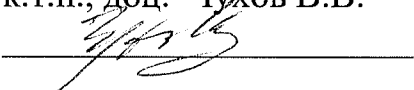


Міністерство освіти і науки України
Державний університет «Житомирська політехніка»
Факультет інформаційно-комп'ютерних технологій
Кафедра комп'ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях

УДК 654.165

«Допущено до захисту»

В.о. завідувача кафедри кафедри
комп'ютерних технологій у медицині
та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.


« 19 » 12 2022 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

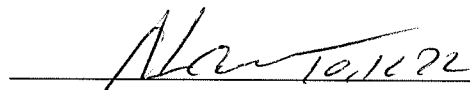
на тему «Дослідження якості зв'язку при частотному ущільненні каналів з
GMSK модуляцією»

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

освітній ступень «магістр»

Виконавець
роботи:

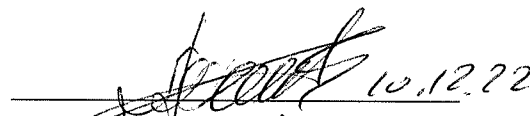
студент 2 курсу,
гр. ТРМ-21-1


дата, підпис

Маляренко Н.П.

Керівник
роботи

к.т.н., доцент


дата, підпис

Андреев О.В.

Житомир
2022

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему «Дослідження якості зв'язку при частотному ущільненні каналів
з GMSK модуляцією»

Виконав: студент 2 курсу,
групи ТРМ-21-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»
Маляренко Н.П.

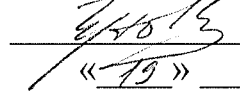
Керівник Андреєв О.В.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Дубина О.Ф.
(прізвище та ініціали)

Житомир
2022

«Затверджено»

В.о. завідувача кафедри кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях

 В.В. Чухов
«19» 12 2022 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Маляренко Назарію Петровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження якості зв'язку при частотному ущільненні каналів з GMSK модуляцією

затверджено наказом по університету від «12» жовтня 2022 р. № #460/с

2. Мета дослідження: оцінка впливу внутрішньо-системних перешкод на якість зв'язку при частотному ущільненні каналів з GMSK модуляцією.

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.) -
мережа мобільного зв'язку стандарту GSM.

4. Основні задачі дослідження оцінка впливу внутрішньо-системних перешкод на якість зв'язку стандарту GSM та аналіз шляхів підвищення якості роботи каналу зв'язку.

5. Термін подання роботи до захисту 12 грудня 2022 р.

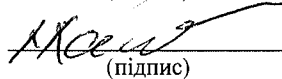
6. Дата видачі завдання «12» жовтня 2022 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

Андреев О.В.
(прізвище, ініціали)


(підпис)

Маляренко Н.П.
(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

В даній магістерській роботі досліджувався вплив внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку. Розроблена методика оцінки впливу внутрішньо системних перешкод мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку.

На основі розробленої методики проведено розрахунок рівня сигналу та шуму як із врахуванням, так і без врахування бічних складових спектру сигналу, що випромінюється на вході рухомої станції та проведена оцінка їх впливу на показники якості каналу зв'язку мобільної системи.

ABSTRACT

In this master's degree studied the effect of self-interference on the quality of mobile communication. The technique of assessing the impact of systemic barriers within the GSM mobile system on quality of communication.

On the basis of the calculation methods of signal and noise both with regard to, and without the lateral component of the signal emitted by the mobile station at the entrance and an assessment of their impact on the quality parameters of the mobile channel.

РЕФЕРАТ

Атестаційна магістерська робота складається з вступу, трьох розділів, висновку, списку використаних джерел. Список використаних джерел містить 39 найменувань. Атестаційна магістерська робота викладена на 50 сторінках основного тексту, що включає 18 ілюстрацій та 3 таблиці.

У першому розділі розглянуті основні принципи побудови мобільної системи стандарту GSM, джерела появи між символної інтерференції та інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах.

У другому розділі розроблено методику дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільної системи зв'язку.

У третьому розділі проведено перевірку працездатності розробленої методики для одного з можливих варіантів частотно-територіального планування систем GSM. Оцінено вплив інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах, а також перешкод, що створюються сусідніми частотними каналами на значення ймовірності помилки передачі цифрової інформації у стандарті GSM.

За результатами досліджень зроблено висновки та розроблено рекомендації.

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень	6
Вступ	7
1 Використання GFSK модуляції у бездротових мережах.....	9
1.1 Територіальна організація мережі стільникового зв'язку.....	11
1.2 Принципи проектування коміркових мереж.....	15
1.3 Частотна організація мережі стільникового зв'язку.....	17
1.4 Структура кадру та формування каналів.....	18
1.5 Гауссівська частотна модуляція з мінімальним зсувом.....	21
1.6 Спільноканальні інтерференційні завади.....	27
2 Розробка методики дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку	31
2.1 Розробка частотно-територіального плану	31
2.2 Методика оцінки впливу складових шуму на якