'єднання, а за переданий обсяг інформації.

Для підтримки GPRS, в мережу GSM необхідно додати нові вузли пакетної обробки даних і провести модернізацію існуючих вузлів для забезпечення маршрутизації пакетів даних від мобільного терміналу до шлюзового вузла (він забезпечує взаємоприєднання із зовнішньою мережею пакетної передачі даних для реалізації доступу до мереж Інтернет/інтранет) . Нові вузли для забезпечення пакетної передачі даних включають в себе: SGSN (Serving GPRS Support Node), GGSN (Gateway GPRS Support Node) і PTM-SC (Point-to-Multipoint Service Center).

Вузол SGSN забезпечує маршрутизацію пакетів, включаючи управління мобільним зв'язком, аутентифікацію і шифрування в обох напрямках для всіх абонентів GPRS, що знаходяться в межах зони обслуговування системи. Абонент GPRS в залежності від свого місця розташування може обслуговуватися будь-яким вузлом SGSN мережі. Трафік передається від вузла SGSN на контролер

базових станцій BSC, а в напрямку до мобільного терміналу - через базову приймально-передавальну станцію BTS.

Вузол GGSN забезпечує шлюз у зовнішні мережі ISP, одночасно несучи функції забезпечення безпеки, обробки рахунків абонентів і динамічного виділення IP-адрес. З точки зору зовнішньої мережі вузол GGSN буде являти собою хост, якому належать всі IP-адреси, виділені абонентам мережі GPRS.

Вузол PTM-SC обробляє трафік мультимовлення між магістраллю GPRS і домашнім реєстром HLR. Вузли приєднуються по магістральній мережі IP. Функції логічних вузлів SGSN і GGSN можуть бути об'єднані в одному загальному фізичному вузлі, а можуть бути розведені по різних точках, аж до розміщення в різних мережах мобільного зв'язку.

Для підтримки GPRS в мережі GSM потрібна модернізація наступних існуючих вузлів:

Потрібно забезпечити спеціальний інтерфейс між MSC/HLR і SGSN для управління сигналізацією мобільних терміналів, що підтримують як пакетну передачу даних, так і передачу даних по комутованому каналу.

У домашній реєстр місцезнаходження HLR потрібно включити дані про абонентів GPRS і інформацію про маршрутизацію; доступ до HLR можливий з вузла SGSN. HLR також здійснить прив'язку кожного абонента до одного або декількох вузлів GGSN.

Контролер базових станцій BSC повинен буде володіти новими функціональними можливостями управління каналами пакетної передачі даних, повинен буде включати в себе нове апаратне забезпечення у вигляді блоку управління пакетною передачею (Packet Control Unit - PCU) і нове програмне забезпечення для управління мобільними абонентами GPRS і визначенням їх місцезнаходження. Контролер BSC також повинен мати новий інтерфейс трафіку і сигналізації з SGSN.

Базовим станціям BTS необхідні нові протоколи, що підтримують пакетну передачу даних по радіоканалу і нові функціональні можливості розподілу слотових і каналних ресурсів. Використання мережевих ресурсів буде оптимізовано завдяки динамічному розподілу ресурсів між двома типами трафіку, що обробляється контролером BSC.

Абонентські станції також повинні бути оновлені для роботи з GPRS.

Подальшим кроком підвищення швидкості передачі даних в мережах GSM стало застосування технології EDGE (Enhanced Data for Global Evolution) [24].

Технологія EDGE має на увазі додатковий фізичний рівень, який може бути використаний для збільшення пропускної спроможності сервісу GPRS.

Збільшення швидкості передачі даних досягається завдяки застосуванню нового виду модуляції сигналу, а також нових методів кодування каналів і корекції помилок.

В EDGE використовується 8-ми позиційна фазова маніпуляція 8 PSK, завдяки чому за допомогою одного символу передається 3 біта повідомлення. Однак, при малому відношенні с/ш передбачено повернення до модуляції GMSK. Всього ж передбачено 9 схем кодування MCS1..MCS9. У MCS1..MCS4 використовується GMSK модуляція, в MCS5..MCS9 - модуляція 8PSK. Схеми з однією модуляцією розрізняються між собою кількістю надлишкових символів. Зміна режиму кодування проводиться кожного разу, коли декодуємий попередній блок прийнято з низькою вірогідністю. В результаті наступний блок даних передається з вищою завадозахищеністю.

Так само в EGPRS застосовані нові схеми обробки пакетів даних.

У підсумку, застосування технології EDGE дозволяє досягти максимальної швидкості передачі даних 384 кбіт/с.

Для впровадження EDGE в існуючу мережу GSM з GPRS необхідно модернізувати базові станції BTS і контролери базових станцій BSC. В іншому мережа вже готова до роботи з пакетною передачею даних. На базові станції встановлюється блок несучої EDGE для роботи з новим радіоінтерфейсом. На контролери базових станцій встановлюється модернізований PCU з підтримкою схем кодування EDGE і оновлюється програмне забезпечення.

Абонентські станції повинні бути оновлені для роботи з EDGE.

В даний час ведуться роботи над подальшим підвищенням швидкості передачі даних в рамках GERAN (GSM/EDGE Radio Access Network) [25].

Розглядається варіант використання декількох несучих одночасно для прийому/передачі в рамках одного з'єднання. Цим досягається збільшення числа задіяних тайм-слотів, що призводить до лінійного збільшення швидкості передачі даних.

2.2 Проблеми розвитку стільникового зв'язку GSM і наступних поколінь

Побудовані мережі GSM повністю задовольняють вимогам користувачів по передачі мовлення, але за швидкістю передачі даних не можуть змагатися з мережами стільникового зв'язку UMTS і LTE [26] (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 – Максимальна швидкість передачі даних в стандартах стільникового зв'язку

Стандарт	Версія	Максимальна швидкість передачі даних, Мб/с
GSM	EDGE Evolution	1,3
UMTS	HSPA+	42
LTE	Release 8	300

Менша швидкість передачі даних в радіоканалах GSM щодо мереж нового покоління пояснюється тим, що ширина смуги частот одного каналу в GSM дорівнює 200 кГц, в системах UMTS, LTE, WiMAX ширина смуги частот каналу становить 5-100 МГц. Спектральна ефективність радіоканалів стільникового зв'язку представлена в таблиці 2.2 [26].

Таблиця 2.2 – Спектральна ефективність каналів в стандартах стільникового зв'язку

Стандарт	Ширина смуги частот, МГц	Спектральна ефективність, біт/с/Гц
GSM (GPRS)	0,2	0,576
GSM (EDGE)	0,2	1,92
UMTS (Release 5)	5	2,16
UMTS (Release 7)	2x5	4,2
LTE (Release 8)	20	5
WiMAX (802.16e)	5,10	3,1

Для збільшення ширини смуги частот каналу зв'язку, в нових системах стільникового зв'язку здійснений перехід в більш високі діапазони радіочастот.

При переході на більш високі частоти через фізичні обмеження дальності поширення радіохвиль, скорочується зона обслуговування базової станції [6,27] (таблиця 2.3), що призводить до збільшення:

- кількості базових станцій та з'єднувальних ліній між базовою станцією і контролером;
- кількості хендверів при русі абонентської станції, що знижує ймовірність успішного завершення виклику;
- витрат ресурсів мережі стільникового зв'язку на управління процесами з'єднання, хендвера і сигналізації при русі абонента в зоні з малими розмірами стільників.

Таблиця 2.3 – Дальність радіозв'язку при збільшенні діапазону частот

Частота, МГц	Радіус стільника, км	Площа стільника, км	Відношення площ (до 950 МГц)
450	50	7850	0,3
850	30	2826	0,8
950	27	2289	1,0
1800	14	615	3,7
1900	13,3	555	4,1
2100	12	452	5,1

Через обмеженість частотного ресурсу, мережі операторів стільникового зв'язку обмежені по швидкості передачі даних. Крім того, за даними ІТУ (International Telecommunication Union) заявлені швидкості передачі даних в мережах LTE забезпечуються на відстані до 200 м від базової станції.

На отримання ліцензій для побудови мереж нового покоління проводяться конкурси, переможці яких несуть великі фінансові витрати. При цьому на умови використання отриманих частот можуть накладатися суворі обмеження з боку державних структур.

У зазначених обмеженнях актуальною проблемою є пошук і дослідження нових способів побудови мереж стільникового зв'язку, що забезпечують високі швидкості передачі даних, перш за все це відноситься до найбільш поширеного стандарту стільникового зв'язку – GSM.

2.3 Принципи «когнітивного радіо»

В даний час в світі йде активна розробка систем на основі когнітивного радіо (cognitive radio). Цей термін вперше використав Джозеф Мітола в 1999-2000 рр. в серії своїх статей [28, 29]. Він ввів його для опису «розумних» радіосистем, які можуть автономно приймати рішення, використовуючи зібрану інформацію про радіосередовище на основі закладеної моделі, які також можуть навчатися і планувати на основі своєї минулої діяльності. У 2003 році Федеральна Комісія Зв'язку (FCC) США визначила когнітивне радіо як «радіосистема, яка може змінювати свої параметри радіовипромінювання в залежності від навколишнього середовища, в якій вона діє» [30]. У звіті Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) М.2117 як визначення когнітивного радіо дається наступне: «Когнітивне радіо – це радіосистема, яка в своїй роботі використовує технології радіозв'язку з програмованими параметрами, адаптивного радіо і інші технології для автоматичного вибору режиму роботи. Така радіосистема здатна накопичувати знання про свої умови експлуатації, здатна до динамічної і самостійної адаптації своїх експлуатаційних параметрів до відповідного середовища і здатна запам'ятовувати результати своїх дій і використовувати моделі для того чи іншого навколишнього середовища» [31].

Системи на основі когнітивного радіо отримали свій розвиток через те, що в світі все більше збільшується потреба в радіочастотному спектрі для розгортання систем зв'язку. Однак більша частина спектра вже зайнята. Згідно зі світовою практикою, частоти призначаються конкретній особі на довготривалій основі на великій ділянці території. При цьому використання всіх призначених на даній території частот найчастіше відбувається не постійно в часі, а в міру необхідності, тобто існують нерівномірно завантажені частотні діапазони по часу і території. Потрібні нові підходи до регулювання використанням радіочастотного спектру [32].

Системи, побудовані за принципами когнітивного радіо, використовують на вторинній основі не зайняті в поточний момент часу ділянки спектра («білі плями»), або враховують особливості сигналу первинної мережі для одночасної роботи. При цьому головною умовою роботи систем когнітивного радіо є не спричинення перешкод первинної мережі.

Деякі особливості сімейства стандартів IEEE 802.11 можуть бути віднесені до когнітивного радіо. У цьому сімействі стандартів застосовуються метод доступу до спектру LBT (listen-before-talk), динамічна зміна робочої частоти в залежності від завантаження спектра, контроль за випромінюванням власного передавача [33].

Розроблюваний робочою групою IEEE 802.22 стандарт безпроводової мережі передачі даних цілком заснований на принципах когнітивного радіо. Цей стандарт передбачає роботу нової радіосистеми в смузі частот, розподіленої телебаченню на первинній основі. При цьому не допускається заподіяння перешкод телевізійних приймачів. Для забезпечення свого функціонування ця радіосистема шукає «білі плями» в роботі телевізійних передавачів по частотах, часу і простору. Також, з метою неспричинення перешкод телебаченню, відбувається регулювання потужності випромінювання передавачів вторинної радіосистеми [34]. Однак, в чинній версії стандарту 802.22-2011 [35] для роботи системи когнітивного радіо використовується весь телевізійний канал цілком. У ньому не передбачено його часткове використання.

Для визначення вільного частотного ресурсу, який буде використаний для роботи, в системах когнітивного радіо можуть застосовуватися такі способи [7,36,37]:

- база даних з інформацією про навколишню частотну обстановку;
- моніторинг зайнятого спектра частот;
- введення в експлуатацію контрольного каналу для оповіщення станцій когнітивного радіо про зайнятий частотний ресурс;
- виявлення каналів управління і синхронізації.

Таким чином, на основі аналізу способів збільшення швидкості передачі даних в рамках стільникового зв'язку GSM можна зробити висновок, що збільшення швидкості передачі даних досягалося шляхом:

- переходу від системи з комутації каналів до системи комутації пакетів;
- збільшення спектральної ефективності каналів зв'язку;
- застосування більш ефективних методів кодування каналів і корекції помилок;

при цьому для підтримки нових можливостей в системі потрібно додавання нових і модернізація діючих вузлів мережі, а також заміна абонентських станцій.

При аналізі проблемних питань подальшого збільшення швидкості передачі даних в рамках GSM, можна відзначити недостатню ширину каналу зв'язку, а також більш низьку спектральну ефективність діючих рішень на базі GSM в порівнянні з мережами стільникового зв'язку наступних поколінь. При цьому у GSM можна виділити перевагу у використанні більш низьких діапазонів частот щодо вищевказаних мереж.

Перспективним напрямком в світі є розробка систем «когнітивного радіо», які дозволяють ефективно використовувати радіочастотний ресурс.

3 МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 3G

3.1 Доступ в низхідному каналі зв'язку

В існуючих 3G системах використовується схема широкосмугового множинного доступу з кодовим поділом каналів (WCDMA) в межах смуги пропускання ВК і НК - 5 МГц. WCDMA, множинні користувачі, що потенційно використовують різні ортогональні коди Уолша [38], мультиплексуються на одній і тій самій несучій.

У WCDMA НК (Node-B до каналу UE), передачі на різних кодах Уолша є ортогональними при прийомі в UE. Це відбувається завдяки тому факту, що сигнал передається з фіксованого положення (базова станція) на НК, а всі коди Уолша отримані синхронізованими. Таким чином, за відсутності множинних трактів, передачі на різних кодах не створюють один одному завад. Однак, при наявності багатотрактового поширення, що є типовим для стільникових середовищ, коди Уолша не є ортогональними і вони починають впливати один на одного, призводячи, таким чином, до багатокористувальницьких і/або міжсимвольних завад (ISI). Багатотрактові завади можна усунути, використовуючи покращений приймач, наприклад, приймач лінійної мінімальної середньоквадратичної помилки (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE). Однак такий приймач має більш високу вартість і складність.

Проблема багатотрактових завад WCDMA загострюється для великих смуг пропускання, таких як 10 і 20 МГц, які потрібні LTE для підтримки більш високих швидкостей передачі даних. Це відбувається тому що швидкість передачі елементів сигналу збільшується для великих смуг і, отже, більше множинних трактів може бути дозволено за рахунок скорочення часу (chip time). Зверніть увагу, що складність LMMSE приймача надалі зростає для великих смуг пропускання за рахунок збільшення багатотрактової інтенсивності. Інша можливість полягає у використанні декількох несучих 5МГц WCDMA для підтримки 10 і 20 МГц смуг пропускання. Проте, передаючі і приймаючі множинні несучі додають Node-B і UE більше складності. Ще одна проблема використання WCDMA для LTE полягає у відсутності гнучкої підтримки

пропускної здатності, тому що ширина підтримуваних смуг може бути кратною тільки 5 МГц, а смуги менше, ніж 5 МГц, не можуть підтримуватися.

Беручи до уваги вимоги LTE, а також масштабованість і складність питань, пов'язаних з WCDMA, було визнано за необхідне використовувати нову схему доступу в низхідному каналі LTE.

3.2 Метод формування сигналів в каналах мобільного зв'язку за технологією OFDM

Підхід мультиплексування з ортогональним частотним розділенням сигналу (OFDM) був вперше запропонований більш ніж 40 років тому Р.В. Чангом [38]. Далі він був проаналізований Зальцбергом [38]. Основний принцип OFDM - ділити доступний спектр на вузькосмугові паралельні канали, що називаються піднесучими, і передавати інформацію по цим каналам на низьких сигнальних швидкостях. Мета: забезпечити каналах спрощення з плоским загасанням для процесу вирівнювання каналів. Назва OFDM походить від того факту, що частотні імпульси підканалів виявляються перекритими і ортогональними.

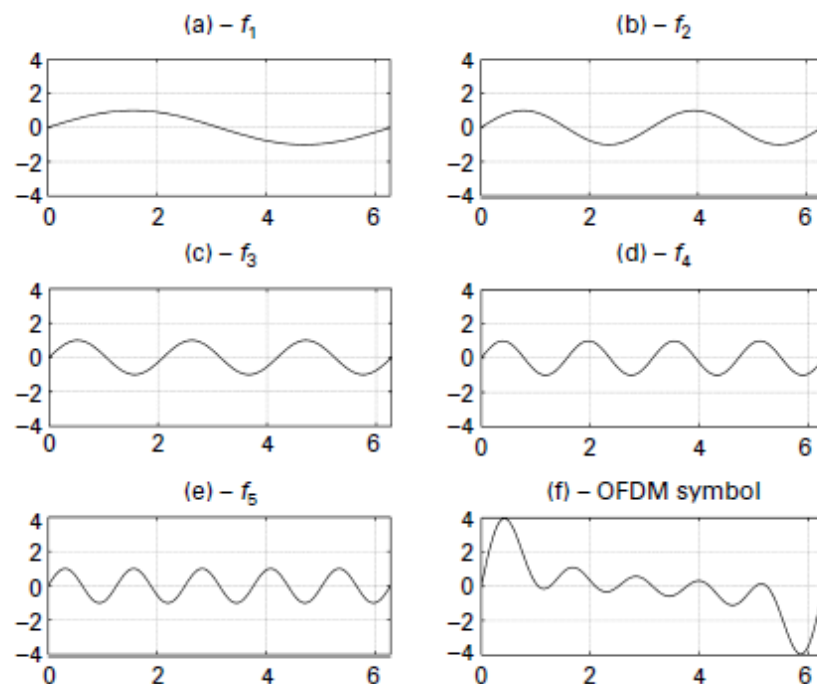


Рисунок 3.1 – Зображення піднесучих та OFDM символ

Приклад п'яти OFDM підканалів або піднесучих на частотах f_1, f_2, f_3, f_4 і f_5 показано на рис. 3.1. Частота підканалу $f_k = k\Delta f$, де Δf - це рознесення піднесучої. Кожна піднесуча модулюється символом даних, а OFDM символ формується просто за допомогою додавання модульованих сигналів несучих. Модуляційний символ на рис. 3.1 отримано при допущенні, що всі піднесучі модулюються символом даних - 1. Цікаве спостереження можна провести про те, що сигнал символу OFDM має набагато більші коливання сигналу, ніж індивідуальні піднесучі. Дана характеристика OFDM сигналу призводить до посилення сигнальних піків, що буде більш детально обговорено в розділі 5.

Ортогональність піднесучих OFDM може бути втрачена, коли сигнал проходить через радіоканал з тимчасової дисперсією черед завади між символами OFDM. Проте, циклічне розширення сигналу OFDM може бути виконано [38], щоб уникнути цієї завади. У цьому розширенні остання частина сигналу OFDM додається в якості циклічного префікса (Cyclic Prefix) на початку сигналу OFDM, як показано на рис. 3.2. Довжину циклічного префікса зазвичай вибирають для розміщення максимального розкиду затримки безпроводового каналу. Додавання циклічного префікса робить передавання сигналу OFDM періодичним і допомагає уникнути завад між OFDM символами і між піднесучими, як описано далі.

Сигнал основної смуги частот в межах OFDM символу може бути записаний як:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)} X(k) \times e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad (3.1)$$

де N - кількість піднесучих, $X(k)$ - символ комплексної модуляції, який передається на k -тій несучій $e^{j2\pi k \Delta f t}$, і Δf - рознесення несучої, як показано на рис. 3.3.

Модель OFDM прийому подана на рис. 3.4. У приймальному оцінка символу комплексної модуляції $X(m)$ отримують, множачи отриманий сигнал на $e^{-j2\pi k \Delta f t}$ і інтегруючи через тривалість OFDM символу, як показано нижче:

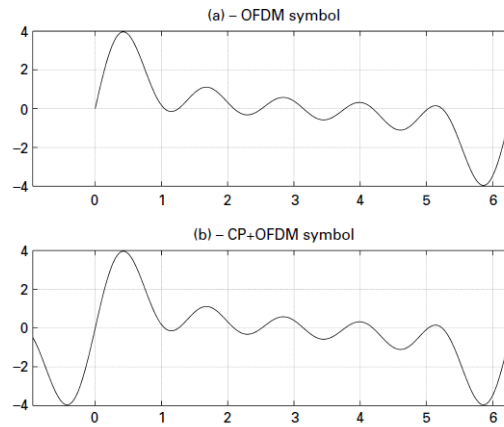


Рисунок 3.2 – Ілюстрація розширення циклічного префікса OFDM символу

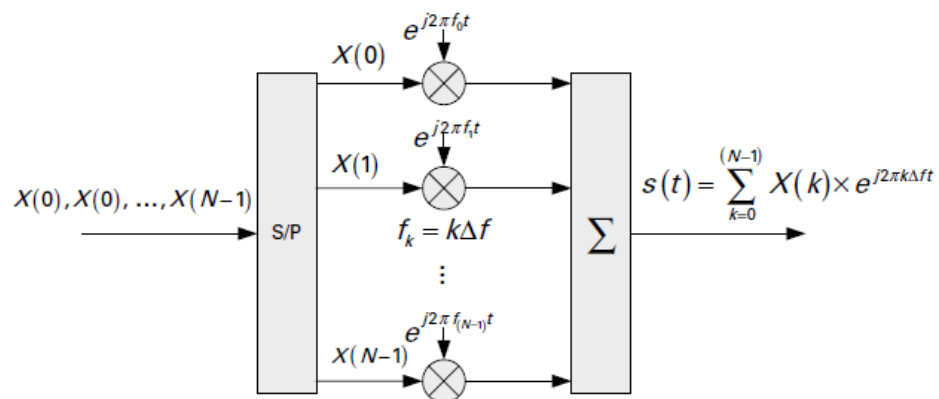


Рисунок 3.3 – Модель безперервного OFDM передавача з використанням банків осциляторів піднесучих

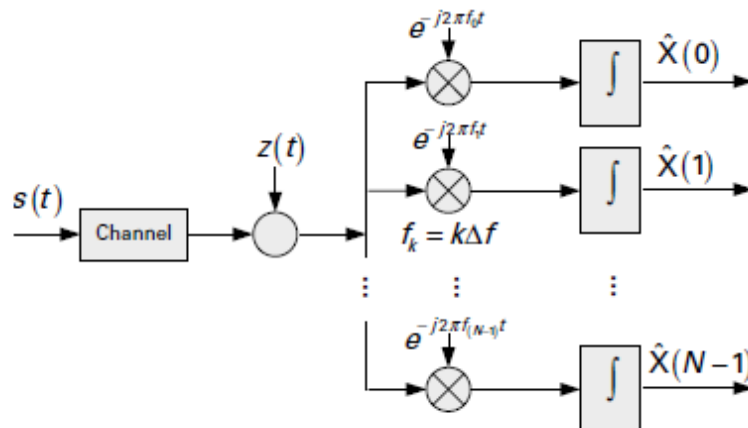


Рисунок 3.4 – Модель безперервного OFDM приймача з використанням банків осциляторів піднесуть

$$\begin{aligned}
\hat{X}(m) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [s(t) + z(t)] e^{-j2\pi m \Delta f t} dt \\
&= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} z(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt.
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Ми припускаємо ідеальну частотно-часову синхронізацію та ігноруємо вплив безпроводового каналу. При цих припущеннях єдиним джерелом деградації сигналу є AWGN компонента $z(t)$. Допускаючи, що

$$\hat{z} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} z(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt, \tag{3.3}$$

можна переписати (3.2) у вигляді:

$$\begin{aligned}
\hat{X}(m) &= \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{(N-1)} X(k) \int_0^{T_s} e^{-j2\pi k \Delta f t} e^{-j2\pi m \Delta f t} dt + \hat{z} \\
&= \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{(N-1)} X(k) \int_0^{T_s} e^{-j2\pi \Delta f (k-m)t} dt + \hat{z} \\
&= X(m) + \hat{z}.
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Відзначимо, що в умовах досконалої тимчасової і частотної синхронізації, а також те, що безпроводовий канал не викликає будь-якої тимчасової або в частотної дисперсії, передані дані можуть бути прекрасно відновлені з єдиним джерелом деградації - шумом. Це гарантується взаємною ортогональністю OFDM піднесучих над тривалістю символу OFDM T_s , як показано нижче

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{-j2\pi \Delta f (k-m)t} dt = \begin{cases} 1 & k = m \\ 0 & k \neq m. \end{cases} \tag{3.5}$$

Можна уявити OFDM сигнал основної смуги частот, що передається в такій формі:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{(N-1)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n(k) \int_0^{T_s} e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}(t - nT_s), \quad (3.6)$$

де n - це номер OFDM символу, а прямокутний фільтр визначається як:

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} & 0 \leq t \leq T_0 \\ 0 & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (3.7)$$

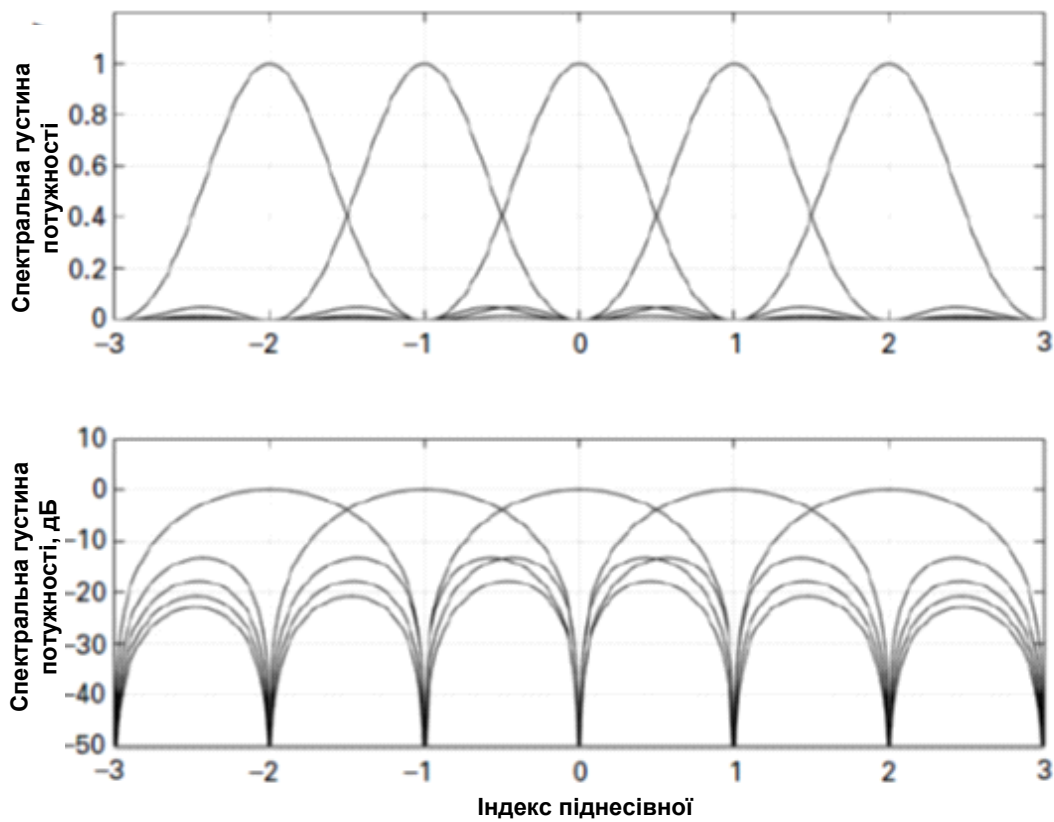


Рисунок 3.5 – Спектральна щільність OFDM потужності

Спектральна щільність потужності для k -ї піднесучої дана у вигляді:

$$\chi_k(f) = \left[\frac{\sin \left(\pi \left(\frac{1}{\Delta f} - k \right) \right)}{\pi \left(\frac{1}{\Delta f} - k \right)} \right]^2. \quad (3.8)$$

Застосування прямокутного імпульсу в OFDM призводить до щільності спектральної потужності у вигляді синхронізованих квадратів, як показано на рис. 3.5. Це дозволяє мінімальне відділення піднесучої від спектрів, що перекриваються, де пік сигналу для даної піднесучої відповідає спектральним нулям для інших піднесучих.

Досі ми обговорювали OFDM реалізацію передавача і приймача, осциляторів використовуючи банки піднесучих. Більш ефективна обробка для OFDM за допомогою дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) і, отже, виключає необхідність банків осциляторів під несучих, була представлена Вайнштейном і Ебертом [38].

Припускаючи N раз вибірки символу OFDM на тимчасових моментах $t = \frac{m}{N} T_s$

$$s\left(\frac{m}{N} T_s\right) = \sum_{k=0}^{(N-1)} X_n(k) \times e^{j2\pi k t \frac{m}{N}} \quad m = 0, 1, \dots, (N-1). \quad (3.9)$$

В (3.9) використовується $\Delta f = 1/T_s$. Можемо уявити $s\left(\frac{m}{N} T_s\right)$ як s_m у зв'язку із залежністю від m і тоді (3.9) можна переписати як:

$$s_m = N \text{IDFT}\{X_k\} \quad k, m = 0, 1, \dots, (N-1), \quad (3.10)$$

де IDFT є оператором зворотного дискретного перетворення Фур'є. Кількість піднесучих в OFDM системі зазвичай вибирають як потужність 2, що дозволяє використовувати більш ефективне FFT (швидке перетворення Фур'є) і IFFT (Зворотне БПФ). Складні символи $X_k \quad k = 0, 1, \dots, (N-1)$ відображаються на вході IFFT. На захисних піднесучих інформація не передається. Циклічний префікс додається після операції IFFT, а отримана послідовність перетворюється до RF, посилюється і передається, як показано на рис. 3.6.

На стороні приймача, який приймає, сигнал фільтрується, посилюється і перетворюється з пониженням частоти від RF як показано на рис. 3.7. Частини циклічного префікса видаляються, і операція FFT виконується на прийнятих

послідовності вибірок. Операція вирівнювання в частотній області (FDE) виконується з використанням оцінок каналу, отриманих від прийнятих пілотних сигналів або опорних сигналів і отримують оцінки переданих символів комплексної модуляції.

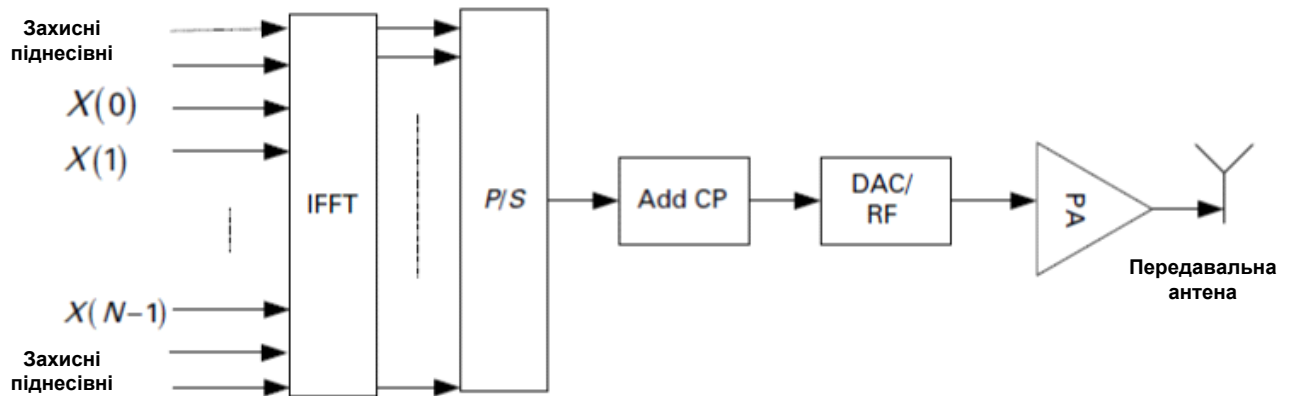


Рисунок 3.6 – Цифрове впровадження OFDM передавача основної смуги

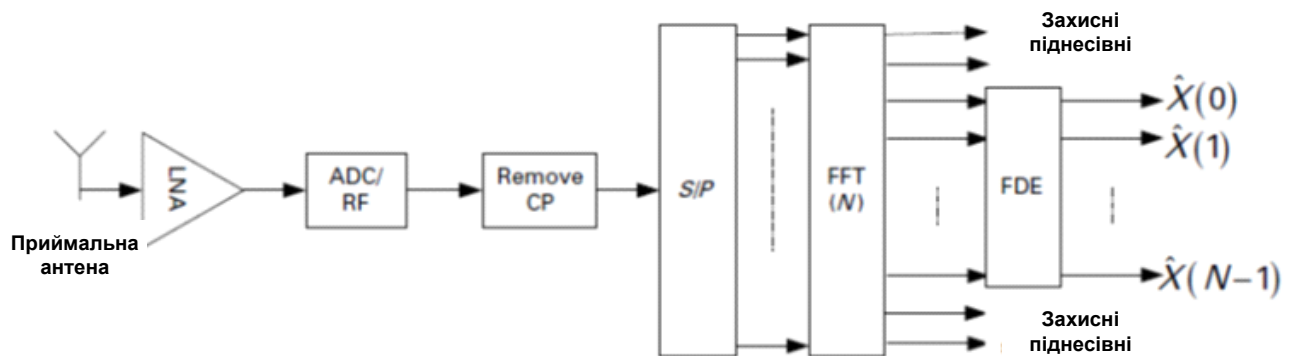


Рисунок 3.7 – Цифрове впровадження OFDM приймача основної смуги

Нехай $X_k \in \mathbb{C}^N$ - вектор символів комплексної модуляції, переданих на N -піднесучих. Вибірки тимчасового домену на виході з IFFT далі дані у вигляді:

$$s_n = W^H X_k \quad k, n = 0, 1, \dots, (N-1), \quad (3.11)$$

де $W = N \times N$ - матриця швидкого перетворення Фур'є (FFT) з вихідними даними, що надані в:

$$W_{k,n} = e^{j2\pi kn/N} \quad k, n = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (3.12)$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N} & e^{-j4\pi/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-2)/N} & e^{-j4\pi(N-2)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-2)/N} \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)/N} & e^{-j4\pi(N-1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Так як DFT матриця W є унітарною ($WW^H = W^H W = I_N$), її зворотна функція W^{-1} , звана матрицею зворотного FFT (IFFT) може бути отримана при перестановці зворотної величини або перестановці Ерміта W як показано нижче:

$$W^{-1} = \left[W^H \right]_{k,n} = e^{j2\pi kn/N} \quad k, n = 0, 1, \dots, (N-1). \quad (3.14)$$

Для того, щоб уникнути завад між OFDM символами, довжина циклічного префікса G вводиться навпроти вибірок часового домену, а отримані послідовності сигналу часового домену s' представлені у вигляді:

$$s' = C_T \times s \quad (3.15)$$

де - C_T це матриця $(N+G) \times N$, яка представляє процедуру додавання циклічного префікса на приймачі і визначається як:

$$C_T \equiv \begin{bmatrix} 0_{G \times (N-G)} & I_G \\ & I_N \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Послідовності вибірок часового домену після циклічного префікса:

$$\begin{aligned}
 s' &= \begin{bmatrix} 0_{G \times (N-G)} & I_G \\ & I_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} \\
 &= s(N-G) \dots s(N-1) \quad s(0) \dots s(N-1)^T.
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Сигнал, що передається, проходить через лінійний канал перед отриманням в приймальному.

Багатотрактове поширення каналу може бути змодельоване у вигляді фільтра кінцевої імпульсної характеристики (FIR) або порядку L з коефіцієнтами підключення (tap coefficients) $h_0, h_1, \dots, h_L$. Потім видається прийнятий в часовому домені сигнал:

$$y(n) = \sum_{i=0}^L h_i s'(n-i) + z(n) \quad n = 0, 1, \dots, (N-1) \tag{3.18}$$

де $z(n) \sim N(0, \sigma^2)$ - адитивний білий гауссовський шум (AWGN). Операція згортання в (3.18) може бути побудована у вигляді перемноження матриці з матрицею $\tilde{H} \in \mathbb{C}^{(N+L) \times (N+L)}$:

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & h_1 & \ddots & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ h_L & \vdots & \ddots & h_0 & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & h_L & \vdots & h_1 & h_0 & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_L & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}. \tag{3.19}$$

Відзначимо, що верхня матриця каналу в часовому домені знаходиться в знайомій нижній трикутній формі Теплиця. Матриця Теплиця дозволяє побудувати операцію згортки у вигляді множення матриць.

Довжина циклічного префікса, щонайменше L вибірок, необхідна для запобігання завад серед OFDM-символів в каналі з тимчасової дисперсією L вибірок. Припустимо, що довжина імпульсної характеристики каналу і довжина циклічного префікса рівні $G=L$. Це розумне припущення, тому що довжину циклічного префікса зазвичай вибирають для покриття максимальної дисперсії часу в каналі.

Прийнятий сигнал у часовій області може бути записаний у вигляді:

$$y = \tilde{H}s' + z = \tilde{H}C_T W^H X + z. \quad (3.20)$$

Перша операція з отримання сигналу - це видалення циклічного префікса, що може бути виражено множенням отриманого сигналу на $N \times (N + G)$ матрицю C_R , представлена нижче

$$C_R = \begin{bmatrix} 0_{G \times (N-G)} & I_N \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

Далі отриманий сигнал записується таким чином:

$$y' = C_R[\tilde{H}s' + z(n)] = C_R\tilde{H}C_T W^H X + z'(n). \quad (3.22)$$

Розглянемо ближче матрицю $C_R\tilde{H}C_T$

$$C_R\tilde{H}C_T = \begin{bmatrix} 0_{N \times G} & I_N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & h_1 & \ddots & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ h_{(G-1)} & \vdots & \ddots & h_0 & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & h_{(G-1)} & \vdots & h_1 & h_0 & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{(G-1)} & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
& \times \begin{bmatrix} 0_{G \times (N-G)} & I_G \\ & I_N \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & h_{(G-1)} & \dots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & h_2 \\ \vdots & h_1 & \ddots & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ h_{(G-1)} & \vdots & \ddots & h_0 & 0 & \vdots & h_{(G-1)} \\ 0 & h_{(G-1)} & \vdots & h_1 & h_0 & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{(G-1)} & h_{(G-2)} & \dots & h_0 \end{bmatrix}. \quad (3.23)
\end{aligned}$$

Відзначимо, що використання циклічного префікса в OFDM змінює як матрицю каналу, подібну до матриці Теплиця, на циркулянтну. Таким же чином, використання циклічного префікса перетворює лінійну згортку в каналі в кругову згортку. Прийнятий сигнал частотного домену отримують шляхом виконання операції FFT для прийнятого сигналу часового домену, як показано нижче:

$$Y = WC_R \left[\tilde{H}s' + z(n) \right] = \underbrace{W \overbrace{C_R \tilde{H} C_T}^{\text{circulant}} W^H}_{\text{diagonal}} X + z'', \quad (3.24)$$

де $z'' = WC_R z$. Ми знаємо, що циркулянтна матриця може бути діагностована матрицею DFT. Еквівалентна діагональна матриця каналу $H = WC_R \tilde{H} C_T W^H$, яка включає вплив циклічного префікса і FFT, може бути записана наступним чином:

$$H = WC_R \tilde{H} C_T W^H = \begin{bmatrix} H(0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & H(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & H(N-1) \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

З урахуванням визначення еквівалентної каналної матриці H , поданого вище, отриманий частотно-доменний сигнал подано у вигляді:

$$Y = HX + z'' . \quad (3.26)$$

Відзначимо, що в системі OFDM символи модуляції можуть передаватися у вільній від ISI манері в каналі багатотрактового поширення. Це досягається не складним збільшенням лінії затримки (1-tap equalizer) для кожної під несучої, а завдяки діагональній структурі еквівалентної каналної матриці H .

3.3 Порівняння пропускної здатності НК

Ключовою різницею між OFDM і WCDMA з rake-приймачем є те, що остання технологія підпадає під вплив ISI (міжсимвольні завади) у багатотрактових дисперсійних згасаючих каналах. Якщо множинні тракти відсутні, що означає однотрактовий рівномірно загасаючий канал, функціонування OFDM і WCDMA буде схожим. Різниця в роботі OFDM і WCDMA залежить від поширення багатотрактових завад. Загалом, використання великих смуг пропускання у багатотрактових дисперсійних каналах веде до виникнення великих багатотрактових завад і таким чином перевага віддається OFDM. В цьому розділі порівнюється функціонування OFDM і WCDMA для випадку, де WCDMA обмежується багатотрактовою інтерференцією. Цей випадок представляє великі пропускні спроможності і високо дисперсійні канали, де очікується, що OFDM буде мати перевагу над WCDMA.

3.3.1 Пропускна здатність широкосмугового CDMA

В системі WCDMA з використанням rake-приймача, відношення сигнал-завада плюс шум (SINR) для сигналу, що приймається в n -м багатотрактовому компоненті ρ_n може бути виражено як:

$$\rho_n = \frac{P_n}{\left(fP + \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} P_i + N_0 \right)} , \quad (3.27)$$

де P_n - отримана потужність від потрібного стільника на n -м багатотрактовому компоненті.

Також, f представляє відношення між сигналом з інших стільників і власним сигналом. Для простоти аналізу припустимо, що потужність P/N дорівнює потужності, отриманій на кожному з N -багатотрактових компонентів, де P - це загальна отримана потужність на всіх багатотрактових компонентах. З цим припущенням рівняння (3.75) можна спростити:

$$\rho_n = \frac{P/N}{\left(fP + (N-1)\frac{P}{N} + N_0 \right)}. \quad (3.28)$$

При виведенні (3.27) і (3.28), ми припустили, що один користувач планується в певний час по TDM (з поділом за часом) моделі з використанням всіх ресурсів стільників. Таким чином, немає необхідності для обліку завад між користувачами в одному стільнику. Далі, приймаючи підсумовування диференційно зважених сигналів кожного каналу (MRC) для сигналів, що приймаються на різних rake-підприймачах (Rake fingers) (множинні шляхи), середнє отримане SNR відношення може бути виражено у вигляді суми

$$\begin{aligned} \rho_{WCDMA} &= \sum_{n=0}^{(N-1)} \rho_n = \sum_{n=0}^{(N-1)} \left(\frac{P/N}{\left(fP + (N-1)\frac{P}{N} + N_0 \right)} \right) \\ &= \frac{P}{fP + \left(1 - \frac{1}{N} \right)P + N_0} = \frac{\rho}{f\rho + \left(1 - \frac{1}{N} \right)\rho + 1} \end{aligned} \quad (3.29)$$

де $\rho = P/N_0$ - це SINR, коли вся потужність отримана на одному тракті і немає завад від інших стільників. Точніше, це повинно називатися SNR, а не SINR, так як шум дорівнює нулю. Для одноканального каналу з рівномірним загасанням частоти ($N = 1$), SINR в WCDMA системі стає:

$$\rho_{WCDMA}^1 = \frac{P}{fP + N_0}. \quad (3.30)$$

Для великої кількості множинних трактів, а саме $N \gg 1$

$$\rho_{WCDMA} = \frac{\rho}{\rho(f+1)+1}. \quad (3.31)$$

Можна відзначити, що максимальне досягне SINR в WCDMA системі обмежено до нуля дБ, коли WCDMA сигнал отримано з великою кількістю багатотракткових компонентів ($N \gg 1$).

Ліміт пропускної здатності для системи WCDMA можна записати у вигляді:

$$C_{WCDMA} = \log_2(1 + \rho_{WCDMA}) \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.32)$$

З максимальною SINR, обмеженому до нуля дБ, пікова швидкість передачі даних, що досягається за WCDMA, буде обмежена до 1б/с/Гц, коли сигнал приймається з великим числом компонентів багатотрактового поширення.

3.3.2 Пропускна здатність OFDMA

В OFDM відсутні багатотракткові завади за рахунок використання циклічного префікса і збільшення лінії затримки OFDM піднесучих. Таким чином, джерелами деградації SINR в системі OFDMA є завади від інших стільників і фоновий шум. Потім SINR в системі OFDM апроксимується як:

$$\rho_{OFDM} = \frac{P}{fP + N_0}. \quad (3.33)$$

Порівнюючи це рівняння з рівнянням (3.30), зауважимо, що SINR в системі OFDM і системі WCDMA однакові для одноканального каналу з рівномірним частотним загасанням.

Межа ємності системи OFDM визначається як:

$$C_{OFDM} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{fP + N_0} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{\rho f + 1} \right) \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.34)$$

Крім того, необхідно брати до уваги заголовки циклічного префікса для випадку OFDMA. Таким чином, пропускна здатність системи OFDM масштабується в сторону зменшення для врахування заголовка CP, як показано нижче:

$$C_{OFDMA} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{\rho f + 1}\right) \quad [\text{b/s/Hz}], \quad (3.35)$$

де T_s - тривалість символу OFDM і Δ тривалість циклічного префікса.

Слід зазначити, що SINR в системі OFDM погіршується зі збільшенням f . Загалом, f більше для користувачів, що знаходяться на краю стільника, які відчувають високий рівень завад від сусідніх стільників і нижчий для користувачів центрів стільника, де мало завад від сусідніх стільників. Таким чином, користувачі, які знаходяться ближче до стільника з низьким f , матимуть більшу ефективність роботи від OFDMA, ніж користувачі на краю стільника. В роботі користувачів краю стільника, як правило, переважають завади від сусіднього стільника, а не багатотрактів. Таким чином, очікується, що OFDMA забезпечить відносно незначне збільшення користувачів на краю стільника.

3.3.3 Результати порівняння роботи

На рис. 3.8 і 3.9 представлено порівняння роботи WCDMA і OFDMA для випадку $\rho = 10$ і 0 дБ відповідно. Слід зазначити, що ρ визначається як SINR, коли вся потужність надходить на одному тракті, а завади від інших стільників відсутні. У цих результатах ми припустили 10% -й заголовок CP для випадку OFDMA. Функціонування WCDMA передбачено для трьох різних випадків, коли кількість рівнопотужних багатотрактів компонентів дорівнює 2, 4 і дуже велике ($N \gg 1$). Зверніть увагу, що функціонування WCDMA схоже на OFDM для випадку каналу з одним трактом. Слід зазначити, що OFDMA має перевагу більшої ємності за винятком випадків, коли завади f від інших стільників відносно невеликі. Як правило, це відноситься до користувачів, що знаходяться ближче до базової станції. Для таких користувачів в функціонуванні переважають багатотрактів завади WCDMA і таким чином багатопроменева інтерференція усувається за допомогою використання OFDMA, що значно покращує пропускну

здатність. Проте, для слабких користувачів на краю стільника з відносно великим f , в роботі переважають завади від сусіднього стільника, а не багатопроменева інтерференція власних стільників. Таким чином, OFDMA дає слабким користувачам в стільнику невелику перевагу. Також можна відзначити, що різниця в роботі OFDM і WCDMA незначна при невеликих ρ , як показано на рис. 3.9. Загалом, багатотрактові завади мають більший вплив на користувачів з гарними умовами каналу в порівнянні з користувачами з відносно слабкими умовами. Потенційні збільшення продуктивності OFDMA в порівнянні з WCDMA також наведені в таблиці 3.1.

3.4 Вплив частотної селективності на роботу OFDM

У разі OFDMA, цікавим аспектом є частотно-селективне загасання, яке вводиться по всьому спектру сигналу OFDMA, коли він приймається по декількох шляхах. Потім різні піднесучі відчують різне загасання в зв'язку з частотною селективністю. В цьому розділі оцінюється вплив частотно-селективного загасання на потужність роботи OFDM. Нехай N_{sc} - загальне число піднесучих, на яких відбуватиметься передача. Передбачається також, що всі піднесучі мають рівну потужність з $P_{sc} = P / N_{sc}$, де P - це сумарна потужність по всій смузі пропускання, а P_{sc} - потужність на одну піднесучу.

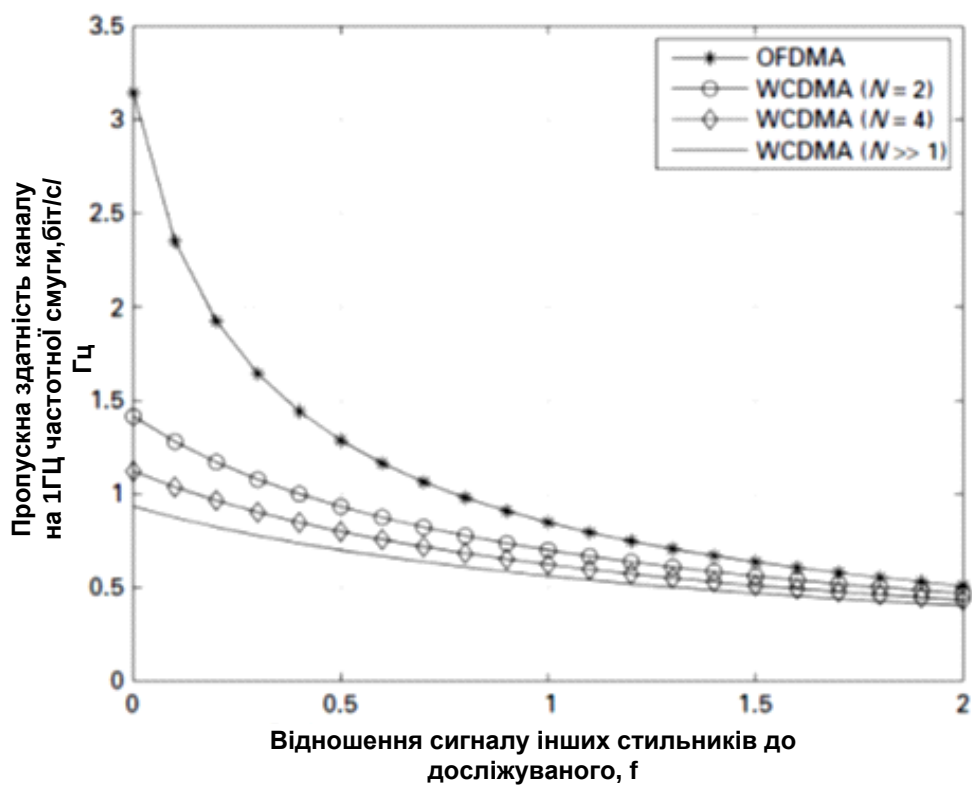


Рисунок 3.8 – Ліміти пропускної здатності для OFDMA і WCDMA при $\rho = 10$ дБ

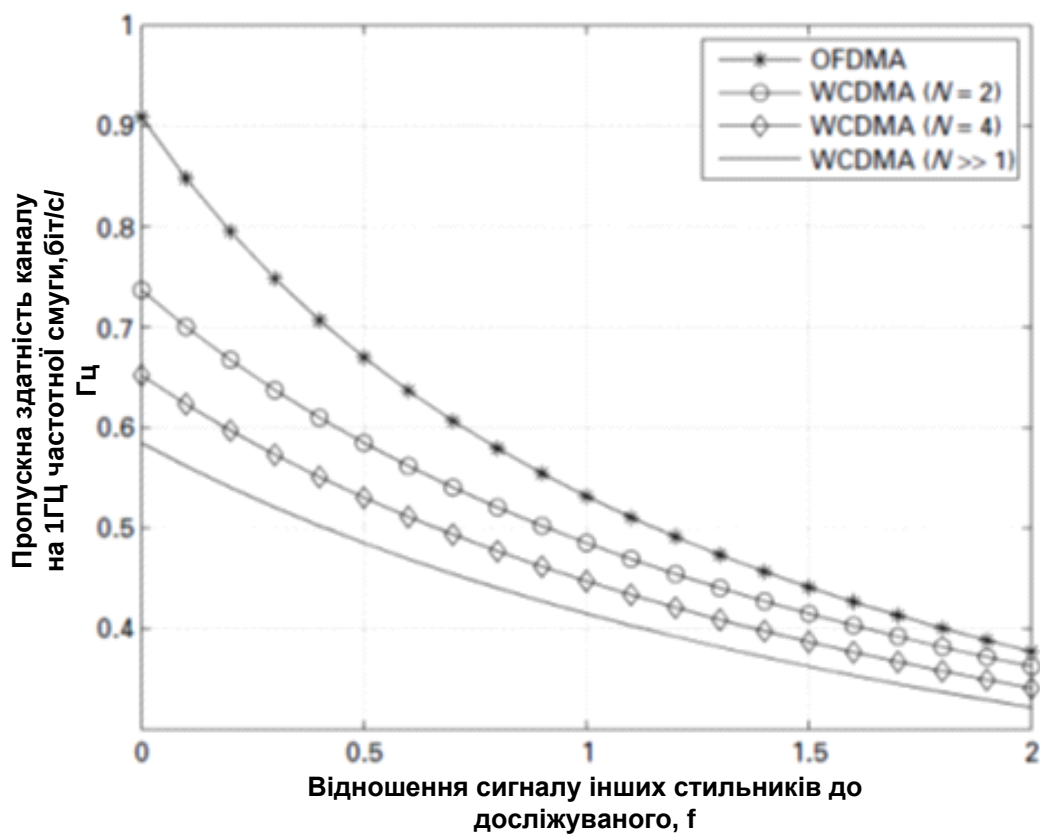


Рисунок 3.9 – Ліміти пропускної здатності для OFDMA і WCDMA при $\rho = 0$ дБ

Таблиця 3.1 – Збільшення пропускної здатності OFDMA в порівнянні з WCDMA

Відношення сигнал/завада	Частота	Число піднесучих		
	f	N=2	N=4	N>>1
$\rho = 10$ дБ	0,0	122%	180%	237%
	1,0	21%	36%	51%
	2,0	9%	18%	27%
$\rho = 0$ дБ	0,0	23%	40%	55%
	1,0	10%	19%	28%
	2,0	4%	11%	17%

Ліміт пропускної здатності для OFDM системи в частотно-селективному каналі можна записати у вигляді:

$$C_{OFDM} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square \frac{\Delta}{N_{sc}} \sum_{i=1}^{N_{sc}} \log_2 \left(1 + \frac{|H_c(i)|^2 P_{sc}}{f \times |H_{int}(i)|^2 \times P_{sc} + N_0}\right) \text{ [b/ s/ Hz]} \quad (3.36)$$

де $|H_c(i)|^2$ і $|H_{int}(i)|^2$ представляють посилення каналу від потрібного стільника і джерела перешкоди відповідно. Зверніть увагу на припущення, що передавальна функція каналу H_c відома на приймачі. Визначаючи середню SNR на одну піднесучу як $\rho_{sc} = P_{sc} / N_0$, рівняння (3.36) можна спростити:

$$C_{OFDM} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square \frac{1}{N_{sc}} \sum_{i=1}^{N_{sc}} \log_2 \left(1 + \frac{|H_c(i)|^2 \rho_{sc}}{f \times |H_{int}(i)|^2 \times \rho_{sc} + 1}\right) \text{ [b/ s/ Hz]} \quad (3.37)$$

Проігноруємо на деякий час вплив завад від іншого стільника, а саме ($f = 0$), і перепишемо це рівняння:

$$C_{OFDM} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square E[\log_2(1 + |H_c(i)|^2 \rho_{sc})] \text{ [b/ s/ Hz]}. \quad (3.38)$$

При малому значенні SNR $|H_c(i)|^2 \rho_{sc} \square 1$, а попереднє рівняння можна апроксимувати як:

$$C_{OFDM} \approx \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square E[|H_c(i)|^2 \rho_{sc} \log_2 e] \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.39)$$

Тут ми використовуємо наближення $\log_2(1+x) \approx x \log_2 e$ для малого значення x .

Так як $E[|H_c(i)|^2] = 1$, ми можемо переписати (3.87) у вигляді:

$$C_{OFDM} \approx \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square \rho_{sc} \log_2 e \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.40)$$

Відзначимо, що пропускна здатність при малих SNR є лінійною функцією SNR. Проте, при великих SNR пропускна здатність є увігнутою функцією SNR.

При дуже високих $|H_c(i)|^2 \rho_{sc} \square 1$, рівняння (3.86) можна спростити:

$$C_{OFDM} \approx \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square E[\log_2 |H_c(i)|^2 \rho_{sc}] \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.41)$$

$$C_{OFDM} \approx \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \square (\log_2(\rho_{sc}) + E[\log_2(|H_c(i)|^2)]) \quad [\text{b/s/Hz}] \quad (3.42)$$

де $E[\log_2(|H_c(i)|^2)]$ представляє втрати в зв'язку з частотною селективністю при високих SNR. Для каналів з загасанням Релея,

$$E[\log_2(|H_c(i)|^2)] = -0,83 \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.43)$$

Це означає, що SNR втрати 2.5 дБ ($10 \times \log_{10}[2^{0.83}]$) відносяться до випадку каналу з рівномірним загасанням (AWGN). Відзначимо, що ці втрати виникають при дуже високих SNR, де $|H_c(i)|^2 \rho_{sc} \square 1$.

Визначимо ефективне SNR:

$$SNR_{eff} = 2^{C_{OFDM}} - 1, \quad (3.44)$$

де C - ергодична пропускна здатність, яка визначається як

$$C_{OFDM} = E[\log_2(1 + |H_c(i)|^2 \rho_{sc})] \quad [\text{b/s/Hz}]. \quad (3.45)$$

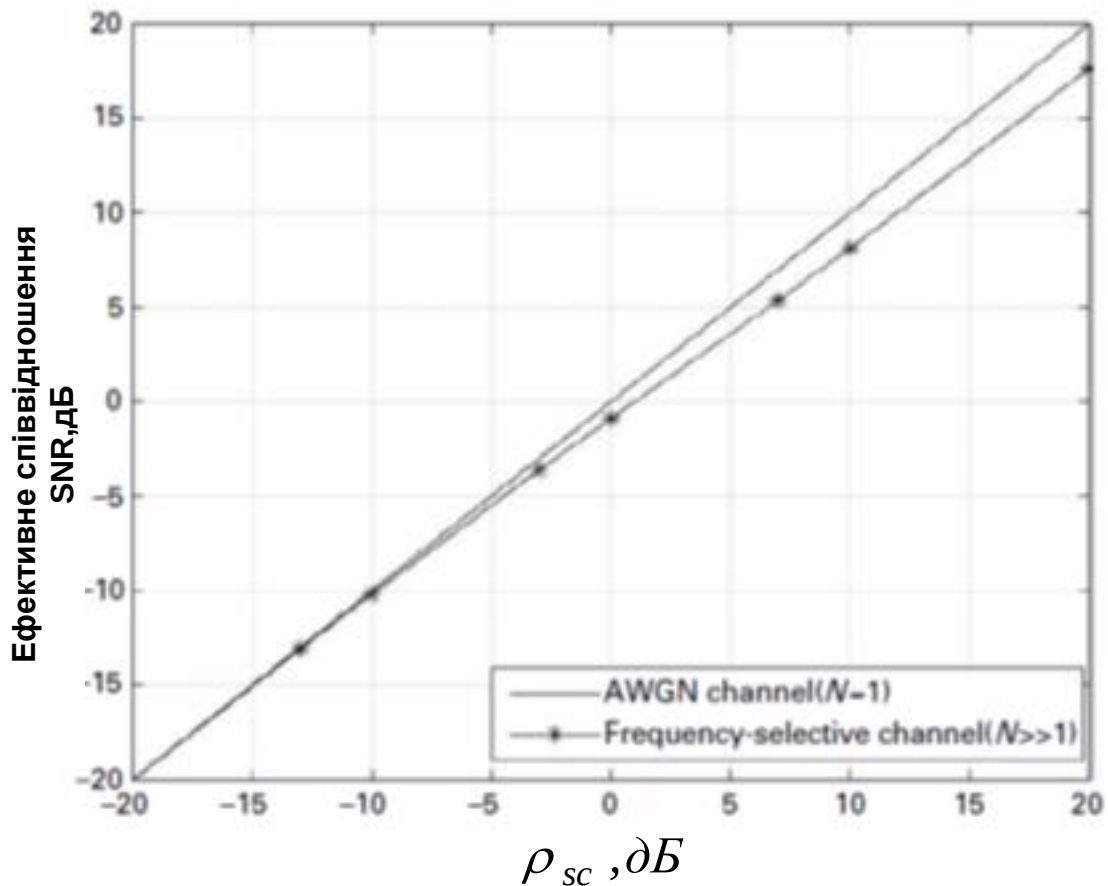


Рисунок 3.10 – Ефективне SNR для ρ_{sc} каналу з рівномірним частотним і релеевським загасанням

Відзначте, що (3.45) таке ж, як і (3.39), при цьому OFDM заголовок циклічного префікса випадає для спрощення. Відзначимо також, що в каналі з рівномірним загасанням, $SNR_{c\text{ff}} = \rho_{sc}$, тому що для всіх $|H_c(i)|^2 = 1$ піднесучих. У частотно-селективному каналі $SNR_{c\text{ff}} \leq \rho_{sc}$, різниця між $SNR_{c\text{ff}}$ і ρ_{sc} залежить від вибірконості каналу і від самого ρ_{sc} .

Ми кількісно розрахували цю різницю як 2,5 дБ в каналі з загасанням Релея при дуже високому ρ_{sc} . Будуємо залежність $SNR_{c\text{ff}}$ від ρ_{sc} для рівномірно затухаючого каналу та i.i.d. затухаючого каналу Релея на рис. 3.10. У i.i.d. затухаючого каналу Релея, загасання незалежить від однієї піднесучої до іншої і є

представленням випадку з дуже великою кількістю множинних трактів. Відзначимо, що SNR втрати в зв'язку з частотною селективністю менше на більш низькому SNR і наближаються до 2,5 дБ при дуже великих SNR. При дуже низькій SNR немає ніякої різниці між SNR_{eff} і ρ_{sc} як передбачалося рівнянням (3.40). Відзначимо втрати SNR 0,89, 1,88 і 2,36 дБ, для $\rho_{sc} = 0,10, 20$ дБ відповідно.

Звернемо увагу на пропускну здатність в (3.36) і позначимо її як пропускну здатність з частотно-виборчою завадою (FSI), C_{OFDM}^{FSI}

$$C_{OFDM}^{FSI} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \frac{1}{N_{sc}} \sum_{i=1}^{N_{sc}} \log_2 \left(1 + \frac{|H_c(i)|^2 \rho_{sc}}{f \times |H_{int}(i)|^2 \times \rho_{sc} + 1} \right) \text{ [b/ s/ Hz]} \quad (3.46)$$

Мається на увазі, що канал з завадами - частотно-селективний із змінним частотним посиленням $H_{int}(i)$ в каналі з рівномірним частотним загасанням (AWGN) $|H_{int}(i)|^2 = 1$, а (3.46) може бути спрощено:

$$C_{OFDM}^{NFSI} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \frac{1}{N_{sc}} \sum_{i=1}^{N_{sc}} \log_2 \left(1 + \frac{|H_c(i)|^2 \rho_{sc}}{f \times \rho_{sc} + 1} \right) \text{ [b/ s/ Hz]}. \quad (3.47)$$

Далі, в AWGN каналі $|H_c(i)|^2 = 1$, а (3.47) можна переписати як:

$$C_{OFDM}^{NFSI} = \left(1 - \frac{\Delta}{T_s}\right) \log_2 \left(1 + \frac{1}{f + \frac{1}{\rho_{sc}}} \right) \text{ [b/ s/ Hz]}. \quad (3.48)$$

Відзначимо, що відношення пропускну здатності в (3.48) таке ж, як і в (3.35), яке ми використовували для порівняння потужності OFDM з потужністю WCDMA. Ефективне SINR для трьох випадків в (3.46) - (3.48) отримано з використанням відносини в (3.44). Ефективні SINR ділянки показані на рис. 3.11 і 3.12 для випадку ($f=0.1$) і ($f=1$) відповідно.

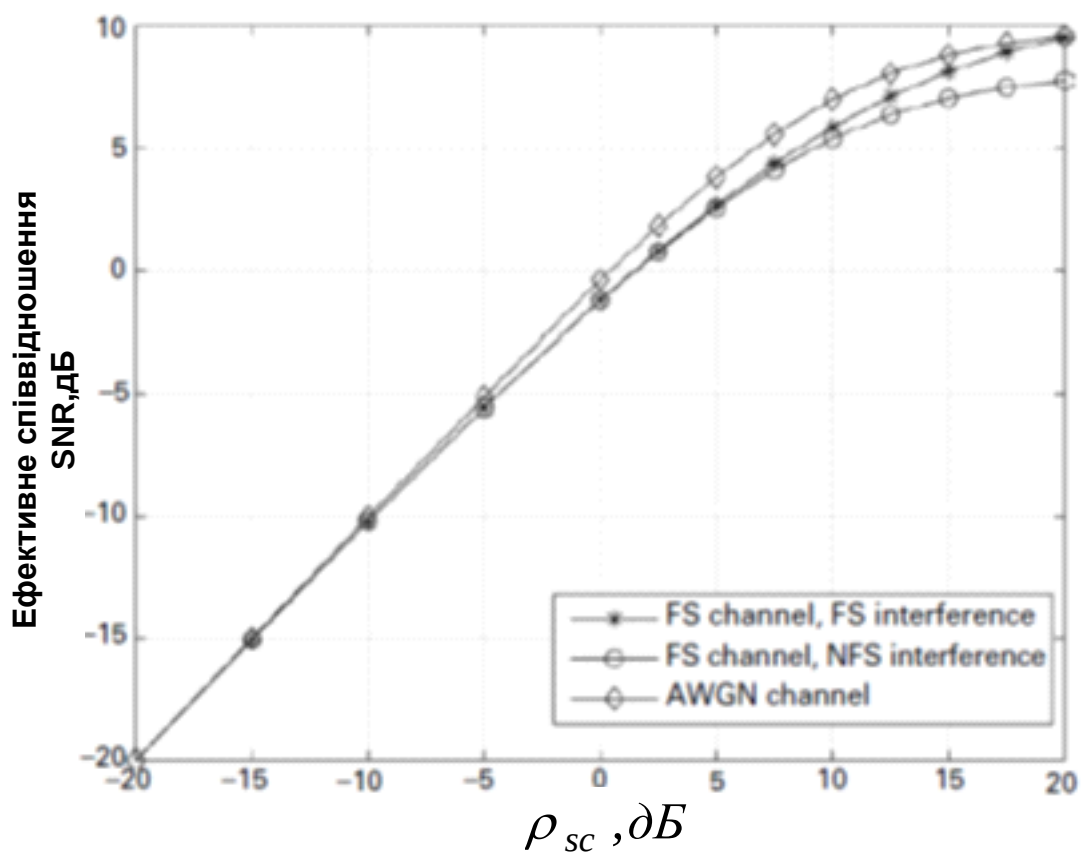


Рисунок 3.11 – Ефективне SNR з і без частотно-селективних завад ($f=0.1$)

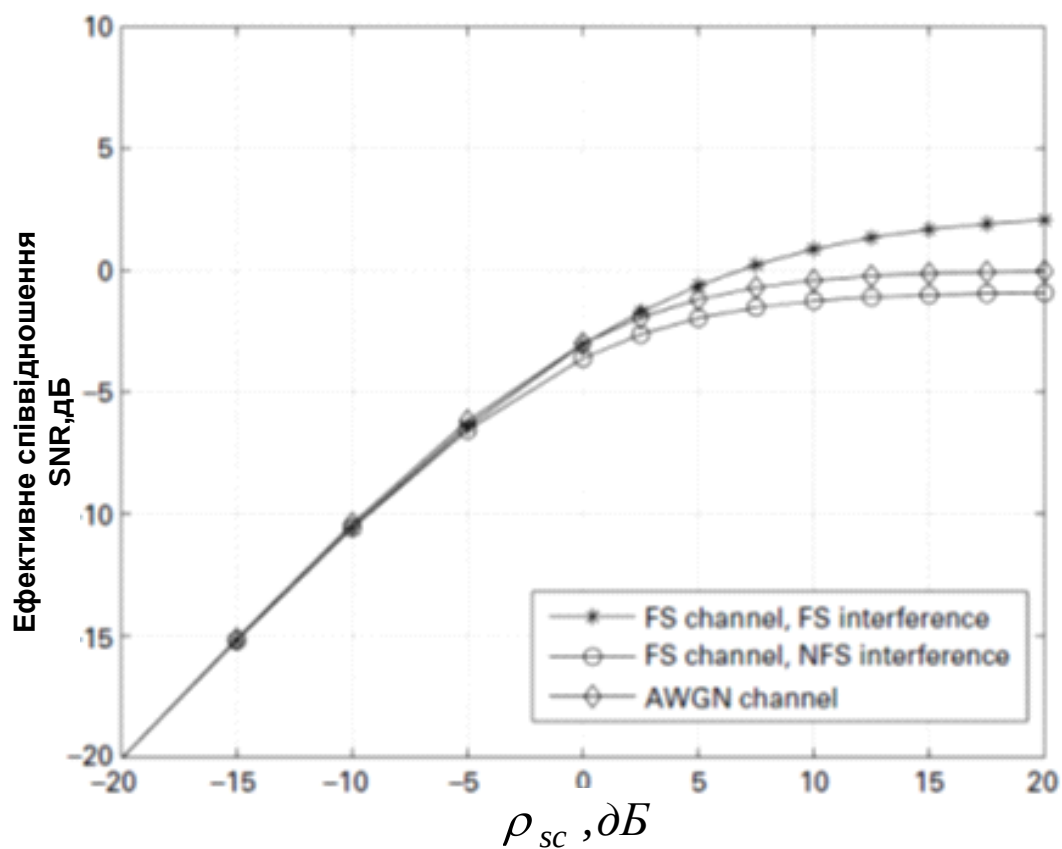


Рисунок 3.12 – Ефективне SNR з і без частотно-селективних завад ($f=1.0$)

Ми припускаємо, релєєвське загасання, незалежно від піднесучої до піднесучої. Крім того, в разі частотно-селективних завад, завада вважається незалежним релєєвським загасанням, а також не залежить від загасання сигналу. Відзначимо, що частота селективною (FS) завади допомагає поліпшити функціонування OFDM щодо випадку не-частотно-селективних (NFS) завад. Навіть для відносно невеликої завади ($f = 0.1$), робота з частотно-селективною (FS) інтерференцією досягає продуктивності AWGN при дуже високому SNR, ρ_{sc} . Для відносно великих завад, припускаючи, що потужність завади дорівнює потужності сигналу ($f = 1.0$), функціонування з частотно-селективною (FS) інтерференцією буде краще, ніж продуктивність каналу AWGN, особливо при високих ρ_{sc} . Таким чином, можна зробити висновок, що частотно-селективна інтерференція може фактично привести до поліпшення функціонування OFDM по відношенню до джерела рівномірного загасання. Крім того, припущення, яке ми зробили для пропускної здатності OFDM при порівнянні з WCDMA - песимістично, особливо для випадку з високим SNR і, отже, фактичне переважання OFDM над WCDMA може виявитися навіть більше, ніж очікувалося в підрозділі 3.2.

4 МЕТОД ЗАСТОСУВАННЯ ТЕХНОЛОГІЇ SDR У СЕГМЕНТІ МІКРОСТІЛЬНИКІВ СИСТЕМИ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ GSM

4.1 Спосіб передачі даних з високою швидкістю в мережах GSM на принципах когнітивного радіо

У даній роботі пропонується спосіб передачі даних з високою швидкістю в рамках вже побудованих мереж GSM [5–7].

Ідея запропонованого рішення полягає в тому, що на існуючу макростільникову топологію мережі GSM накладається взаємодоповнююча мікростільникова мережа, що працює в тих же частотних діапазонах 900 МГц і 1800 МГц (рис. 4.1).

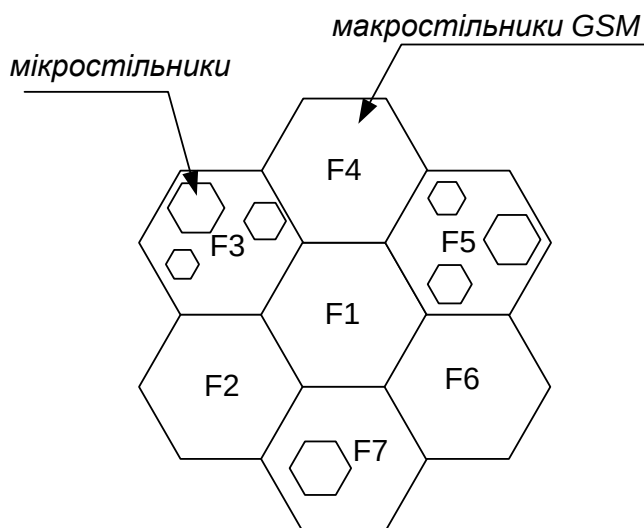


Рисунок 4.1– Накладення мікростільникової мережі на макростільникову мережу GSM

Розглянемо докладніше принцип топологічного суміщення мікростільникової і макростільникової мережі GSM. Під макростільниковою мережею будемо розуміти стандартну GSM мережу в діапазонах 900 МГц і 1800 МГц. Під мікростільниковою мережею розуміють накладену мережу стільникового зв'язку з комірками значно менших розмірів (50-200 м).

На території кожного конкретного макростільника GSM використовуються не всі радіоканали передбачені стандартом, що дає можливість використовувати

для роботи накладеної мікростільникової мережі на даній території вільні частоти. На рис. 4.2 представлений приклад спільного використання смуг радіочастот 880-915 МГц та 925-960 МГц макростільниковою мережею GSM і нової мікростільникової мережі.

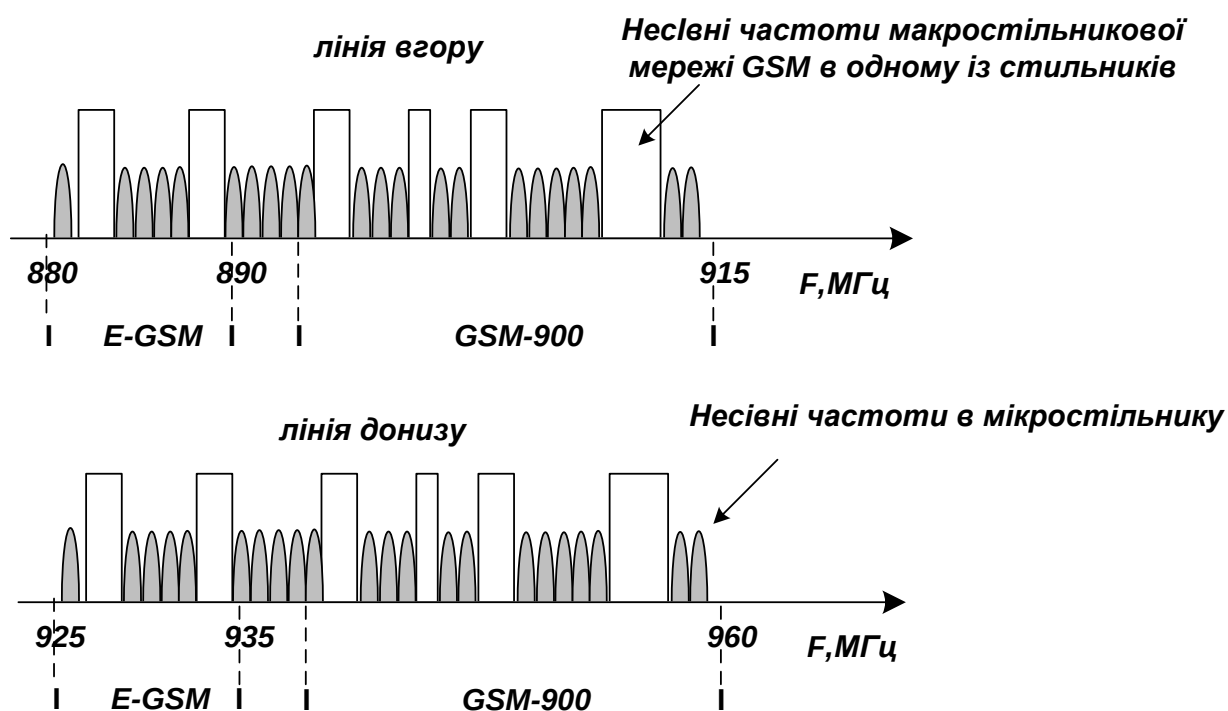


Рисунок 4.2 – Приклад спільного використання смуг радіочастот 880-915 МГц та 925-960 МГц макростільниковою мережею GSM і новою мікростільниковою мережею

Для забезпечення електромагнітної сумісності мереж між собою (рис. 2.1) базові станції макростільникової мережі GSM і мікростільникової мережі передачі даних розташовуються з урахуванням їх частотно-територіального розносу (ЧТР), що виключає взаємний негативний вплив.

При цьому, загальними елементами як в одній, так і в іншій мережі також залишаються центр комутації (MSC), домашній і візитний реєстри (HLR і VLR), центр аутентифікації (AiC), центр управління та експлуатації мережі (OMC). Тобто всі функції авторизації, handover, комутації, взаємодії з зовнішніми мережами виконуються існуючою інфраструктурою GSM (рис.4.3).

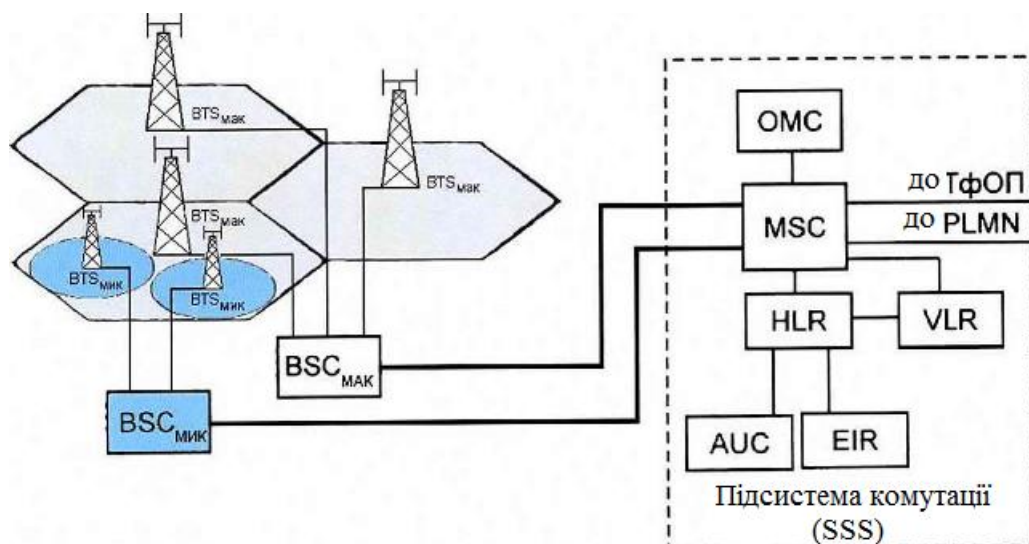


Рисунок 4.3 – Структурна схема суміщеної мережі

4.2 Оцінка максимальної швидкості передачі даних в доповнюючій мікросітковій мережі при використанні різних схем повторного використання частот

Оцінимо максимальну швидкість передачі даних на сектор базової станції в мікросітковій мережі при різних коефіцієнтах повторного використання частот.

У стільниковому зв'язку відомі різні моделі побудови кластерів з різними коефіцієнтами повторного використання частот в стільниках (K) [39]. На рис. 4.4, 4.5, 4.6 наведено приклади побудови стільників з $K=7$, $K=9$ і $K=12$.

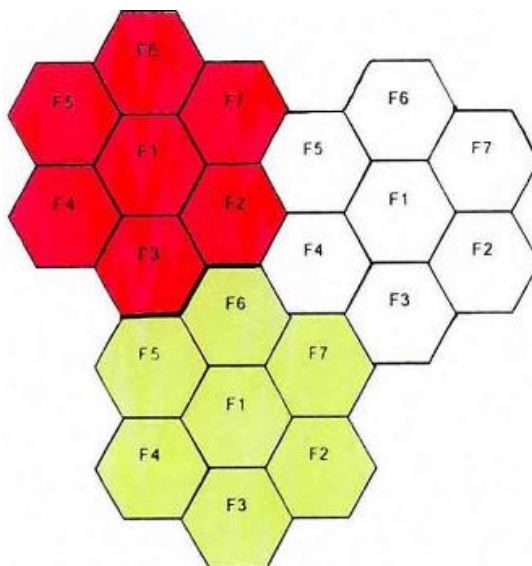


Рисунок 4.4 – Модель побудови кластерів $K=7$

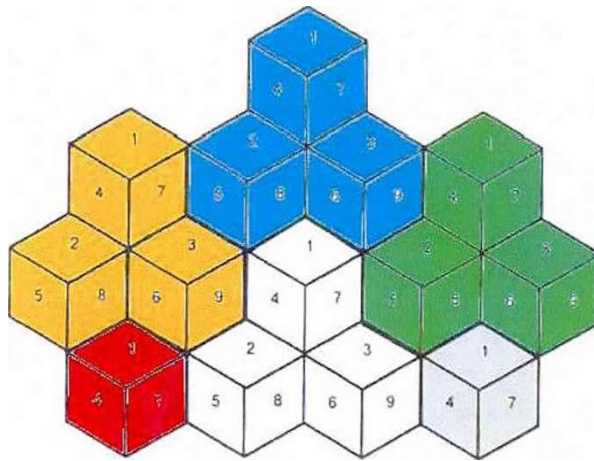


Рисунок 4.5 – Модель побудови кластерів K=9

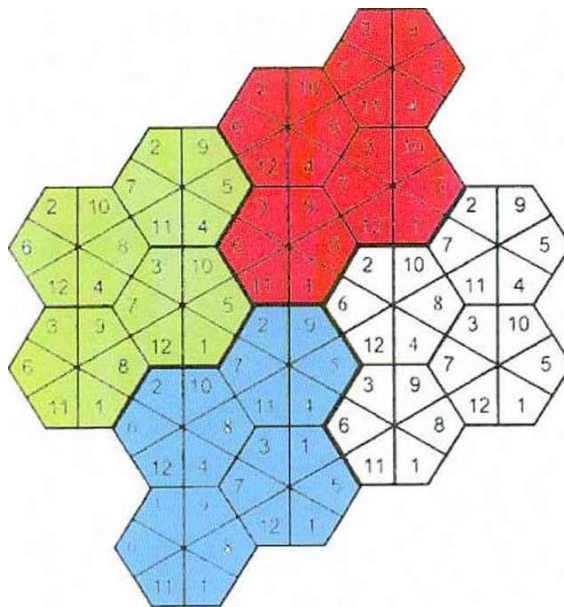


Рисунок 4.6 – Модель побудови кластерів K=12

Максимальне число частотних каналів (N_{max}) в GSM900, GSM1800 і E-GSM дорівнює [40].

$$N_{max} = N_{GSM-900} + N_{GSM-1800} + N_{E-GSM}, \quad (4.1)$$

$$N_{max} = 124 + 374 + 50 = 548.$$

Кількість вільних частотних каналів (що не використовуються в кластері) $N_{вільн}$ визначається за формулою:

$$N_{вільн} = N_{max} - K \cdot N_{чс} \cdot N_{оп}, \quad (4.2)$$

де $N_{чс}$ - кількість частот, що припадають на один сектор; $N_{оп}$ - кількість операторів на даній території.

При цьому теоретично можлива сумарна швидкість передачі даних в секторі (V_{max}) при використанні стандартної в GSM модуляції GMSK можна визначити за формулою:

$$V_{max} = N_{мс} \cdot V_{max мс} \cdot N_{вільн}, \quad (4.3)$$

де $N_{мс}$ - число тайм-слотів в каналі, $V_{max мс}$ - максимальна швидкість передачі даних в одному тайм-слоті TDMA кадру GSM.

У стандарті GSM в одному TDMA кадрі міститься 8 тайм-слотів. Максимальна швидкість передачі даних в одному тайм-слоті становить 14,4 кбіт/с.

Для випадку роботи одного оператора, число вільних частотних каналів і максимальна швидкість передачі даних в залежності від коефіцієнта повторного використання частот і кількості використовуваних частот у стільнику (секторі) базової станції представлені в таблицях 4.1-4.8.

Таблиця 4.1 – Число вільних частотних каналів в GSM900 (4.2) у разі роботи одного оператора

$\begin{matrix} N_{кч} \\ K \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
1	123	122	121	120	119	118
3	121	118	115	112	109	106
4	120	116	112	108	104	100
7	117	110	103	96	89	82
9	115	106	97	88	79	70
12	112	100	88	76	64	52
13	111	98	85	72	59	46
16	108	92	76	60	44	28
19	105	86	67	48	29	10
21	103	82	61	40	19	0
28	96	68	40	12	0	0

Таблиця 4.2 – Максимальна швидкість передачі даних (Мбіт/с) на сектор в GSM900 (2.3) у разі роботи одного оператора

К Нкч	1	2	3	4	5	6
1	14,17	14,05	13,94	13,82	13,71	13,59
3	13,94	13,59	13,25	12,9	12,56	12,21
4	13,82	13,36	12,90	12,44	11,98	11,52
7	13,48	12,67	11,87	11,06	10,25	9,45
9	13,25	12,21	11,17	10,14	9Д	8,06
12	12,9	11,52	10,14	8,76	7,37	5,99
13	12,78	11,29	9,79	8,3	6,8	5,3
16	12,44	10,6	8,76	6,91	5,07	3,22
19	12,1	9,9	7,72	5,53	3,34	1,15
21	11,87	9,45	7,03	4,61	2,19	0
28	11,06	7,83	4,61	1,38	0	0

Таблиця 4.3 – Число вільних частотних каналів в GSM1800 (2.2) у разі роботи одного оператора

К Нкч	1	2	3	4	5	6
1	373	372	371	370	369	368
3	371	368	365	362	359	356
4	370	366	362	358	354	350
7	367	360	353	346	339	332
9	365	356	347	338	329	320
12	362	350	338	326	314	302
13	361	348	335	322	309	296
16	358	342	326	310	294	278
19	355	336	317	298	279	260
21	353	332	311	290	269	248
28	346	318	290	262	234	206

$\begin{matrix} \text{N}_{\text{КЧ}} \\ \text{К} \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
1	5,64	5,53	5,41	5,3	5,18	5,07
3	5,41	5,07	4,72	4,38	4,03	3,69
4	5,3	4,84	4,38	3,91	3,46	2
7	4,95	4,15	3,34	2,53	1,73	0,92
9	4,72	3,69	2,65	1,61	0,58	0
12	4,38	2	1,61	0,23	0	0
13	4,26	2,77	1,27	0	0	0
16	3,92	2,07	0,23	0	0	0
19	3,57	1,38	0	0	0	0
21	3,34	0,92	0	0	0	0
28	2,53	0	0	0	0	0

Таблиця 4.7 – Загальна кількість вільних частотних каналів в GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи одного оператора

К \ Nкч	1	2	3	4	5	6
1	545	542	539	536	533	530
3	539	530	521	512	503	494
4	536	524	512	500	488	476
7	527	506	485	464	443	422
9	521	494	467	440	413	390
12	512	476	440	404	378	354
13	509	470	431	394	368	342
16	500	452	404	370	438	306
19	491	434	384	346	308	270
21	485	422	372	330	288	248
28	464	386	330	274	234	206

Таблиця 4.8 – Максимальна швидкість передачі даних (Мбіт/с) при використанні одночасно GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи одного оператора

$\begin{matrix} \text{Nкч} \\ \text{K} \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
1	62,78	62,43	62,09	61,74	61,4	61,05
3	62,09	61,05	60,02	58,98	57,95	56,91
4	61,74	60,36	58,98	57,6	56,22	54,84
7	60,71	58,29	55,88	53,45	51,03	48,62
9	60,02	56,91	53,79	50,69	47,58	44,92
12	58,98	54,84	50,69	46,55	43,54	40,78
13	58,64	54,14	49,65	45,38	42,4	39,4
16	57,6	52,07	46,55	42,62	50,46	35,26
19	56,57	50	44,24	39,86	35,48	31,1
21	55,88	48,62	42,86	38,02	33,18	28,57
28	53,45	44,46	38,02	31,56	26,96	23,73

Для випадку роботи на одній території трьох операторів, які використовують однакові моделі побудови кластерів, загальне число вільних частотних каналів і максимальна швидкість передачі даних в GSM900, GSM1800 і E-GSM в залежності від коефіцієнта повторного використання частот і кількості використовуваних частот в стільнику (секторі) базової станції представлені в таблицях 4.9, 4.10.

Таблиця 4.9 – Загальна кількість вільних частотних каналів в GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи трьох операторів

$\begin{matrix} \text{Nкч} \\ \text{K} \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
1	539	530	521	512	503	494
3	521	494	467	440	413	390
4	512	476	440	404	378	354
7	485	422	372	330	288	248
9	467	390	336	282	239	212
12	440	354	282	230	194	158
13	431	342	264	218	179	140
16	404	306	230	182	143	86
19	384	270	203	146	89	32
21	372	248	185	122	59	0

28	330	206	122	38	0	0
----	-----	-----	-----	----	---	---

Таблиця 4.10 – Максимальна швидкість передачі даних (Мбіт/с) при використанні одночасно GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи трьох операторів

$\begin{matrix} \text{Nкч} \\ \text{K} \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
1	62,09	61,06	60,02	58,98	57,95	56,91
3	60,02	56,91	53,8	50,69	47,58	44,93
4	58,98	54,84	50,69	46,54	43,55	40,78
7	55,87	48,61	42,85	38,02	33,18	28,57
9	53,8	44,93	38,71	32,49	27,53	24,42
12	50,69	40,78	32,49	26,5	22,35	18,2
13	49,65	39,4	30,41	25,11	20,62	16,13
16	46,54	35,25	26,5	20,97	50	9,91
19	44,24	31,1	23,39	16,82	10,25	3,69
21	42,85	28,57	21,31	14,05	6,8	0
28	38,02	23,73	14,05	4,38	0	0

При використанні технології EDGE швидкість передачі даних в одному слоті становитиме 59,2 кбіт/с (MCS9). В цьому випадку максимальна швидкість передачі даних в GSM900, GSM1800 і E-GSM в залежності від коефіцієнта повторного використання частот і кількості використовуваних частот в стільнику (секторі) базової станції при роботі на одній території одного і трьох операторів, які використовують однакові моделі побудови кластерів, представлені в таблицях 4.11, 4.12.

Таблиця 4.11 – Максимальна швидкість передачі даних (Мбіт/с) при використанні одночасно GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи одного оператора

К \ Nкч	1	2	3	4	5	6
1	257,79	256,37	254,95	253,53	252,11	250,69
3	254,95	250,69	246,43	242,18	237,92	233,66
4	253,53	247,85	242,18	236,5	230,82	225,15
7	249,27	239,34	229,41	219,47	209,54	199,61
9	246,43	233,66	220,89	208,12	195,35	184,47
12	242,18	225,15	208,12	191,09	178,79	167,44
13	240,76	222,31	203,86	186,36	174,06	161,77
16	236,5	213,8	191,09	175,01	207,17	144,74
19	232,24	205,28	181,63	163,66	145,68	127,71
21	229,41	199,61	175,96	156,09	136,22	117,3
28	219,47	182,58	156,09	129,6	110,68	97,44

Таблиця 4.12 – Максимальна швидкість передачі даних (Мбіт/с) при використанні одночасно GSM900, GSM1800 і E-GSM у разі роботи трьох операторів

К \ Nкч	1	2	3	4	5	6
1	254,95	250,69	246,43	242,18	237,92	233,66
3	246,43	233,66	220,89	208,12	195,35	184,47
4	242,18	225,15	208,12	191,09	178,79	167,44
7	229,41	199,61	175,96	156,09	136,22	117,3
9	220,89	184,47	158,93	133,39	113,05	100,28
12	208,12	167,44	133,39	108,79	91,76	74,73
13	203,86	161,77	124,87	103,11	84,67	66,22
16	191,09	144,74	108,79	86,09	205,28	40,68
19	181,63	127,71	96,02	69,06	42,1	15,14
21	175,96	117,3	87,51	57,71	27,91	0
28	156,09	97,44	57,71	17,97	0	0

4.3 Адаптивний вибір робочих частот для мікростільникової мережі передачі даних GSM

При функціонуванні мікростільникової мережі передачі даних, інформацію про вільні частоти потрібно отримувати в режимі реального часу на основі моніторингу зайнятих мережею GSM частот. У загальному випадку для виключення перешкод макростільникової мережі GSM потрібна оцінка зайнятого частотного ресурсу як на стороні базової станції, так і на стороні абонентської станції. Після чого здійснюється вибір і узгодження вільних частот і починається процес передачі даних в мікростільниковій мережі.

Але оскільки кожна базова станція мікростільникової мережі має значно меншу зону обслуговування, ніж у базовій станції мережі GSM, то можна вважати, що у межах мікростільника розподіл зайнятих частот для макростільникової мережі GSM однаковий. Отже, немає необхідності визначати захищені (зайняті) частоти для мікростільникової мережі, як на базовій станції, так і на абонентських, а залишити вимірювальний приймач тільки на базовій станції мікростільникової мережі і транслювати дані про зайняті частоти в межах робочої зони. При цьому спрощується конструкція абонентської станції, зменшуються її обчислювальні ресурси, а також знижується обсяг службового трафіка між базовою і абонентською станціями, необхідний для постійного узгодження робочих частот в процесі передачі даних.

У тому випадку, якщо базова станція мікростільникової мережі розташовується в зоні дії мережі GSM робочі частоти якої заздалегідь відомі (наприклад, мікростільникова мережа та мережа GSM належать одному оператору), то відпадає необхідність у моніторингу зайнятих частот базовою станцією мікростільникової мережі. З'являється можливість заздалегідь її запрограмувати на виключення випромінювання заборонених в даному місці частот, що дозволить обійтися без приймача-детектора зайнятих каналів. Трансляція даних щодо зайнятих частот на абонентські станції мікростільникової мережі повинна відбуватися в тому ж режимі, як і в попередньому випадку.

4.4 Формування OFDM-сигналу в мікросістемній системі передачі даних з виключенням робочих частот, зайнятих GSM на принципах технології SDR

При побудові мікросістемної системи передачі даних доцільно використовувати технологію OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [41–45]. Це дозволить гнучко управляти шириною смуги випромінювання сигналу в залежності від кількості зайнятих частот макросістемною мережею GSM і підвищить ефективність прийому даних в умовах багатопромінності.

До переваг OFDM відносяться:

- висока спектральна ефективність через майже прямокутний частотний спектр для великого числа піднесучих;
- проста цифрова реалізація з використанням швидкого перетворення Фур'є;
- невисока складність приймачів через запобігання міжсимвольної і міжканальної інтерференції з досить довгим захисним інтервалом;
- гнучка спектральна адаптація може бути реалізована, наприклад, режекторна фільтрація;
- різні схеми модуляції можуть використовуватися на індивідуальних піднесучих, які пристосовані до умов передачі на кожній піднесучій, наприклад, водне заповнення.

До недоліків OFDM відносяться:

- сигнали з високим пік-фактором (відношення пікової потужності до середньої) вимагають застосування хороших лінійних підсилювачів. Інакше, відбувається погіршення робочих характеристик, і збільшується внеполосна потужність;
- втрати в спектральній ефективності через захисний інтервал;
- велика чутливість до ефекту Доплера, ніж у систем з модуляцією однієї несучої;
- великий вплив фазового шуму, спричиненого недосконалістю передавача і генераторів приймача, на роботу системи;
- потрібна точна частотна і тимчасова синхронізація.

При цьому виключення заборонених частот із загальної смуги мережі GSM в мікросістемній мережі буде відбуватися таким чином.

Символ OFDM - це група піднесучих частот, яка в даний момент часу переносить біти паралельних цифрових потоків. Комплексна огибаюча одного

OFDM символу тривалістю T , який починається в момент часу t_k має вигляд [46]:

$$\dot{u}(t) = \sum_{i=0}^{N_S-1} \dot{d}_i e^{j2\pi \frac{i}{T}(t-t_k)}, \quad t_k \leq t \leq t_k + T \quad (4.4)$$

де: $\dot{d}_i$ - комплексне число, яке представляє амплітуду і початкову фазу i -ї піднесучої OFDM символу;

N_S - число піднесучих коливань в OFDM символі.

Схема формування комплексних огибаючих OFDM символів на прикладі 4-х піднесучих ($N_S = 4$) представлена на рис. 4.7.

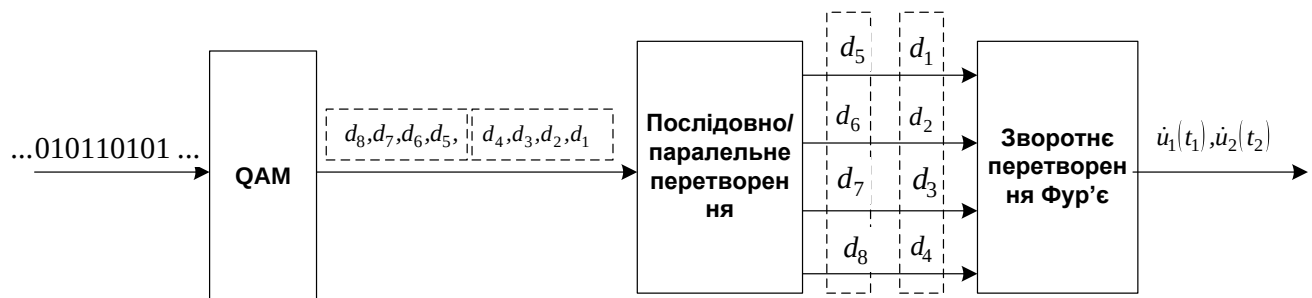


Рисунок 4.7 – Схема формування комплексних огибаючих OFDM символів

Відповідна спектральна щільність OFDM сигналу для $N_S = 4$ показана на рис. 4.8.

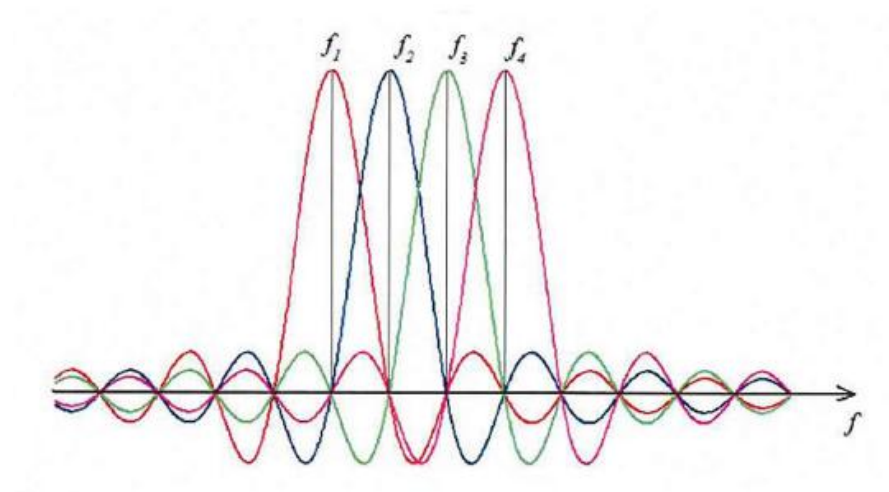


Рисунок 4.8 – Спектральна щільність OFMD сигналу для $N_s = 4$

У разі, коли відома інформація про те, на яких частотах GSM не можна вести передачу даних в мікростільниковій мережі, забезпечується виключення випромінювання на цих частотах. Для цього спочатку необхідно перерахувати, які піднесучі збігаються з забороненими частотами. Якщо необхідно виключити випромінювання на i -й частоті мережі GSM, то, відповідно до формули (4.4), при формуванні OFDM символу необхідно d_i прирівняти нулю. Наприклад, якщо виключається випромінювання на 2-й і 3-й частотах, то $d_2 = d_3 = 0$. Спектральна щільність OFDM сигналу для цього випадку наведена на рис. 4.9.

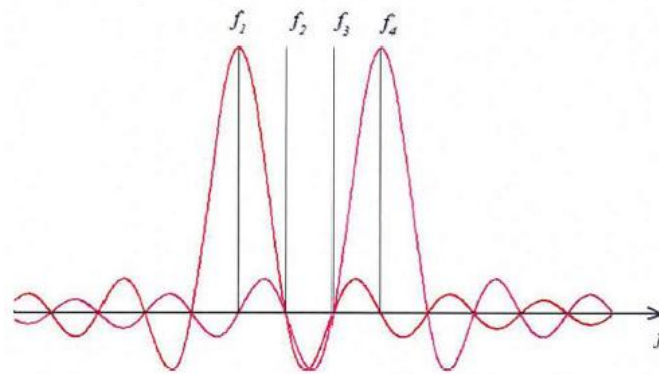


Рисунок 4.9 – Спектральна щільність OFMD символу з виключеними частотами

Для формування OFDM символів з можливістю виключення частот, первісну схему формування необхідно змінити. Потрібно встановити нульові символи на заданих позиціях. Що можна робити під час послідовно-паралельного перетворення потоку QAM символів, знаючи номери виключених частот.

На рис. 4.10 представлена змінена схема формування комплексних огибаючих OFDM символів з виключенням зайнятих частот.

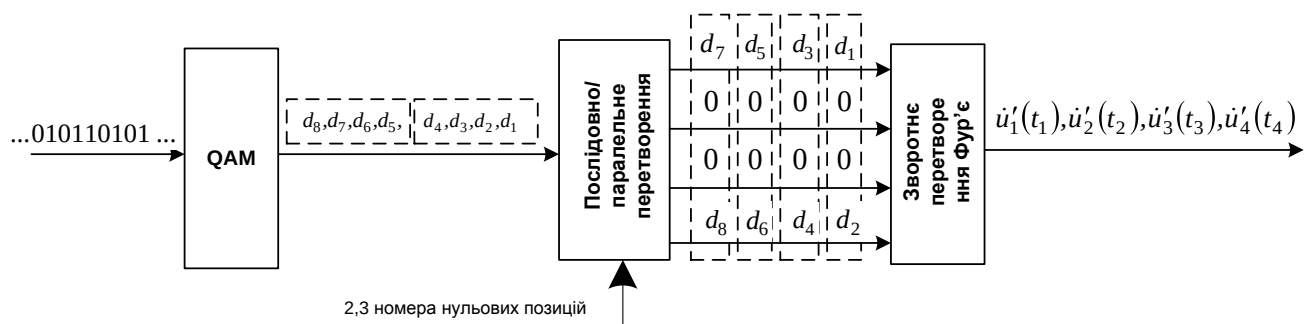


Рисунок 4.10 – Схема формування комплексних огибаючих OFDM символів з виключенням зайнятих частот

Для прикладу на ній представлений випадок виключення 2-й і 3-й частот. При цьому підсумкова швидкість передачі даних в мікростільниковій мережі зменшується на кількість виключених піднесучих. Для того щоб в процесі обнулення піднесучих не відбувалося втрати інформації, швидкість інформаційного бітового потоку на вході QAM модулятора повинна бути узгоджена з доступним частотним ресурсом. Відповідно до моделі взаємодії відкритих систем OSI, задачу управління швидкістю бітового потоку вирішує транспортний рівень, а не описуваний фізичний [47].

4.5 Розробка алгоритму процесу передачі даних в мікростільниковій мережі GSM

Для здійснення процесу передачі даних в мікростільниковій мережі можливі різні сценарії організації «лінії вниз» (базова станція - абонентська станція) і «лінії вгору» (абонентська станція - базова станція):

- на «лінії вниз» на вільних в макростільниковій мережі частотах, на «лінії вгору» за допомогою GPRS/EDGE (рис. 4.11);
- на вільних частотах на «лінії вгору» і на «лінії вниз» (рис.4.12).

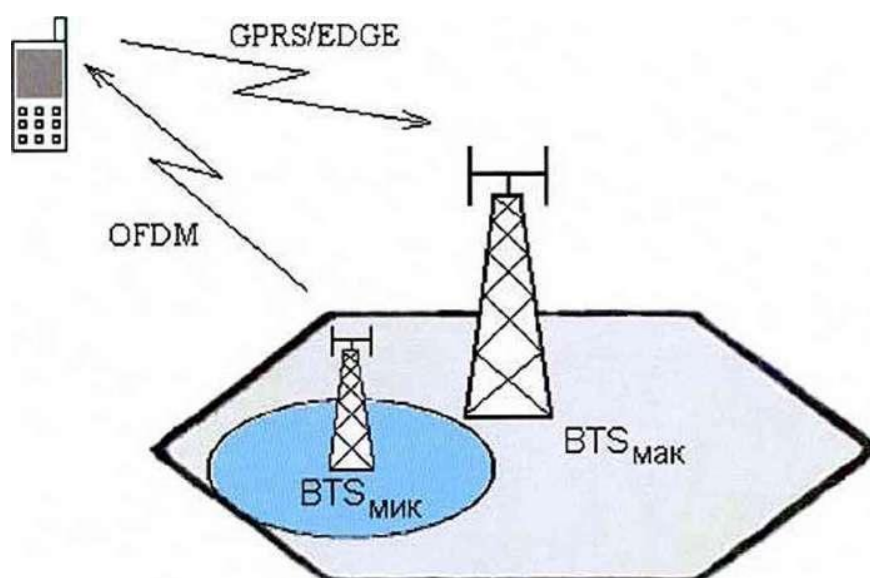


Рисунок 4.11 – Використання OFDM тільки на «лінії вниз»

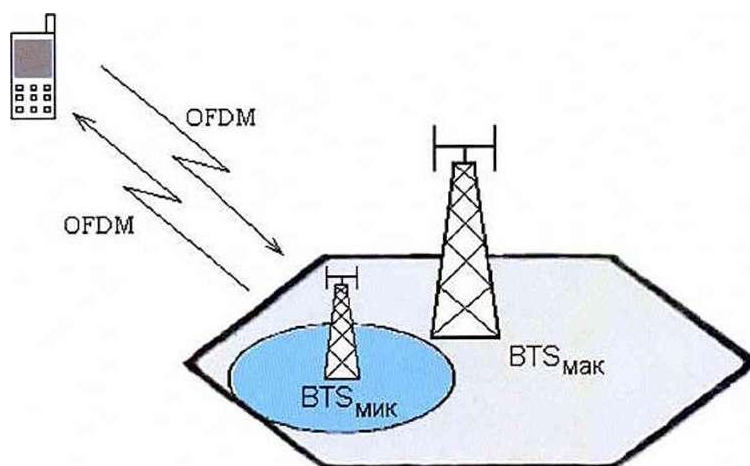


Рисунок 4.12 – Використання OFDM на «лінії вниз» і на «лінії вгору»

При використанні GPRS / EDGE на «лінії вгору» враховується звичайна асиметричність трафіку в напрямку від/до абонента. При цьому можна відзначити такі переваги і недоліки цього варіанту:

- перевага: максимальна швидкість на «лінії вниз»;
- недоліки: відсутність або завантаженість GPRS/EDGE каналів виключає роботу мікростільникової мережі; необхідність зміни в діючій мережі GSM в частині координації роботи підсистеми GPRS/EDGE і мікростільникової мережі передачі даних; обмежена швидкість передачі даних на «лінії вгору».

При передачі даних на вільних частотах в обох напрямках можна відзначити такі переваги і недоліки:

- переваги: автономність роботи від завантаженості або наявності GPRS/EDGE; гнучке управління швидкістю в напрямках від/до абонента;
- недолік: менша можлива швидкість передачі даних, ніж при використанні GPRS/EDGE на «лінії вгору».

4.6 Методи організації транспортної мережі для мікростільникової мережі передачі даних

При побудові мікростільникової мережі передачі даних залишається актуальним питання організації транспортної мережі. Для з'єднання базових станцій мікростільникової мережі ($BTS_{\text{мнк}}$) з контролером базових станцій мікростільникової мережі ($BSC_{\text{мнк}}$) (рис. 4.3) необхідні високошвидкісні з'єднання, що забезпечують передачу трафіку системи. Враховуючи, що розміщення базових станцій мікростільникової мережі може змінюватися для

задоволення потреб користувачів, доцільно будувати транспортну мережу на основі мережі безпроводового широкосмугового доступу (БШД) [49]. Для забезпечення динамічного перерозподілу ресурсів мережі БШД, наприклад, при виникненні потреби підвищеної пропускної здатності на якій-небудь ділянці мережі пропонується її будівництво на основі технології mesh. Головною перевагою mesh-мереж в порівнянні з відомими мережами PmP (Point-to-Multipoint) є можливість розгортання обмеженого числа точок доступу, безпосередньо маючих з'єднання з транспортною мережею оператора (GAP - Gateway access point), і деякої кількості транзитних точок доступу (TAP - Transit access point), що дозволяє здійснити розширення зони покриття оператором. У разі відмови однієї або декількох TAP, наприклад в разі її повного завантаження, трафік буде автоматично перенаправлений на інші TAP, а в разі необхідності підвищення продуктивності транспортної мережі на якій-небудь ділянці, можлива паралельна передача трафіку по різних шляхах mesh-мережі. У разі неповного завантаження mesh-мережі в якості транспортної, також можливе надання послуг передачі даних користувачам за допомогою БШД. При цьому потрібен спеціальний алгоритм маршрутизації для забезпечення необхідної якості обслуговування в залежності від типу передаваного трафіку.

4.7 Структурні схеми базової та абонентської станцій мікростільникової мережі передачі даних з використанням технології SDR

Узагальнена схема базової станції мікростільникової мережі передачі даних, в разі передачі відомостей про зайняті частоти від базової станції по каналах OFDM, має вигляд:

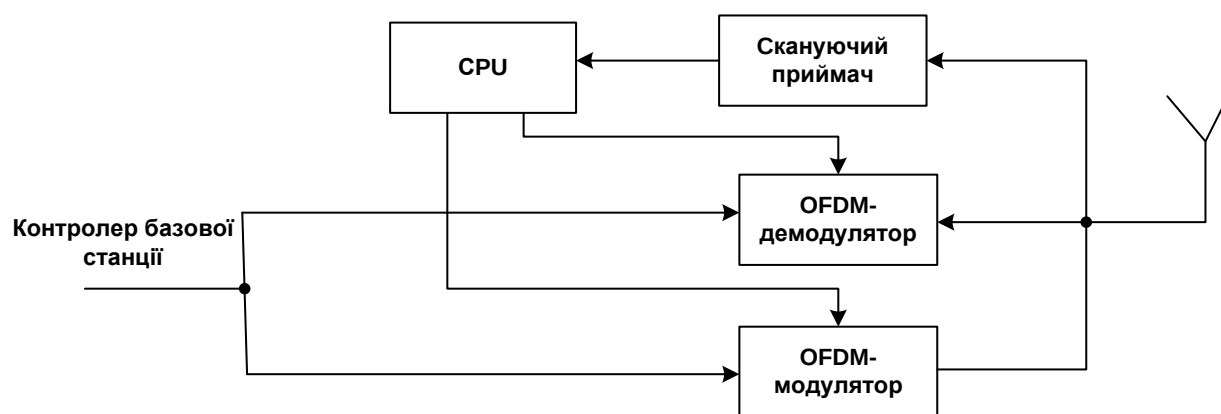


Рисунок 4.13 – Узагальнена схема базової станції мікростільникової мережі

Базова станція періодично прослуховує за допомогою скануючого приймача робочий діапазон частот мережі GSM на предмет визначення зайнятих каналів. Результати обробляються мікропроцесором (CPU), визначаються номери піднесучих OFDM, які здатні перешкодити роботі мережі GSM. Далі в CPU формується кадр для розсилки користувачам номерів піднесучих OFDM, заборонених для випромінювання. Відповідно до структури кадру OFDM-модулятор формує багаточастотний сигнал. Також на OFDM-модулятор від CPU надходять номери заборонених піднесучих для виключення випромінювання на них базової станції мікростільникової мережі. Дані від контролера базової станції мікростільникової мережі надходять на OFDM-модулятор, сформований радіосигнал випромінюється антеною. Радіосигнал, що приймається від абонентських пристроїв, надходить на OFDM-демодулятор, при цьому у вхідному потоці даних видаляються нульові символи на зазначених CPU позиціях.

Узагальнена схема абонентського пристрою мікростільникової мережі, в разі передачі відомостей про заборонені частоти від базової станції по каналах OFDM системи, має вигляд:

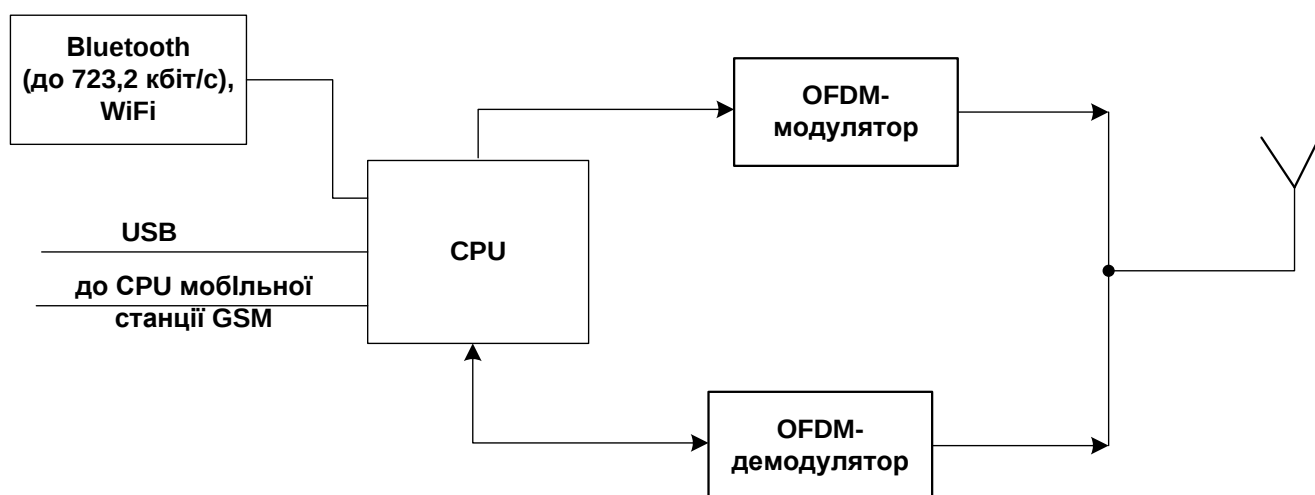


Рисунок 4.14 – Узагальнена схема абонентської станції мікростільникової мережі

На початку роботи абонентський пристрій отримує кадр з номерами заборонених для випромінювання піднесучих OFDM. Після декодування він надходить на CPU, який розпізнає ці дані. Номери заборонених піднесучих від CPU передаються на OFDM-модулятор і OFDM-демодулятор для, відповідно, включення і видалення нульових символів на дані позиції при передачі/прийомі даних. При прийомі, після OFDM-демодулятора, дані йдуть транзитом через CPU

на вихід пристрою, за винятком моменту очікування початкового кадру із забороненими піднесучими і самих цих кадрів. Абонентський пристрій може бути як сполученим в одному корпусі з абонентською станцією GSM, так і виконуватися в окремому корпусі. У разі виконання в окремому корпусі, абонентський пристрій мікростільникової мережі може підключатися до рухомих і стаціонарних терміналів за допомогою Bluetooth (при цьому максимальна швидкість, що підтримується інтерфейсом, становить 723,2 кбіт/с), або Wi-Fi, або за допомогою проводових інтерфейсів (USB, PCMCIA). В цьому випадку додається можливість працювати з новою мережею передачі даних за допомогою вже існуючих терміналів, і немає необхідності проводити їх заміну. Передача даних за допомогою Bluetooth здійснюється для сумісності абонентських пристроїв нової мережі і існуючих абонентських станцій GSM. При цьому швидкість передачі даних, приблизно, в два рази перевищує максимальну швидкість, що досягається в EDGE.

Структурні схеми базової та абонентської станцій мікростільникової мережі в разі передачі відомостей про зайняті частоти від базової станції по каналах OFDM системи представлені на рис. 4.15, рис. 4.16. На них більш детально показані блоки, що входять до складу OFDM-модулятора і OFDM-демодулятора. Вони мають стандартний склад, за винятком модифікованих, як було показано раніше (рис. 4.10), блоків паралельно/послідовних перетворювачів, і модифікованих блоків послідовно/паралельних перетворювачів, які видаляють символи, що прийшли на позиціях, зазначених CPU.

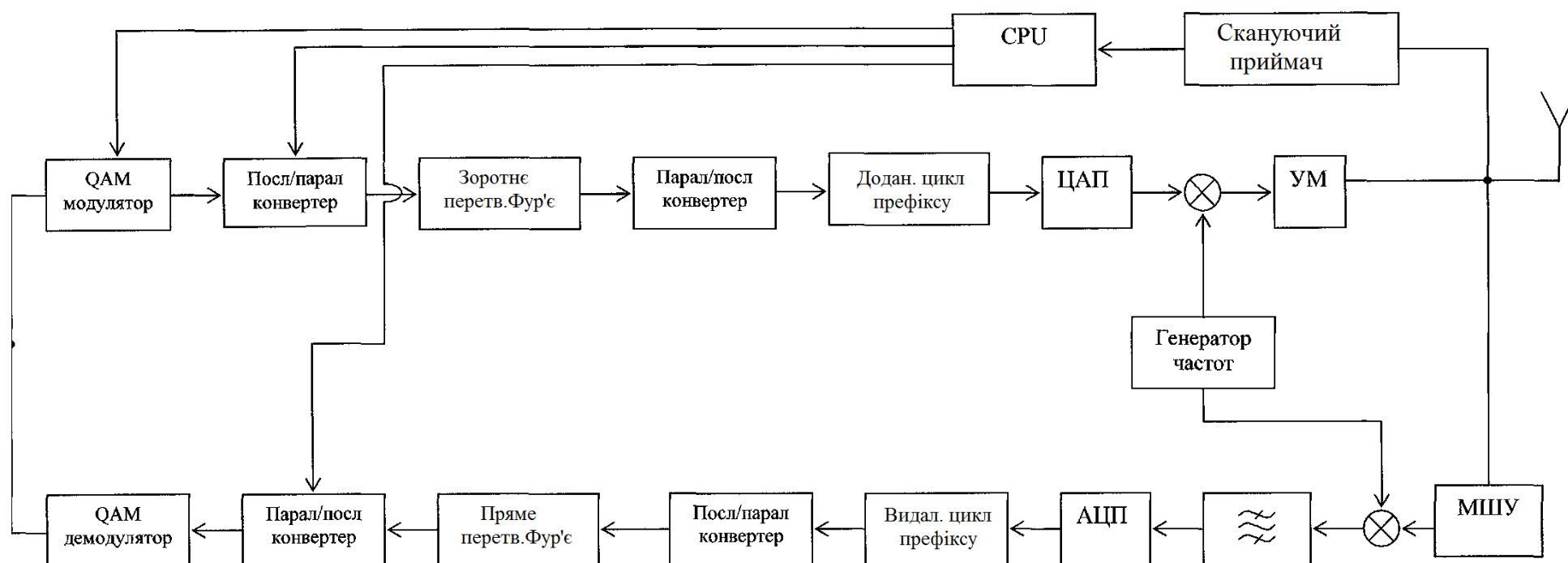


Рисунок 4.15 – Структурна схема базової станції мікростільникової мережі

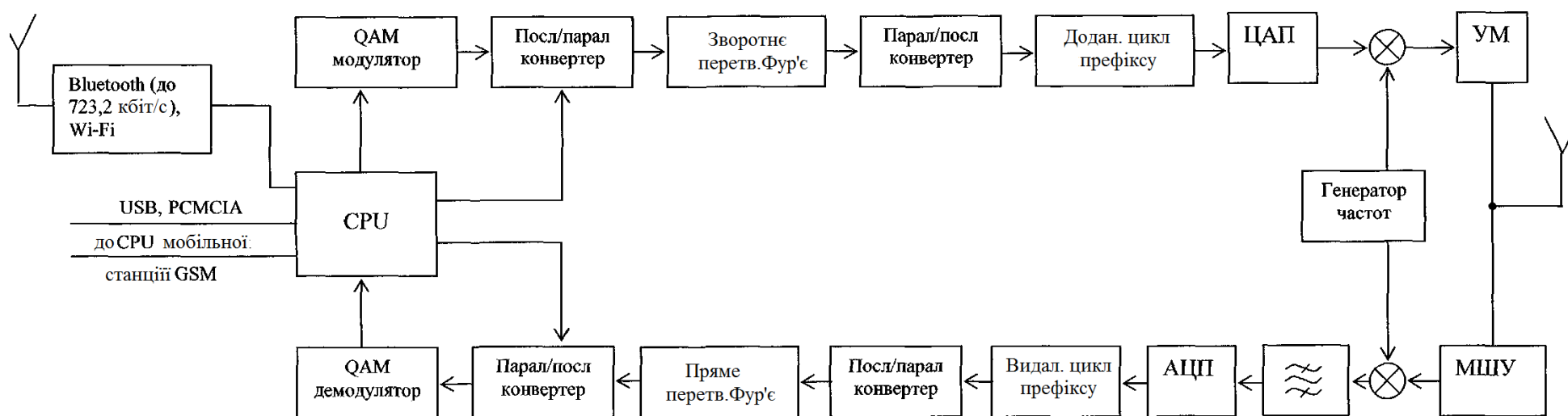


Рисунок 4.16 – Структурна схема абонентської станції мікросітільникової мережі

Таким чином, слід зауважити, що розроблений спосіб високошвидкісної передачі даних в мережах GSM на принципах «когнітивного радіо», при цьому у запропонованій взаємодоповнюючій мережі використовуються не зайняті на кожній конкретній території канали GSM. Запропоновано структурну схему суміщеної мережі.

Проведено оцінку швидкості передачі даних в доповнюючій мережі в залежності від коефіцієнта повторного використання частот, кількості використовуваних частот в стільнику (секторі) базової станції, кількості операторів стільникового зв'язку GSM. При цьому отримана оцінка швидкості передачі даних становить 32,5 Мбіт/с на сектор при стандартних параметрах мережі GSM ($K=7$, $N_4C=4$, 3 оператора зв'язку, використання GMSK модуляції).

Розроблено методи реалізації функції адаптації по спектру випромінюваних сигналів мікростільникової мережі передачі даних.

Запропоновано спосіб формування сигналу в каналі передачі даних на основі OFDM мультиплексування, що забезпечує безперешкоджаючу роботу базової мережі та мережі високошвидкісної передачі даних.

Розроблено алгоритми організації процесу передачі даних в мікростільниковій мережі передачі даних на «лінії вгору» і «лінії вниз».

Запропоновано узагальнені і структурні схеми базової та абонентської станції мікростільникової мережі передачі даних.

5 ОЦІНКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ МІКРОСТІЛЬНИКОВОЇ І МАКРОСТІЛЬНИКОВОЇ МЕРЕЖ СИСТЕМИ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ GSM

5.1 Оцінка електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж

Для забезпечення електромагнітної сумісності мікростільникової мережі і макростільникової мережі, на всій території дії GSM слід дотримуватися умови [50]:

$$P_{Мак} - P_{Мік} > Q, \quad (5.1)$$

де $P_{Мак}$ - потужність сигналу макростільникової мережі на вході приймача макростільникової мережі (дБ), $P_{Мік}$ - потужність сигналу мікростільникової мережі на вході приймача макростільникової мережі (дБ), Q - захисне відношення (дБ).

Потужність сигналу передавача на вході приймача в загальному випадку дорівнює [8-10,51]:

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРМ}} - L_{\text{АнтПРД}} - L_{\text{АнтПРМ}} - L_{\Sigma}, \quad (5.2)$$

де $P_{\text{ПРД}}$ - потужність передавача (дБ), $G_{\text{ПРД}}$ - коефіцієнт підсилення антени передавача (дБ), $G_{\text{ПРМ}}$ - коефіцієнт підсилення антени приймача (дБ), $L_{\text{АнтПРД}}, L_{\text{АнтПРМ}}$ - втрати в фідері передавальної і приймальної антени, відповідно (дБ), L_{Σ} - сумарне послаблення радіосигналу при поширенні (дБ).

Проведемо розрахунок для найгіршого випадку розташування абонентської станції щодо базової станції - на її максимальному видаленні, тобто на межі зони обслуговування БС. У стандарті GSM максимальний теоретичний радіус стільника становить 35 км виходячи з максимальної затримки в 233 мкс, що відпрацьовується системою синхронізації [21]. На практиці використовують стільники з радіусом до 20 км.

Розглянемо наступні сценарії взаємодії:

- 1) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з АС макростільникової мережі (рис. 5.1);
- 2) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з БС макростільникової мережі (рис. 5.2).

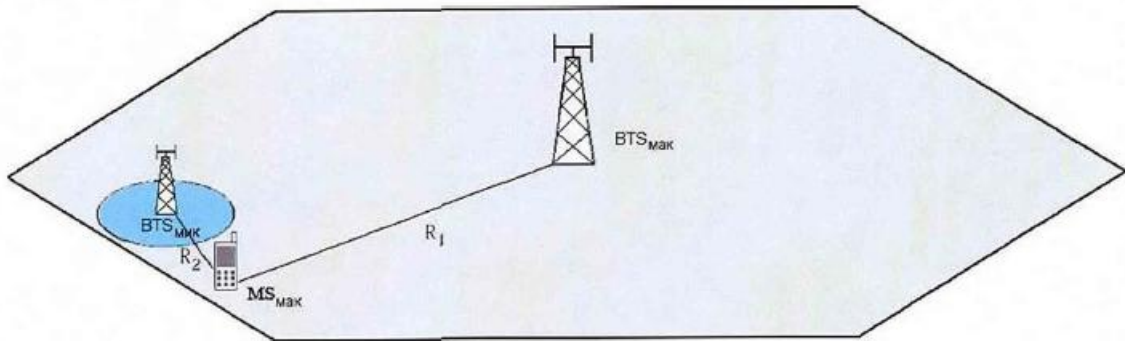


Рисунок 5.1 – Оцінка впливу передавача мікростільникової мережі на приймач абонентської станції макростільникової мережі

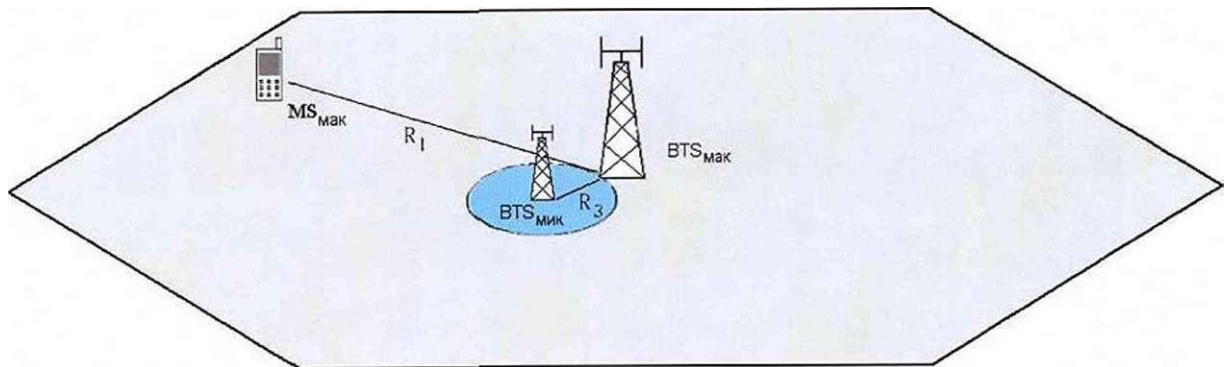


Рисунок 5.2 – Оцінка впливу передавача мікростільникової мережі на приймач базової станції макростільникової мережі

У першому випадку корисний сигнал випромінюється передавачем базової станції макростільникової мережі і надходить на вхід на приймач абонентської станції макростільникової мережі, для приймача абонентської станції макростільникової мережі сигнал базової станції мікростільникової мережі є перешкоджаючим.

У другому випадку корисний сигнал випромінюється передавачем абонентської станції макростільникової мережі і надходить на вхід приймача базової станції макростільникової мережі, для приймача базової станції макростільникової мережі перешкоджаючим є сигнал базової станції

мікростільникової мережі. Даний випадок є актуальним при використанні OFDM тільки на «лінії вниз».

Для першого сценарію потужність сигналу передавача БС макростільникової мережі на вході приймача АС макростільникової мережі (дБ) згідно (5.2) визначається співвідношенням:

$$P_{\text{вх Мак1}} = P_{\text{ПРД Мак БС}} + G_{\text{ПРД Мак БС}} + G_{\text{ПРМ Мак АС}} - L_{\text{АнтПРД Мак БС}} - L_{\text{АнтПРМ Мак АС}} - L_{\Sigma R1}, \quad (5.3)$$

де $P_{\text{ПРД Мак БС}}$ - потужність передавача базової станції макростільникової мережі, $G_{\text{ПРД Мак БС}}$ - коефіцієнт посилення антени передавача базової станції макростільникової мережі, $G_{\text{ПРМ Мак АС}}$ - коефіцієнт посилення антени приймача абонентської станції макростільникової мережі, $L_{\text{АнтПРД Мак БС}}$ - втрати в фідері передавальної антени базової станції макростільникової мережі, $L_{\text{АнтПРМ Мак АС}}$ - втрати в фідері приймальної антени абонентської станції макростільникової мережі, $L_{\Sigma R1}$ - сумарне послаблення радіосигналу при розповсюдженні на відстань R_1 .

Потужність сигналу передавача БС мікростільникової мережі на вході приймача АС макростільникової мережі (дБ):

$$P_{\text{вх Мік1}} = P_{\text{ПРД Мік БС}} + G_{\text{ПРД Мік БС}} + G_{\text{ПРМ Мак АС}} - L_{\text{АнтПРД Мік БС}} - L_{\text{АнтПРМ Мак АС}} - L_{\Sigma R2}, \quad (5.4)$$

де $P_{\text{ПРД Мік БС}}$ - потужність передавача базової станції мікростільникової мережі, $G_{\text{ПРД Мік БС}}$ - коефіцієнт посилення антени передавача базової станції мікростільникової мережі, $L_{\text{АнтПРД Мік БС}}$ - втрати в фідері передавальної антени базової станції мікростільникової мережі, $L_{\Sigma R2}$ - сумарне послаблення радіосигналу при розповсюдженні на відстань R_2 .

Для другого сценарію потужність сигналу передавача АС макростільникової мережі на вході приймача БС макростільникової мережі (дБ) має вигляд:

$$P_{\text{вх Мак2}} = P_{\text{ПРД Мак АС}} + G_{\text{ПРД Мак АС}} + G_{\text{ПРМ Мак БС}} - L_{\text{АнтПРД Мак АС}} - L_{\text{АнтПРМ Мак БС}} - L_{\Sigma R1}, \quad (5.5)$$

де $P_{\text{ПРД Мак АС}}$ - потужність передавача абонентської станції макростільникової мережі, $G_{\text{ПРД Мак АС}}$ - коефіцієнт посилення антени передавача абонентської станції макростільникової мережі, $G_{\text{ПРМ Мак БС}}$ - коефіцієнт посилення антени приймача базової станції макростільникової мережі, $L_{\text{АнтПРД Мак АС}}$ - втрати в фідері передавальної антени абонентської станції макростільникової мережі, $L_{\text{АнтПРМ Мак БС}}$ - втрати в фідері приймальної антени базової станції макростільникової мережі.

Потужність сигналу передавача БС мікростільникової мережі на вході приймача БС макростільникової мережі (дБ):

$$P_{\text{вх Мік2}} = P_{\text{ПРД Мік АС}} + G_{\text{ПРД Мік АС}} + G_{\text{ПРМ Мак БС}} - L_{\text{АнтПРД Мік АС}} - L_{\text{АнтПРМ Мак БС}} - L_{\Sigma R3}, \quad (5.6)$$

де $L_{\Sigma R3}$ - сумарне послаблення радіосигналу при розповсюдженні на відстань R_3 .

Передбачається, що застосування мікростільникової мережі відбуватиметься в місцях з високою інтенсивністю трафіку в умовах міської забудови. Для розрахунку сумарного послаблення радіосигналу макростільникової мережі на трасі поширення при таких умовах скористаємося моделлю Окамури-Хата. Застосування моделі Окамури-Хата виправдано з наступних причин:

- модель медіанних втрат на трасах стільникового зв'язку Окамури-Хата відображена в Рекомендаціях і повідомленнях Міжнародного консультативного

комітету по радіозв'язку і покладена в основу стандартної моделі COST 231 Хата, рекомендованої ETSI [52];

- розраховані за моделлю Окамури-Хата і експериментально отримані значення рівнів сигналів досить добре збігаються [5,53].

Дана модель дозволяє отримувати досить точні значення медіанних втрат на трасах стільникового зв'язку при наступних обмеженнях:

- частота сигналу $f = 100 \dots 1500$ МГц;
- дальність зв'язку $R_1 = 1 \dots 20$ км;
- висота підйому антени базової станції $h_{BC} = 30 \dots 200$ м;
- висота підйому антени абонентської станції $h_{AC} = 1 \dots 10$ м.

При цьому в моделі застосовується досить зручна класифікація типів місцевості:

- *великі міста*. Дана зона характеризується щільною забудовою з великим числом висотних будівель і промислових підприємств. Інтенсивний рух автотранспорту в будь-який час доби;

- *невеликі і середні міста*. Щільно населена зона з великим числом будівель, що включають окремі висотні будівлі. Дорожній рух досить інтенсивний і залежить від часу доби;

- *передмістя*. Велике число переважно малоповерхових будівель. Помірний рух автотранспорту;

- *сільська (відкрита) місцевість*. Незабудована місцевість (відкритий простір) або місцевість з невеликими віддаленими групами будівель.

Сумарне послаблення радіосигналу для різних типів місцевості має вигляд [54].

Для великого міста:

$$L_{\Sigma M} = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_{BC}) - A(h_{AC}) + (44,9 - 6,5 \lg(h_{BC})) \lg(R_1), \quad (5.7)$$

де $A(h_{AC})$ - поправочний коефіцієнт, що враховує вплив висоти антени абонентської станції.

Для невеликих і середніх міст:

$$A(h_{AC}) = (1,1 \lg(f) - 0,7) h_{AC} - (1,56 \lg(f) - 0,8). \quad (5.8)$$

Для великих міст:

$$A(h_{AC}) = 3,2 \lg(11,75 h_{AC}^2 - 4,97), \text{ при } f \geq 400 \text{ МГц} \quad (5.9)$$

Для приміської зони сумарне послаблення радіосигналу одно:

$$L_{\Sigma ПЗ} = L_{\Sigma М} - 2 \left[\lg(f / 28)^2 \right] - 5,4. \quad (5.10)$$

Для сільської місцевості сумарне послаблення радіосигналу дорівнює:

$$L_{\Sigma СМ} = L_{\Sigma М} - 4,78(\lg(f))^2 + 19,33 \lg(f) - 40,94. \quad (5.11)$$

У формулах моделі Окамури-Хата (4.3)...(4.7) дані підставляються в наступних величинах: f - МГц, R_1 - км, h_{AC}, h_{BC} - м.

Так як для оцінки максимального впливу на макростільникову мережу передавач мікростільникової мережі знаходиться в безпосередній близькості до приймача макростільникової мережі, то для обчислення сумарного послаблення радіосигналу при розповсюдженні L_{Σ} з метою визначення потужності сигналу мікростільникової мережі на вході приймача макростільникової мережі за формулами (3.4), (3.6) не можна скористатися вищеописаною моделлю Окамури-Хата (дана модель призначена для відстаней між приймачем і передавачем більше 1 км).

Для розрахунку ослаблення радіосигналу при розповсюдженні на малих відстанях застосовується модель COST 231-Уолфіш-Ікегамі (Walfish- Ikegami), розроблена в рамках проекту COST (Cooperation for Scientific and Technical Research) Європейського Союзу. Дана модель використовується при виконанні наступних обмежень [55]:

- частота сигналу $f = 800 \dots 2000$ МГц;
- дальність зв'язку $R_2, R_3 = 0,02 \dots 5$ км;
- висота підйому антени базової станції $h_{BC} = 4 \dots 50$ м;

- висота підйому антени абонентської станції $h_{AC} = 1...3$ м.

Модель заснована на вимірах, виконаних в Стокгольмі. Вона схвалена Сектором радіозв'язку Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ-R) і включена до Звіту 567-4. Результат оцінки втрат при поширенні радіохвиль за допомогою моделі COST 231-Уолфіш-Ікегамі досить добре узгоджується з виміряним в разі розміщення антени базової станції вище рівня дахів навколишніх будівель.

У зазначеній моделі виділяють випадки поширення радіохвиль при прямій видимості між антенами передавача і приймача (LOS) і при відсутності прямої видимості (NLOS). Так як розглядається найгірший випадок впливу на макростільникову мережу (мінімальне відношення сигнал/перешкода на вході приймача макростільникової мережі), то скористаємося виразом для прямої видимості між антенами передавача і приймача:

$$L_{\Sigma LOS} = 42,6 + 26 \lg(R_{\Pi}) + 20 \lg(f), \quad (5.12)$$

де R_{Π} - похила дальність між антенами передавача і приймача, км (рис. 5.3), визначена за формулами (5.13) і (5.14) для двох сценаріїв взаємодії макростільникової і мікростільникової мереж (рис. 5.1, рис. 5.2), f - частота сигналу, МГц.

$$R_{\Pi_1} = \sqrt{(h_{\text{Мік_БС}} - h_{\text{Мак_БС}})^2 + R_2^2}. \quad (5.13)$$

$$R_{\Pi_2} = \sqrt{(h_{\text{Мак_БС}} - h_{\text{Мік_БС}})^2 + R_3^2}. \quad (5.14)$$

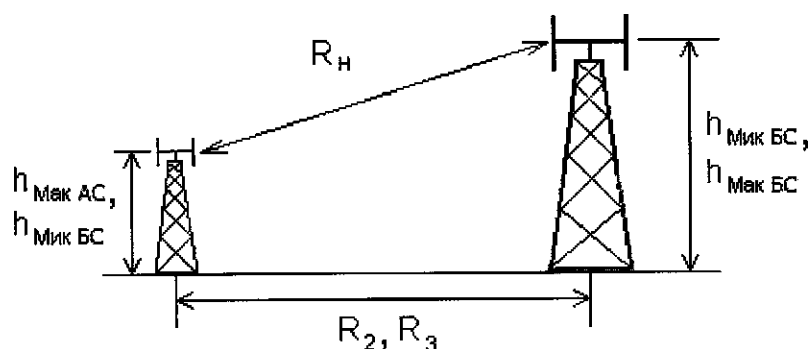


Рисунок 5.3 – Визначення похилої відстані між антенами передавача і приймача для двох сценаріїв взаємодії макростільникової і мікростільникової мереж

Підставивши (5.7) в (5.3) і (5.5), вираз (5.11) в (5.4) і (5.6), не складно отримати обмеження по максимальній потужності базової станції мікростільникової мережі, при якій не виявляється неприпустимий перешкоджаючий вплив на приймач макростільникової мережі для обох сценаріїв взаємодії мікростільникової і макростільникової мереж.

Для першого сценарію впливу на макростільникову мережу:

$$P_{ПРД\text{ Мік }БС1} \leq P_{ПРД\text{ Мак }БС} + G_{ПРД\text{ Мак }БС} - L_{АнтПРД\text{ Мак }БС} - L_{\Sigma} - G_{ПРД\text{ Мік }} + L_{АнтПРД\text{ Мік }} - L_{\Sigma\text{ LOS1}} - Q, \quad (5.15)$$

де $L_{\Sigma\text{ LOS1}}$ - сумарне послаблення радіосигналу при розповсюдженні між базовою станцією мікростільникової мережі і абонентською станцією макростільникової мережі в першому сценарії.

Для другого сценарію впливу на макростільникову мережу:

$$P_{ПРД\text{ Мік }БС2} \leq P_{ПРД\text{ Мак }АС} + G_{ПРД\text{ Мак }АС} - L_{АнтПРД\text{ Мак }АС} - L_{\Sigma} - G_{ПРД\text{ Мак }} + L_{АнтПРД\text{ Мак }} - L_{\Sigma\text{ LOS2}} - Q, \quad (5.16)$$

де $L_{\Sigma\text{ LOS2}}$ - сумарне послаблення радіосигналу при розповсюдженні між базовою станцією мікростільникової мережі і базовою станцією макростільникової мережі у другому сценарії.

Визначимо максимально допустиму потужність передавача базової станції мікростільникової мережі.

Для розрахунків за формулами (5.1) - (5.16) будемо використовувати наступні значення параметрів обладнання GSM [56, 57]:

$$P_{ПРД\text{ Мак }БС} = 20\text{ Вт} = 13\text{ дБВт};$$

$$P_{ПРД\text{ Мак }АС} = 2\text{ Вт} = 3\text{ дБВт};$$

$$G_{ПРД\text{ Мак }БС} = G_{ПРМ\text{ Мак }БС} = 15\text{ дБ};$$

$$G_{ПРД\text{ Мак }АС} = G_{ПРМ\text{ Мак }АС} = 0\text{ дБ};$$

$$L_{АнтПРД\text{ Мак }БС} = L_{АнтПРМ\text{ Мак }БС} = 3\text{ дБ};$$

$$L_{АнтПРД\text{ Мак }АС} = L_{АнтПРМ\text{ Мак }АС} = 0\text{ дБ};$$

$$R_1 = 20 \text{ км};$$

$$f = 900 \text{ МГц};$$

$$h_{BC} = h_{Мак BC} = 50 \text{ м};$$

$$h_{AC} = h_{Мак AC} = 1,5 \text{ м};$$

$$Q_{GSM} = 12 \text{ дБ}; \quad Q_{GPRS(CS-4)} = 19 \text{ дБ}; \quad Q_{EDGE(MCS-9)} = 30 \text{ дБ}.$$

Невелике, або середнє місто.

Параметри мікростільникової мережі:

$$G_{ПРД Мік} = 5 \text{ дБ};$$

$$L_{АнтПРД Мік} = 1 \text{ дБ};$$

$$h_{Мік BC} = 30 \text{ м}.$$

Залежність максимально допустимої потужності передавача базової станції мікростільникової мережі (дБВт) від відстані між ним і абонентською станцією макростільникової мережі (рис 5.4) має вигляд:

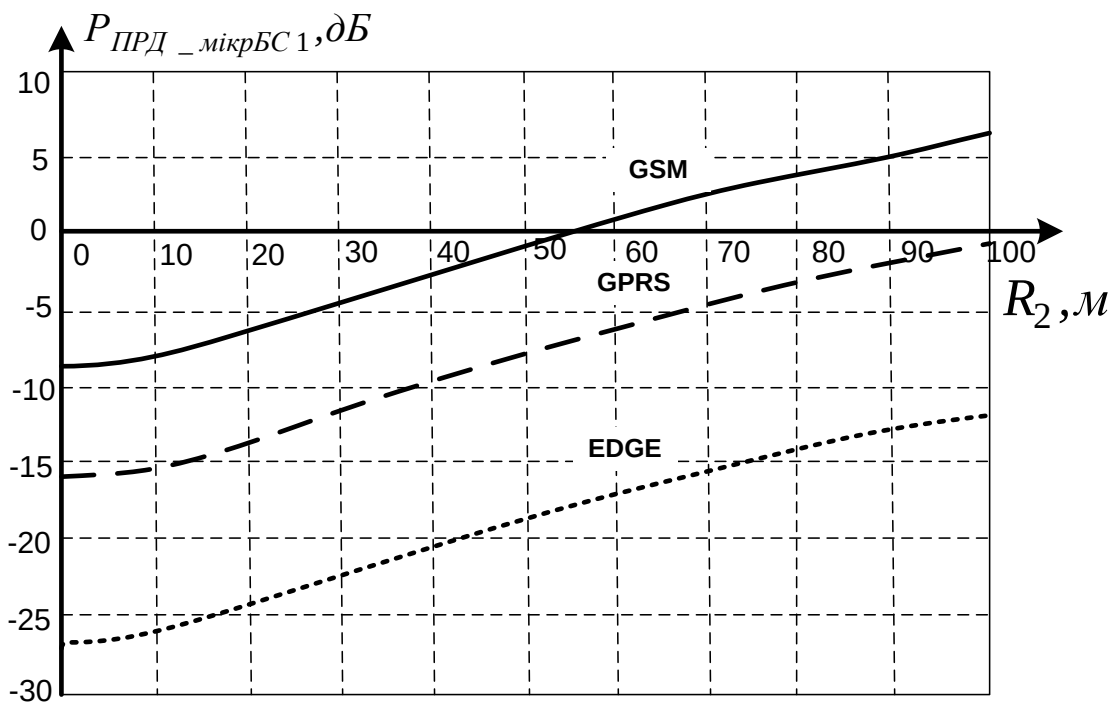


Рисунок 5.4 – Залежність максимальної потужності БС мікростільникової мережі (дБВт) від відстані до АС макростільникової мережі

Залежність максимально допустимої потужності передавача базової станції мікростільникової мережі (дБВт) від відстані між ним і базовою станцією макростільникової мережі (рис 5.5) має вигляд:

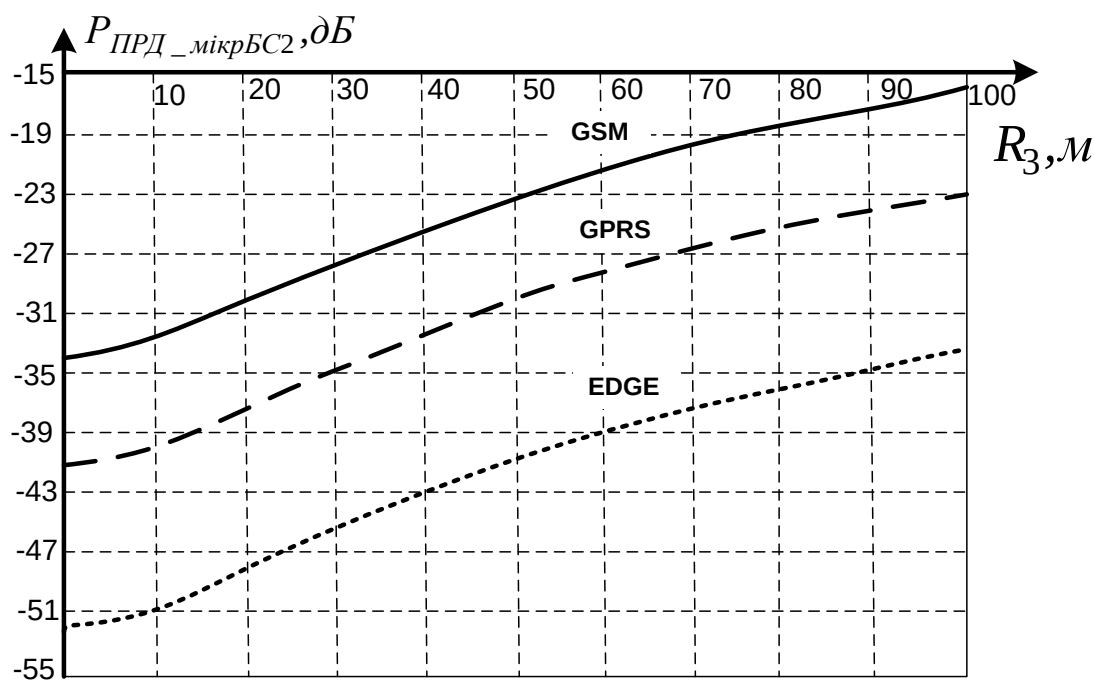


Рисунок 5.5 – Залежність максимальної потужності БС мікростільникової мережі (дБВт) від відстані до БС макростільникової мережі

Як видно з представлених графіків, більший вплив БС мікростільникової мережі на мережу GSM відбувається при другому сценарії впливу на макростільникову мережу. Таким чином, при оцінці електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж досить провести розрахунок для пари БС мікростільникової мережі - БС макростільникової мережі, при цьому для пари БС мікростільникової мережі - АС макростільникової мережі виконуватиметься вимога (5.1).

Виходячи із заданої різниці висот антен БС мікростільникової мережі і БС макростільникової мережі, мінімально можлива відстань між ними становить 20 метрів. При цій відстані максимальна потужність сигналу БС мікростільникової мережі, яка припадає на один частотний канал GSM шириною 200 кГц, для голосового режиму GSM, GPRS і EDGE становить відповідно:

$$P_{OFDM\ GSM} = -31_{дБ}; P_{OFDM\ GPRS} = -38_{дБ}; P_{OFDM\ EDGE} = -49_{дБ}. \quad (3.17)$$

5.2 Аналіз залежності допустимої потужності БС мікросістемної мережі від частотного розносу між робочими частотами мікросістемної і макросістемної мереж

Так як основною умовою роботи мікросістемної мережі є неспричинення перешкод макросістемної мережі, між робочими частотами даних мереж існує частотний рознос. Взаємний вплив мереж друг на друга виявляється позасмуговим випромінюванням.

Кількість енергії, що припадає на задану смугу радіочастот, можна визначити за допомогою рівності Парсеваля [58]:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\Omega)^2 d\Omega \quad (5.18)$$

Випромінюваний сигнал OFDM в загальному випадку складається з суми прямокутних імпульсів. Енергія прямокутного імпульсу з амплітудою A і тривалістю t_i в смузі $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$:

$$\begin{aligned} E_{\Delta\Omega} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} S(\Omega)^2 d\Omega = A^2 t_i^2 \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{\sin^2(\Omega t_i / 2)}{(\Omega t_i / 2)^2} d\Omega = \\ &= E t_i \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{\sin^2(\Omega t_i / 2)}{(\Omega t_i / 2)^2} d\Omega, \end{aligned} \quad (5.19)$$

де E - повна енергія імпульсу.

Таким чином, відносна частка енергії імпульсу в смузі частот $\Delta\Omega$ визначається за формулою:

$$\eta_{\Delta\Omega} = E t_i \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{\sin^2(\Omega t_i / 2)}{(\Omega t_i / 2)^2} d\Omega, \quad (5.20)$$

Так як спектр сигналу OFDM складається з суми спектрів прямокутних імпульсів з відстанню між ними $1/t_i$ (рис. 2.8), то відносна частка енергії сигналу

OFDM, яка припадає на один частотний канал GSM шириною 200 кГц, розташований на Δf Гц від найближчої несучої OFDM (рис. 5.6) має вигляд:

$$\eta_{OFDM} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left[\frac{\tau_i}{2\pi} \int_{2\pi(\frac{m}{\tau_i} + \Delta f \cdot 10^3)}^{2\pi(\frac{m}{\tau_i} + (200 + \Delta f) \cdot 10^3)} \frac{\sin^2(\Omega \tau_i / 2)}{(\Omega \tau_i / 2)^2} d\Omega \right], \quad (5.21)$$

де N - число піднесучих в сигналі OFDM

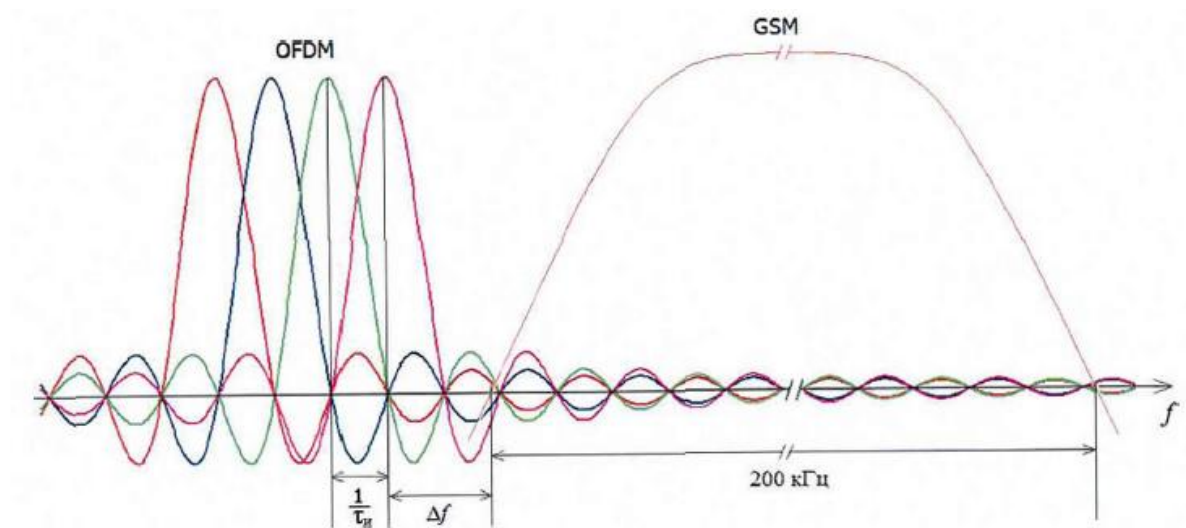


Рисунок 5.6 – Взаємне розташування сигналів мікростільникової і макростільникової мереж

Обчислення інтеграла в вираженні (5.21) виконувалося програмними засобами за допомогою системи автоматизованого проектування MathCad.

Як приклад, залежність відносної енергії сигналу OFDM, що припадає на один частотний канал GSM, від частотного рознесення сигналів GSM і OFDM $\eta_{OFDM}(\Delta f)$ в разі 10 піднесучих OFDM і відстані між ними 40 кГц має вигляд:

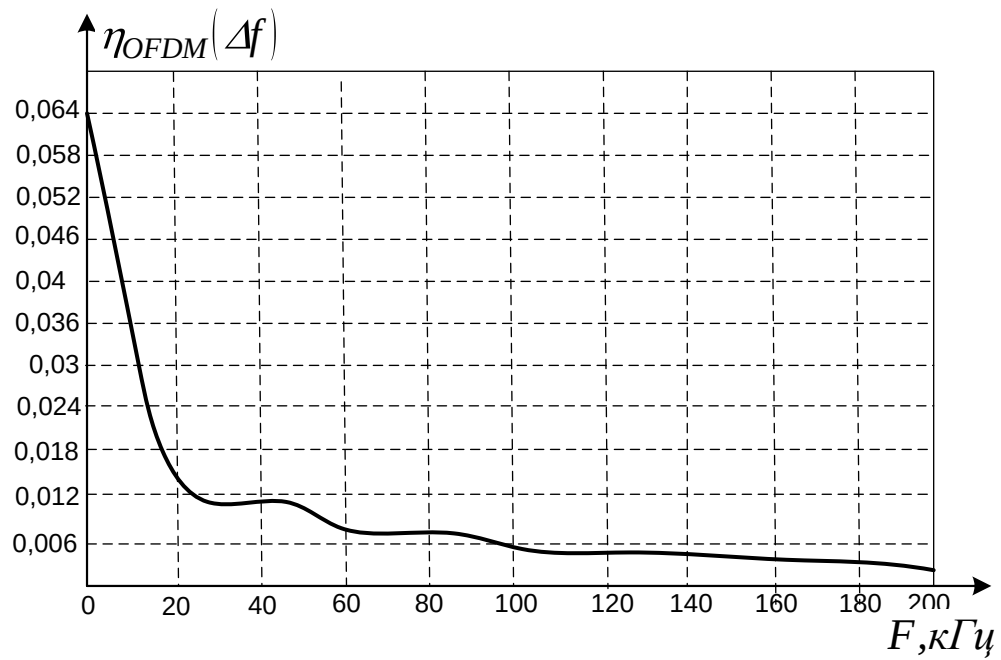


Рисунок 5.7 – Залежність $\eta_{OFDM}(\Delta f)$

Характерний фрагмент цієї залежності:

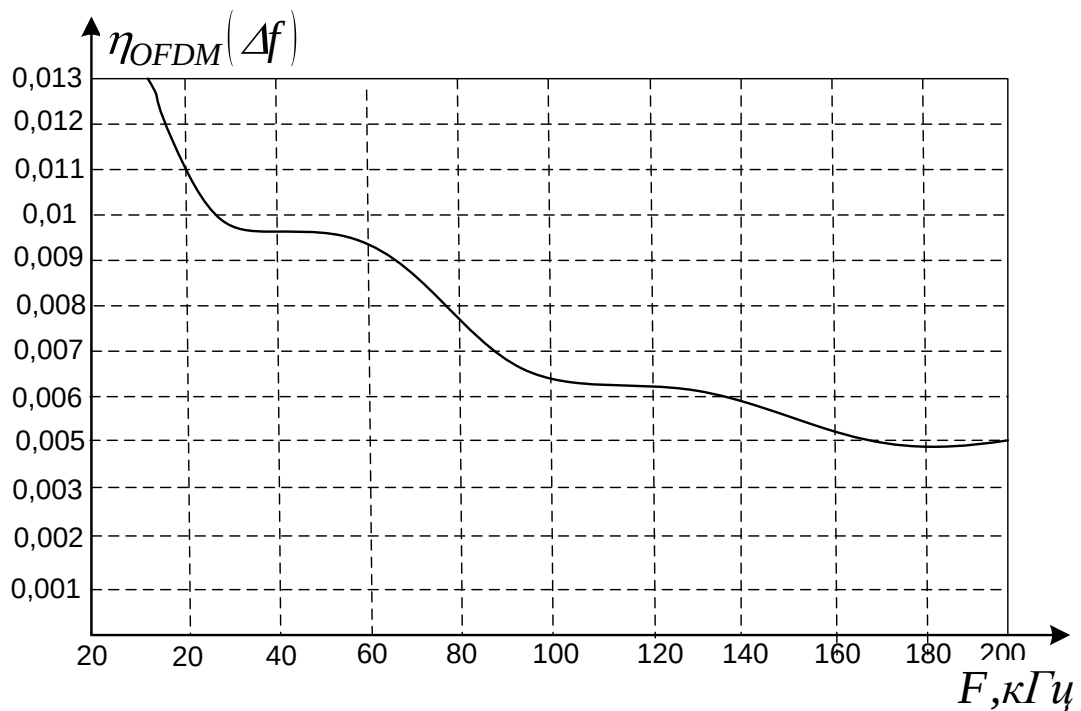


Рисунок 5.8 – Фрагмент залежності $\eta_{OFDM}(\Delta f)$

Знаючи максимальну потужність сигналу БС мікросітільникової мережі, що припадає на один частотний канал GSM (3.17), а також відносну частку енергії сигналу OFDM, що припадає на один частотний канал GSM (3.21) (при цьому

варто врахувати можливе розташування сигналу мікростільникової мережі з протилежного боку каналу GSM), не складно отримати максимальну потужність базової станції мікростільникової мережі, при якій виконується умова електромагнітної сумісності мікростільникової і макростільникової мереж:

$$P_{\text{ПРД Мик БС}} = P_{\text{OFDM GSM}} - 10\log(\eta_{\text{OFDM}}), \quad (5.22)$$

Для першого сценарію залежність максимальної потужності базової станції мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу має вигляд:

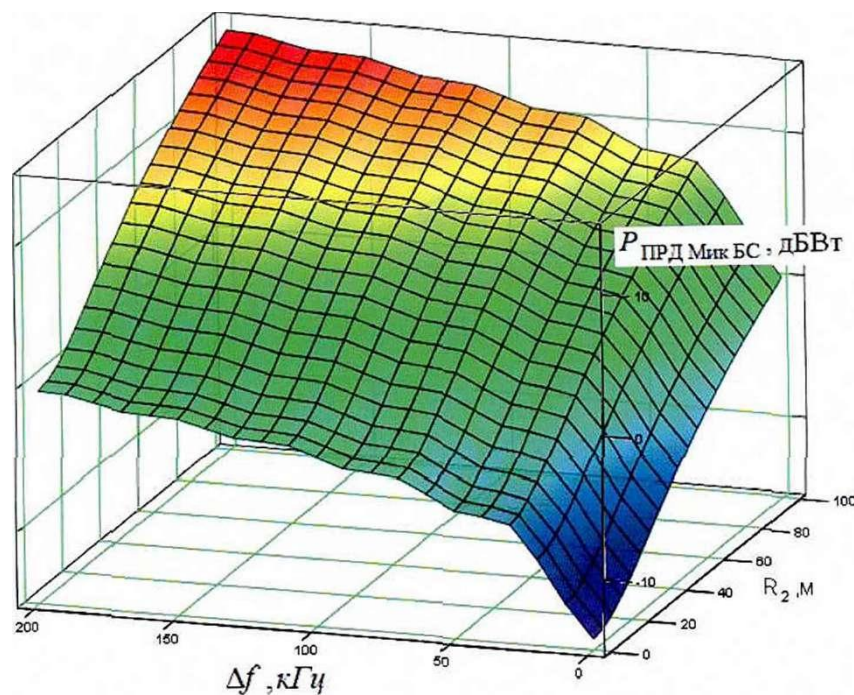


Рисунок 5.9 – Залежність максимальної потужності базової станції мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу для сценарію 1

Для другого сценарію залежність максимальної потужності базової станції мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу має вигляд:

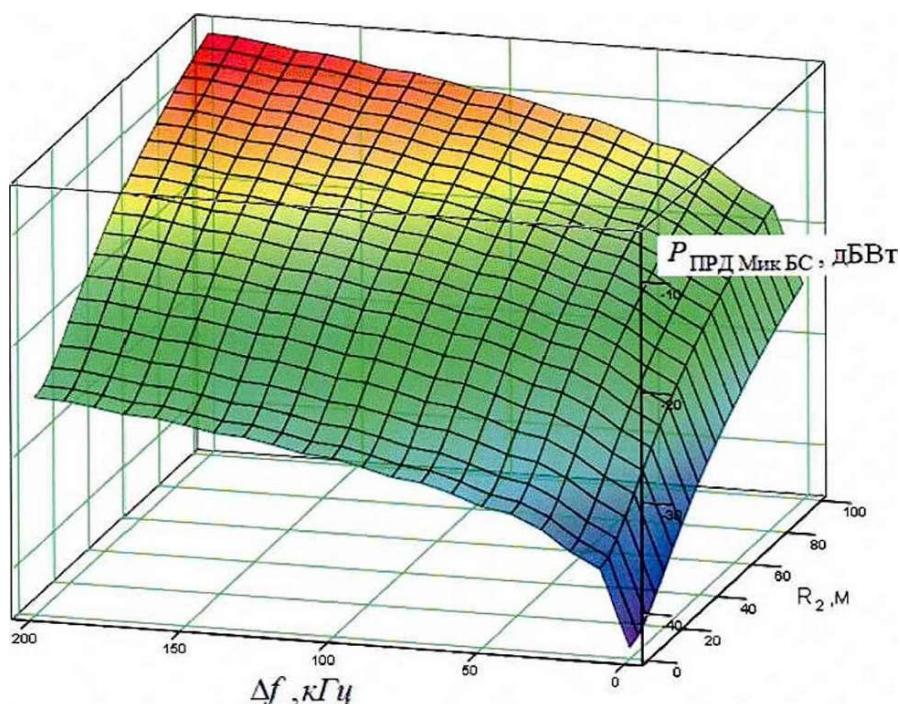


Рисунок 5.10 – Залежність максимальної потужності базової станції мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу для сценарію 2

Таким чином, розроблені питання електромагнітної сумісності мережі GSM і запропонованої мікростільникової мережі за умови нестворення завад мережі GSM. Розглянуто різні сценарії перешкоджаючого впливу. Показано, що більший вплив БС мікростільникової мережі на мережу GSM відбувається при сценарії впливу на макростільникову мережу, представленою на рис. 5.2. Тако ж проведено аналіз залежності допустимої потужності БС мікростільникової мережі від частотного розносу між робочими частотами мікростільникової і макростільникової мереж.

6 МЕТОДИ ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ КОГНІТИВНОЇ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ З ВИСОКОЮ ШВИДКІСТЮ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ GSM

6.1 Специфікація параметрів OFDM-модуляції в радіоканалі передачі даних

Визначимо параметри OFDM-мультиплексованого сигналу. При виборі параметрів OFDM-мультиплексування потрібно врахувати з одного боку захищеність системи від міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні сигналу, а з іншого - доплеровській зсув частоти при русі приймача.

В першу чергу необхідно розрахувати параметри OFDM-символу. Тривалість символу OFDM (T_s) складається з інформаційної частини (T) і захисного часового інтервалу (T_g) [59], рис. 6.1. Захисний інтервал служить для остаточного усунення міжсимвольної інтерференції.

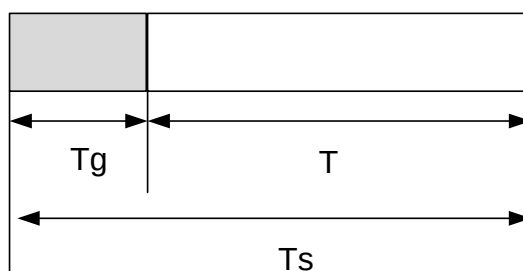


Рисунок 6.1 – Часовий склад OFDM-символу

Виходячи з середньоквадратичного розкиду по затримці в каналі σ_τ , вибирається тривалість захисного інтервалу T_g : захисний інтервал повинен бути більше в 2-4 рази розкиду по затримці в каналі. При цьому чим вище розмірність модуляції m (в разі застосування mQAM), тим більше значення множника потрібно використовувати, оскільки такий сигнал більш чутливий до міжсимвольної інтерференції.

Після вибору захисного інтервалу можна визначити тривалість OFDM-символу T_s . Чим меншу частку інтервалу T_s складає тривалість захисного інтервалу T_g тим менше енергетичні втрати. Однак тривалість T_s не може бути

занадто великою, так як число піднесучих коливань стає занадто великим, і частотні інтервали між ними занадто малими. Зростає чутливість системи до відхилень частоти в приймачі внаслідок ефекту Доплера і до флуктуацій фази. Зростає також пік-фактор OFDM-сигналу. Останнє ускладнює забезпечення лінійного режиму потужних підсилювачів передавача. Практична рекомендація по вибору тривалості T_s символу може бути сформульована таким чином: якщо допустити енергетичні втрати не більше 1 дБ, то тривалість символу повинна бути більше захисного інтервалу в чотири-п'ять разів.

Отже, тривалість основного інтервалу інтегрування OFDM-символу в приймачі $T = T_s - T_g$, а частотний інтервал між сусідніми піднесучими коливаннями $\Delta f = 1/T$ [60].

Максимальний доплеровський зсув частоти (Гц) визначається за формулою:

$$\Delta f_{\text{доплер}} = f_{\text{max}} \cdot \frac{v_{\text{max}}}{c}, \quad (6.1)$$

де f_{max} - максимальна частота несучої (Гц); v_{max} - максимальна швидкість руху приймача (м/с); c - швидкість світла (м/с).

Таким чином, при $f_{\text{max}} = 1880$ МГц і $v_{\text{max}} = 150$ км/ч, $\Delta f_{\text{доплер}} = 261$ Гц. У зв'язку з тим, що напрямок руху приймача може бути як до джерела сигналу, так і від нього, відстань між сусідніми піднесучими спектра OFDM-сигналу має бути більше $2\Delta f_{\text{доплер}} = 522$ Гц. Дане значення визначає нижню межу для відстані між сусідніми піднесучими, а також верхню межу тривалості корисної частини OFDM-символу, що дорівнює:

$$T \leq \frac{1}{2\Delta f_{\text{доплер}}}. \quad (6.2)$$

Остаточно отримуємо:

$$\frac{1}{2\Delta f_{\text{доплер}}} \geq T \geq 4 \cdot \sigma_\tau. \quad (6.3)$$

За результатами експериментальних вимірювань середньоквадратичного розкиду по затримці в каналі σ_τ при різних умовах поширення наведених в таблиці 5.1 [61], знаходимо, що в умовах передмістя, яке характеризується невисокою щільністю забудови, для діапазону 900 МГц середній найгірший випадок середньоквадратичного розкиду по затримці σ_τ знаходиться в межах 1960-2110 нс. Розрахунок будемо вести для $\sigma_\tau=2110$ нс. При цьому також забезпечується працездатність системи і всередині будівель, де максимальна величина середньоквадратичного розкиду по затримці дорівнює 270 нс.

Тривалість захисного інтервалу $T_z = 4\sigma_\tau = 8,44$ мкс. Тривалість OFDM-символу $T_c = 4T_z = 33,76$ мкс. Тривалість основного інтервалу інтегрування OFDM-символу в приймачі $E = T_c - T_z = 25,32$ мкс. Відстань між сусідніми піднесучими коливаннями $\Delta f = 1/T = 39,5$ кГц.

Таблиця 6.1 – Результати експериментальних вимірювань середньоквадратичного розкиду по затримці в каналі σ_τ при різних умовах поширення

Умови вимірювання	Частота, МГц	Розсіювання затримки $<_{\Gamma_T}$, не	Примітка
Місто	910	Середнє значення 1300 Середньоквадратичне відхилення 600 Максимальне значення 3500	м. Нью-Йорк
	892	10000-25000	м.Сан-Франциско (найгірші випадки)
Передмістя	910	200-310	Середній типовий випадок
	910	1960-2110	Середній найгірший випадок
Усередині будівлі	850	Максимальне значення 270	Офіс компанії
	1900	Середнє значення 70-94 Максимальне значення 1470	м. Сан-Франциско

6.2 Використання фізичного рівня технології LTE в мікросітковій мережі передачі даних системи мобільного зв'язку GSM

Для практичної реалізації запропонованого способу передачі даних в рамках мережі GSM доцільно використовувати вже розроблені технічні рішення, засновані на технології OFDM, що використовуються в сучасних стандартах зв'язку.

В даний час найбільш перспективним стандартом рухомого зв'язку є LTE (Long Term Evolution) [62–68]. Цей стандарт відрізняють висока спектральна ефективність, високі швидкості передачі даних на «лінії вгору» і «лінії вниз», можливість використання різної ширини каналу, низькі затримки при передачі даних.

Смуги радіочастот 880-915 МГц, 925-960 МГц, 1710-1785 МГц, 1805-1880 МГц що використовуються GSM, визначені в технічних специфікаціях партнерського проекту 3GPP і ETSI для можливого застосування мереж LTE [69,70]. Однак застосування мереж LTE в діапазонах GSM означає заміщення діючої мережі GSM новою системою зв'язку. Разом з тим існуючі мережі GSM повністю задовольняють вимогам користувачів по передачі мови, мають глобальне покриття та сотні мільйонів абонентів по всьому світу.

За допомогою способу запропонованого в даній атестаційній роботі стає можливим використовувати переваги технології LTE паралельно з діючими мережами GSM.

Радіоінтерфейс LTE заснований на застосуванні OFDM [71, 72]. Відстань між піднесучою в OFDM сигналі становить 15 кГц. Ширина радіоканалу може становити 1,4 МГц, 3 МГц, 5 МГц, 10 МГц, 15 МГц або 20 МГц.

Види модуляції, які використовуються при модуляції піднесучих - QPSK, 16-QAM або 64-QAM.

Дуплексне розділення каналів може бути як частотним (FDD), так і часовим (TDD). Однак, застосування FDD більш ефективно в плані використання радіочастотного ресурсу, так як при цьому менше накладних витрат при передачі даних (службових полів, захисних інтервалів і т.п.). Враховуючи, що в GSM також використовується FDD і в разі наявності вільного каналу для передачі даних в мікросітковій мережі будуть доступні і прямий і зворотний канали GSM, подальше опис системи LTE буде проводитися для FDD.

Радіообмін між базовою і абонентською станціями відбувається на основі циклічно повторюваних кадрів. Тривалість одного кадру становить 10 мс. Кожен кадр складається з 20 слотів тривалістю 0,5 мс. Два суміжних слота утворюють субкадр (рис. 6.2).

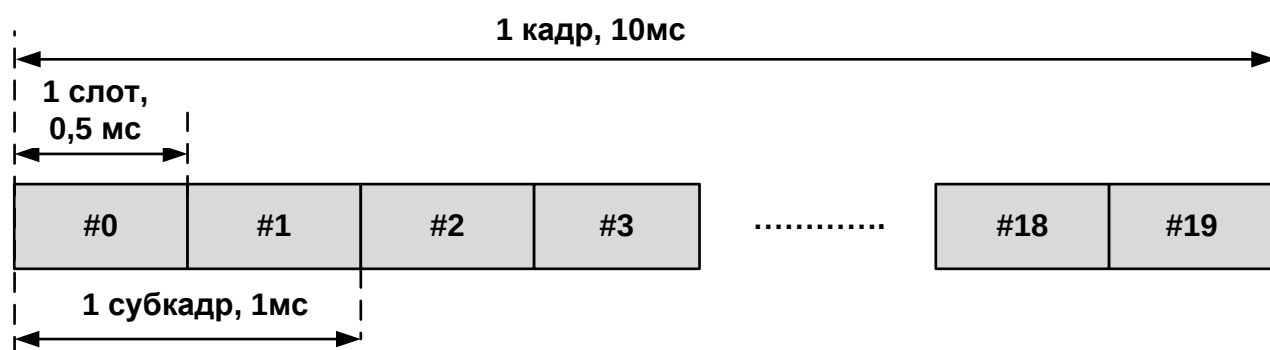


Рисунок 6.2 – Структура кадру LTE

Кожній абонентській станції в кожному слоті виділяється свій діапазон каналних ресурсів в частотно-часовій області (рис.6.3) - ресурсна сітка. Кожній піднесучій в частотній області відповідає своя комірка ресурсної сітки, яка називається ресурсним елементом.

Кілька ресурсних елементів об'єднуються в ресурсний блок - мінімальну інформаційну одиницю в каналі. При цьому це мінімальний ресурс, що виділяється абонентській станції планувальником базової станції. Про розподіл ресурсів в кожному слоті базова станція повідомляє в спеціальному керуючому каналі. Ресурсний блок утворюється з 12 піднесучих і 6 або 7 OFDM-символів, в залежності від довжини захисного інтервалу (так як захисний інтервал формується шляхом додавання в початок кожного OFDM символу частини його закінчення, то в специфікаціях LTE його називають циклічним префіксом). Можливі два варіанти циклічного префікса: стандартний, тривалістю 5,2 мкс для першого символу слота і 4,7 мс для інших 6 символів, і розширений тривалістю 16,7 мкс. Вибір тривалості циклічного префікса залежить від затримок в каналі поширення. Стандартний циклічний префікс дозволяє компенсувати різницю в 1,4 км шляху між прямим і відображеним сигналом.

Залежно від ширини радіоканалу LTE на лініях вгору і вниз, на ресурсній сітці розташовується від 6 до 110 ресурсних блоків.

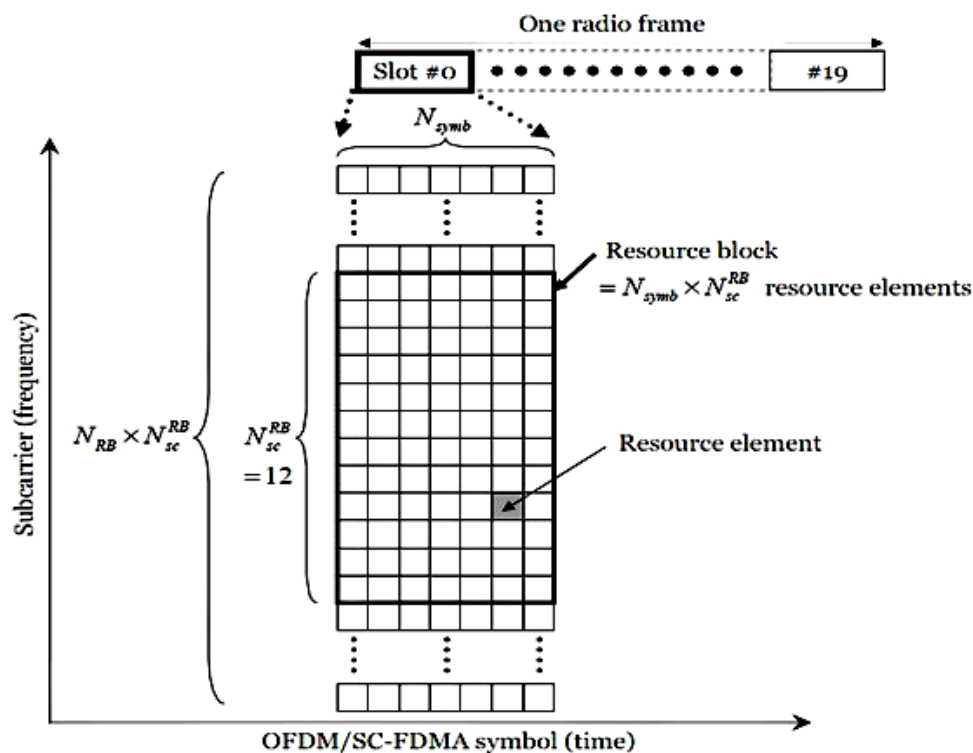


Рисунок 6.3 – Ресурсна сітка LTE

Для синхронізації і оцінки зсуву несучої в кожен ресурсний блок входять опорні і синхронізуючі сигнали. У стандарті визначені наступні типи опорних сигналів: опорний сигнал з інформацією про осередок (Cell-specific); сигнал, що відноситься до конкретної абонентської станції; сигнал, що використовується для мультимедійного широковещательного сервісу в разі одночастотної мережі.

Опорні сигнали використовуються для безпосереднього визначення умов в каналі передачі, так як приймальній станції заздалегідь відомі розташування в блоці, а також форма опорного сигналу. Вимірявши їх, можна розрахувати відгук каналу і відновити вихідну форму інших піднесучих.

Опорний сигнал інформацією про комірку присутній в кожному субкадрі «лінії вниз». Його форма визначається за допомогою псевдовипадкової послідовності Голда, яка є окремим випадком m -послідовності, при ініціалізації якої використовується ідентифікаційний номер комірки БС (Cell ID). Даний опорний сигнал рівномірно розподілений по ресурсним елементам (рис. 6.4). При цьому, в разі стандартної довжини циклічного префікса він транслюється в 0-м і 4-м OFDM-символі, а при розширеному циклічному префіксі - під час 0-го і 3-го OFDM-символу. У частотній області опорні сигнали передаються через кожні шість піднесучих, при цьому зрушення визначається ідентифікатором комірки, узятим по модулю 6.

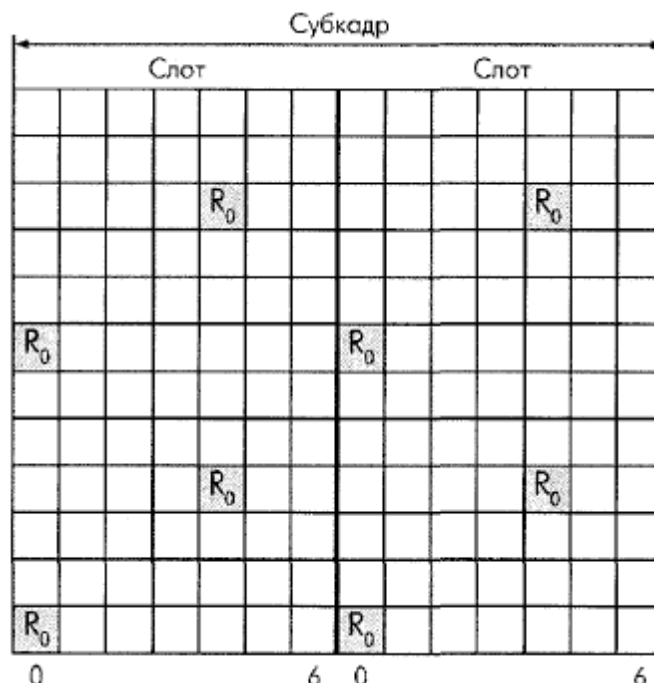


Рисунок 6.4 – Розташування опорного сигналу (cell-specific) в низхідному каналі ресурсної сітки LTE

Синхронізуючі сигнали також несуть інформацію про ідентифікаційний номер комірки БС. Всього в системі передбачено 504 Cell ID на фізичному рівні. Вони розділені на 168 ID-груп, по три ідентифікатора в кожній. Номер групи $C_1(0-167)$ і номер ідентифікатора в ній $C_2(0-2)$ однозначно визначають Cell ID. У стандарті LTE передбачено два види синхросигналу - первинний і вторинний. Первинний синхросигнал являє собою 62-елементну послідовність в частотному плані, що задається послідовністю на основі ідентифікатора C_2 . Така послідовність з 62 піднесучих, розподілених по ресурсній сітці симетрично щодо її центральної частоти, передається в останньому OFDM-символі слотів 0 і 10 (субкадри 0 і 5). Вторинний синхросигнал генерується на основі номера ID-групи C_1 .

Так як в АС одним з найважливіших параметрів є її енергоспоживання, а для OFDM характерні великі значення пік-фактора сигналу (відношення максимального до середнього рівня потужності сигналу), що призводить до збільшення споживаної потужності, для «лінії вгору» в LTE використовується технологія SC-FDMA (Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access) [73]. На відміну від OFDMA, де символи передаються паралельно, в SC-FDMA вони

передаються послідовно. Таке рішення забезпечує менше значення пік-фактора в порівнянні з використанням звичайної модуляції OFDM. Структура SC-FDMA-сигналу в порівнянні з OFDMA на прикладі модуляції QPSK представлена на рис. 6.5.

Ресурсна сітка для «лінії вгору» аналогічна «лінії вниз» (рис. 6.5). Кожен фізичний ресурсний блок, відповідний слоту, також займає 12 піднесучих з кроком 15 кГц в частотній області і 0,5 мс - в часовій. Ресурсному блоку відповідають 7 SC-FDMA-символів при стандартному циклічному префіксі і 6 - при розширеному. Тривалість SC-FDMA-символу (без префікса) дорівнює тривалості OFDMA-символу і становить 66,7 мкс. Тривалості відповідних циклічних префіксів також рівні.

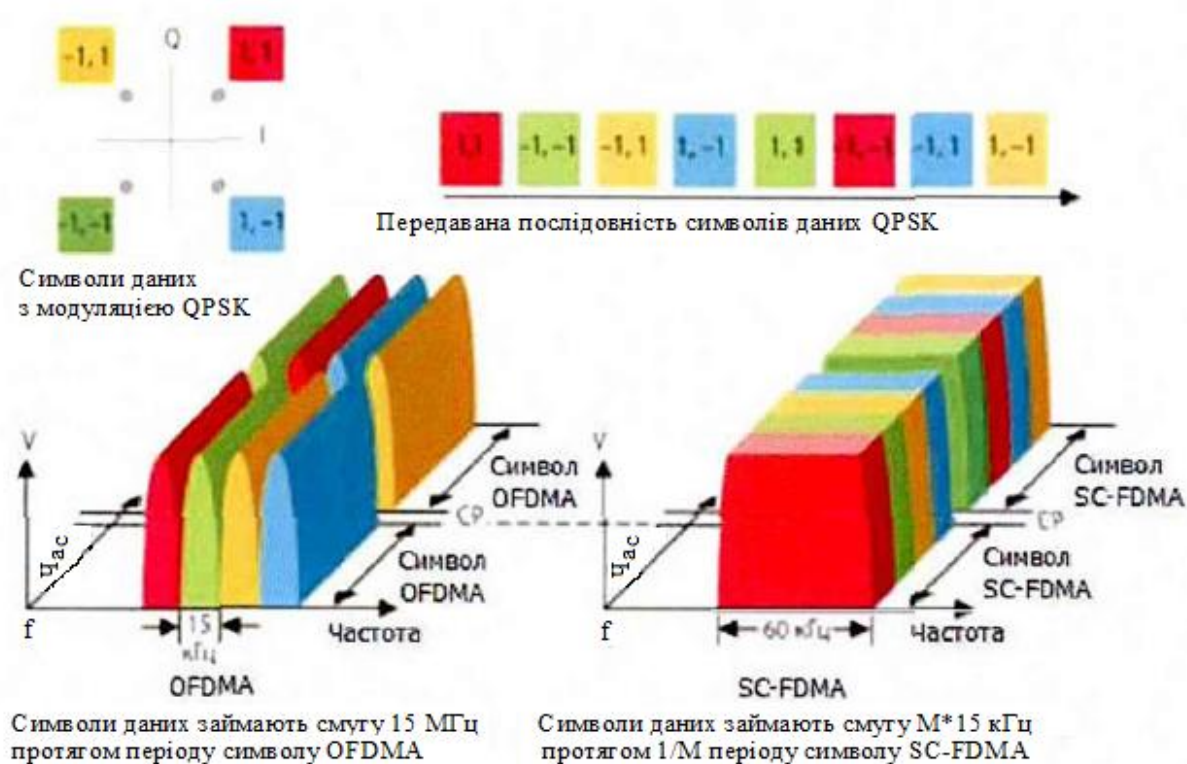


Рисунок 6.5 – Структура сигналів OFDMA і SC-FDMA

Кожному абоненту мережі для передачі даних на «лінії вниз» планувальником видається деяке число ресурсних блоків на певний час. Розклад роботи передається абонентам по службових каналах «лінії вниз».

Крім інформаційних даних, на «лінії вгору» передаються опорні сигнали. З їх допомогою приймач базової станції налаштовується на конкретний передавач

абонентської станції. Крім того, застосування опорних сигналів дозволяє оцінити якість каналу зв'язку. Інформація про канал зв'язку використовується при диспетчеризації ресурсів. Опорні сигнали на «лінії вгору» бувають двох типів - так звані «демодульовані» і зондові (sounding). Демодульовані опорні сигнали аналогічні опорним сигналам «лінії вниз». Вони передаються на постійній основі. Так, в загальному інформаційному каналі послідовність демодульованого опорного сигналу передається в четвертому SC-FDMA- символі кожного слота при стандартному циклічному префіксі. Передача зондових сигналів постійно не ведеться. Їх застосовують для того, щоб базова станція мала можливість оцінити якість каналу зв'язку, якщо передача даних ще не здійснюється.

Таким чином, можливо на принципах когнітивного радіо, описаних раніше в атестаційній роботі, використовувати фізичний рівень технології LTE в мікросітковій мережі передачі даних.

Таким чином, слід зауважити:

1. У розділі визначені параметри OFDM-сигналу в радіоканалі передачі даних.
2. Запропоновано використовувати фізичний рівень LTE, як найбільш перспективного стандарту рухомого зв'язку, що використовує технологію OFDM мультиплексування. Надано рекомендації щодо використання OFDM мультиплексування для побудови мікросіткової мережі.

Ідея запропонованого рішення полягає в тому, що на існуючу макросіткову топологію мережі GSM накладається взаємодоповнююча мікросіткова мережа, що працює в тих же частотних діапазонах 900 МГц і 1800 МГц. На території кожного конкретного макросітки GSM використовуються в повному обсязі радіоканали передбачені стандартом, що дає можливість використовувати для роботи накладеної мікросіткової мережі на даній території вільні частоти. Використання частот GSM когнітивної системи можливе за умови неспричинення перешкод системі GSM, при цьому потрібно моніторинг зайнятих каналів.

ВИСНОВКИ

Підводячи підсумок проведеним дослідженням, можна відзначити наступні найбільш важливі результати:

1. Проведено аналіз способів збільшення швидкості передачі даних в рамках стільникового зв'язку GSM. Виявлено проблемні питання подальшого збільшення швидкості передачі даних в рамках GSM, до яких відносяться:

- недостатня ширина каналу зв'язку,
- низька спектральна ефективність діючих рішень на базі GSM в порівнянні з мережами стільникового зв'язку наступних поколінь.

2. Проведено аналіз технології когнітивного радіо, спрямованої на підвищення ефективності використання радіочастотного спектру у використовуваному діапазоні частот.

3. Розроблено спосіб збільшення швидкості передачі даних в системі стільникового зв'язку GSM на основі створення доповнюючої мережі, що працює в загальній смузі частот з діючою мережею без взаємних перешкод, на принципах когнітивного радіо.

4. Запропоновано структурну схему суміщеної мережі.

5. Проведено оцінку швидкості передачі даних в доповнюючій мережі в залежності від коефіцієнта повторного використання частот, кількості використовуваних частот в стільнику (секторі) базової станції, кількості операторів стільникового зв'язку GSM. При використанні типових значень параметрів мережі GSM отримана оцінка швидкості передачі даних становить 32,5 Мбіт/с на сектор.

6. Розроблено методи реалізації функції адаптації по спектру випромінюваних сигналів мікростільниковій мережі передачі даних.

7. Запропоновано спосіб формування сигналу в каналі передачі даних на основі OFDM мультиплексування, що забезпечує безперешкоджаючу роботу базової мережі та мережі високошвидкісної передачі даних.

8. Запропоновано узагальнені і структурні схеми базової та абонентської станції мікростільникової мережі передачі даних.

10. Досліджено питання електромагнітної сумісності мережі GSM і запропонованої мікростільникової мережі за умови нестворення перешкод мережі GSM. Визначено сценарії перешкоджаючого впливу. Досліджено залежності

значень допустимої потужності базової станції мікростільникової мережі, що припадає на канал GSM при різних сценаріях перешкоджаючого впливу. Отримано залежність допустимої потужності базової станції мікростільникової мережі від частотного розносу між робочими частотами мікростільникової і макростільникової мереж.

11. Розроблено принципи розрахунку параметрів OFDM-модуляції в радіоканалі передачі даних блоку, в числі яких: довжина захисного інтервалу, число несучих в спектрі сигналу, відстань між сусідніми несучими в спектрі сигналу, тривалість корисної частини OFDM-символу.

12. Запропоновано використання фізичного рівня стандарту LTE, як найбільш перспективного стандарту рухомого зв'язку, що використовує технологію OFDM мультиплексування, в мікростільниковій мережі передачі даних.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Поповский В. В. Основы теории телекоммуникационных систем / В. В. Поповский. – LAPLAMBERT: AcademicalPublishing, 2018. – 565 с.
2. Поповський В.В., Сабурова С.О., Олійник В.Ф., Лосєв Ю.І., Агєєв Д.В. та ін., Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / За загальною редакцією В.В.Поповського. – Х.: СМІТ, 2006. – 564 с.
3. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології [Текст]: підручник Частина 1, за загальною редакцією проф. В.В. Поповського. – Х:ТОВ “Компанія СМІТ”, (Ч.1).– 2010. – 470 с.
4. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології [Текст]: підручник Частина 2, за загальною редакцією проф. В.В. Поповського. – Х:ТОВ “Компанія СМІТ”, (Ч.2).–.2010. – 470 с.
5. Маньшин І.С., Хачіров Е.І Методи застосування програмно-конфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку / І.С.Маньшін, Е.І. Хачіров // Матеріали шостої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку ЕМС-2020». – Харків, ХНУРЕ. Том 4. – 2020. - С. 72-74.
6. Маньшин І. С., Селіванов К. О. Використання технології OFDM в сегменті мікростільників мережі передачі даних мобільного зв'язку GSM / І. С. Маньшин, К. О. Селіванов //IV Міжнародна науково-практична конференція «Priority directions of science and technology development». – Київ, Том 1. – 2020. - С. 112-119.
7. Маньшин І. С., Селіванов К. О. Технології програмно-конфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку / І. С. Маньшин, К. О. Селіванов, Я.О. Красноженюк // XIV Міжнародна науково -практична конференція «Multidisciplinary research». – Більбао, Іспанія, Том 1. – 2020. - с. 87- 91.
8. Naors Y. Anad Alsaleem, Kashmoola M.A., Moskalets M. Analysis of the efficiency of spacetime access in the mobile communication systems based on an antenna array // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2018. – Vol. 6, Issue 9 (96). – pp. 38–47.
9. Kashmoola M.A., Alsaleem M.Y.A., Alsaleem N., Moskalets M. Model of dynamics of the grouping states of radio electronic means in the problems of ensuring

electromagnetic compatibility. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2019. №6/9 (102). – pp. 12-20.

10. Ahmed M.K., Aziz S.F., Alsaleem N.Y. A., Sielivanov K., Moskalets M. Method for determining the responses from a non-linear system using the volterra series // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 4/9 (106) 2020. – pp. 34-44.

11. Авдонин Д.В., Рындык А.Г. Интеллектуальные радиосистемы: когнитивное радио. – НГТУ, г. Нижний Новгород. – ВС/NW №1 (8): 6.1.– 2006 г.

12. J. Mitola III. Cognitive Radio. An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio. – Doctor of Technology Dissertation, Royal Institute of Technology, Sweden, May 2000. – 304 p.

13. J. Mitola III and G. Q. Maguire, Jr. Cognitive radio: making software radios more personal – IEEE Wireless Communications, Vol. 6, No. 4, 1999. – pp. 13-18.

14. Л. Пренсип. Как с помощью технологии когнитивного радио усовершенствовать средства сотовой телефонной связи. – СТО Media, 07 апреля 2003 г.

15. I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, et al. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. – Computer Networks, Vol. 50, No. 13, 2006. – pp. 2127-2159.

16. Всемирная конференция радиосвязи (ВКР-12) [Электронный ресурс] // МСЭ-Р. – 2012. Режим доступа: <https://www.itu.int/net/ITUR/index.asp?category=conferences&mlink=wrc-12&lang=ru>

17. Всемирная конференция радиосвязи (ВКР-15) [Электронный ресурс] // МСЭ-Р. – 2015. Режим доступа: <https://www.itu.int/ru/ITU-R/conferences/wrc/2015/Pages/default.aspx>

18. Михалевский Л.В. Когнитивное радио – передовая технология на пути к более рациональному использованию радиочастотного спектра / Михалевский Л.В. // Семинар МСЭ «Конвергенция служб радиосвязи как средство повышения эффективности использования радиочастотного спектра». Ереван, 28-30 апреля. – 2008 г.

19. Громаков Ю. А. Концепции развития мобильной и беспроводной связи / Ю. А. Громаков // 3-е заседание РГ ВКР-17/АР-11. – Москва, 10-13 марта. – 2019 г.

20. Broadcasting – телевидение и радиовещание. Петербургское "умное" радио [Электронный ресурс] // Питер. – 2016. – Режим доступа до ресурсу: http://www.broadcasting.ru/newstext.php?news_id=35951.

21. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю. А. Громаков. – Москва: ЭкоТрендз, 1998. – 239 с.
22. Весоловский Кшиштоф. Системы подвижной радиосвязи/ К. Весоловский. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2006. – 536 с.
23. McGuiggan Peter. GPRS in practice: a companion to the specifications / McGuiggan Peter. – John Wiley and Sons, 2004. – 379 p.
24. Peter Stuckmann. The GSM evolution: mobile packet data services / Peter Stuckmann. – John Wiley and Sons, 2003. – 241 p.
25. Mikko Saily, Guillaume Sebire, Eddie Riddington. GSM/EDGE: Evolution and Performance / Mikko Saily, Guillaume Sebire, Eddie Riddington. – John Wiley and Sons, 2010. – 504 p.
26. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О.Тихвинский, С.В.Терентьев, А.Б.Юрчук.– М.: Эко-Трендз, 2010. – 284 с.
27. Ермаков С. М. Методы Монте-Карло и смежные вопросы / С. М. Ермаков. – М.: Наука, 1971. – 328 с.
28. J. Mitola III and G.Q. Maguire. Cognitive radio: making software radios more personal /J. Mitola III and G.Q. Maguire // IEEE Personal Communications. – Vol. 6 – No. 4 – Aug. 1999 . – pp. 13-18.
29. J. Mitola III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications / J. Mitola III. // Mobile Multimedia Communications (MoMuC '99), IEEE International Workshop, San Diego, CA, USA. – Nov. 1999. – pp. 3 - 10.
30. FCC ET Docket No. 03-108, Facilitating opportunities for flexible, efficient, and reliable spectrum use employing cognitive radio technologies, // FCC Report and Order, March.– 2005.
31. ITU-R Reports M.2117 (2007): Software defined radio in the land mobile, amateur and amateur satellite services – ITU-R, 2007. – 43 p.
32. Перспективные методы управления использованием радиочастотного спектра / В. В.Бутенко, В. Э. Веерпалу, Е. Е. Володина, Е. Е. Девяткин. // Электросвязь. – 2009. – №5. – С. 9–13.
33. Григорьев В. А. Сети и системы радио доступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – Москва: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
34. Carl Stevenson; G. Chouinard, Zhongding Lei, Wendong Hu, S. Shellhammer & W. Caldwell. IEEE 802.22: The First Cognitive Radio Wireless

Regional Area Network Standard // IEEE Communications Magazine. – Vol.47. – No. 1- January 2009. –р. 130-138.

35. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи / К. Весоловский. – М.: Горячая линия - Телеком, 2006. – 536 с.

36. Akyildiz Ian F., Lee Won-Yeol, C. Vuran Mehmet, Mohanty Shantidev. A Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks / Akyildiz Ian F., Lee Won-Yeol, C. Vuran Mehmet, Mohanty Shantidev // IEEE Communications Magazine. – vol. 46, April 2008. – pp. 40-48.

37. Ghasemi A., Sousa S. E. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, Dhallenges, and design trade-offs / Ghasemi A., Sousa S. E. // IEEE Communications Magazine. – vol. 46, April 2008. – pp. 32-39.

38. LTE for 4G Mobile Broadband. Air Interface Technologies and Performance Farooq Khan Telecom R&D Center. Samsung Telecommunications, America. – 509 p.

39. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM / В.И. Попов. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 239 с.

40. Макаров С.Б., Певцов Н.В., Попов Е.А., Сиверс М.А. Телекоммуникационные технологии: Введение в технологии GSM / С.Б.Макаров, Н.В.Певцов, Попов Е.А., Сиверс М.А. — М.: Академия, 2006. – 256 с.

41. Ahmad R. S. Bahai. Multi-Carrier Digital Communications. Theory and Applications of OFDM / Ahmad R. S. Bahai and Burton R. Saltzberg.– Springer, 2004. – 411 p.

42. Andrea Goldsmith. Wireless Communications / Andrea Goldsmith. – New York: Cambridge University Press, 2005. – 644 p.

43. Henrik Schulze. Theory and Applications of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications / Henrik Schulze and Christian Liiders. – England: John Wiley & Sons Ltd, 2005. – 408 p.

44. Fasel K. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems / Fasel K., Kaiser S. – England: John Wiley & Sons Ltd, 2003. – 281 p.

45. Nee R. van, Prasad R. OFDM for wireless multimedia communications. – N.Y.: Artech House, 2000. – 260 p.

46. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

47. Информационная технология. Взаимосвязь открытых систем. Базовая эталонная модель. Часть 1. Базовая модель. – М.: Стандартинформ, 2006 – 57 с.
48. Комашинский В.И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования / В.И. Комашинский, А.В. Максимов. – М.: Горячая линия - Телеком, 2007. – 176 с.
49. Настасин К. С. Особенности маршрутизации в совмещенной сети сотовой связи и беспроводного широкополосного доступа / К. С. Настасин, В. В. Родионов. // Электронный журнал «Труды МАИ». – 2011. – №49. – С. 45–50.
50. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем / Под редакцией М.А. Быховского. – М.: Эко- Трендз, 2006. – 376 с.
51. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
52. Седельников Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Ю.Е.Седельников. – Казань: ЗАО «Новое знание», 2006. – 304 с.
53. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь: учеб. пособ. для вузов/ Галкин В.А.: [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 592 с.
54. COST ACTION 231, Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems: COST 231 Final Report, Luxembourg: Directorate-General, Telecommunications, Office of Official Publications of the European Communities, 1999.
55. Abhayawardhana, V.S.; Wassell, I.J.; Crosby, D.; Sellars, M.P.; Brown, M.G. Comparison of empirical propagation path loss models for fixed wireless access systems / Abhayawardhana, V.S.; Wassell, I.J.; Crosby, D.; Sellars, M.P.; Brown, M.G. // Vehicular Technology Conference, 30 May-1 June 2005. – VTC 2005-Spring.–2005 IEEE 61st, Vol.1. – pp.73-77.
56. Timo Halonen. GSM, GPRS and EDGE Performance. Evolution Towards 3G/UMTS. Second edition / Timo Halonen, Javier Romero, Juan Melero. – John Wiley & Sons Ltd., 2003.–615 p.
57. 3GPP 45.005, Release 1999: Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+); Radio Transmission and Reception. Ver. 4.19.0 – 3GPP – 07.2010.
58. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Советское радио. 1971. – 671 с.

59. Зубарев Ю.Б. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы / Ю.Б.Зубарев, М.И. Кривошеев, И.Н.Красносельский. – М.: НИИР, 2001. – 574 с.
60. Закиров З. Г. Сотовая связь стандарта GSM / З. Г. Закиров, А. Ф. Надеев, Р. Р. Файзуллин. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 264 с.
61. Rappaport T.S. Wireless Communications (Principles and Practice)/ T.S.Rappaport. – N.Y.: Prentice Hall PTR, 1996. – 641 p.
62. Harri Holma. LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access / Harri Holma, Antti Toskala. – John Wiley & Sons Ltd., 2009. – 618 p.
63. Mustafa Ergen. Mobile Broadband Including WiMAX and LTE / Mustafa Ergen. – Springer Science+Business Media, 2009. – 513 p.
64. Stefania Sesia. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice/ Stefania Sesia, Issam Toufik and Matthew Baker.– John Wiley & Sons Ltd., 2009 – 611 p.
65. Tara Ali-Yahiya. Understanding LTE and its Performance / Tara Ali-Yahiya.– Springer Science+Business Media, 2011. – 250 p.
66. Farooq Khan. LTE for 4G mobile broadband: air interface technologies and performance / Farooq Khan. – Cambridge University Press, 2009. – 506 p.
67. Arunabha Ghosh. Fundamentals of LTE / Arunabha Ghosh, Jun Zhang, Rias Muhamed, Jeffrey G. Andrews. – Prentice Hall PTR, 2010. – 464 p.
68. Erik Dahlman. 3G evolution: HSPA and LTE for mobile broadband/ Erik Dahlman, Johan Skold, Per Beming, Stefan Parkvall. – Academic Press, 2008. – 608 p.
69. 3GPP TR 36.912. Technical Specification Group Radio Access Network; Feasibility study for Further Advancements for E-UTRA. Ver. 9.3.0. – 3GPP – 06.2010.
70. 3GPP TS 36.104. Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Base Station (BS) radio transmission and reception. Ver. 8.12.0. – 3GPP – 06.2011.
71. 3GPP TS 36.211. Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation. Ver. 9.1.0. – 3GPP – 03.2010.
72. Вишневский В. Технология сотовой связи LTE - почти 4G. / В.Вишневский, А.Красилов, И.Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2009. – №1. – С. 62-72.

73. Янина Витакре. FDMA с одной несущей - новый восходящий канал LTE / Янина Витакре // Электронные компоненты. – 2009. №2. – с. 44-49.
74. Hanzo L. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications / L.Hanzo, M.Minster, B. J. Choi, T. Keller. – WLANs and Broadcasting, Chichester:Wiley. – 2003.– 325 p.
75. Bingham, J. A. C., “Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come/ J. A. C. Bingham.– IEEE Communications Magazine, vol. 28, no. 5. – May 1990. – pp. 5–14.
76. Chang R.W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission / R.W. Chang. – Bell Systems Technical Journal. – vol. 45.–1796. – Dec. 1966. – 1775 p.
77. Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system / B. Saltzberg. – IEEE Transactions on Communications, vol. COM-15.– no. 6, Dec. 1967. – pp. 805-811.
78. Weinstein, S. B.Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform / S. B. Weinstein, P. M. Ebert.– IEEE Transactions on communications. – vol. COM-19. – no. 5. – Oct. 1971.– pp. 628–634.
79. Peled A.. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms / A.Peled, Ruiz A. – IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP '80. – vol. 5. – Apr.– 1980. – pp. 964-967.
80. Walzman T. Automatic equalization and discrete Fourier transform techniques (Ph.D. Thesis abstract)/ T.Walzman. – IEEE Transactions on Information Theory. – Vol. IT.18. – May 1972. – pp. 455–455.
81. Sari, H. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting / H.Sari, G.Karam, I.Jeanclaude. – IEEE Communications Magazine. – Vol. IT.33. – Feb. 1995. – pp. 100-109.
82. Benvenuto N. On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter / N. Benvenuto, S. Tomasin. // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – pp. 947-955.

ВІДОМІСТЬ ВИКОНАННЯ АТЕСТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

	Прізвище та ініціали відповідальної особи	Підпис	Дата
Роботу виконав: студент групи ІКІм-19-1	Маньшин І. С.		
Керівник роботи:	Москалець М. В.		
Нормоконтроль проведено:	Москалець М. В.		
Перевірка на плагіат здійснена. Рівень оригінальності тексту пояснювальної записки атестаційної роботи складає _93,9___ %	Куля Ю.Е.		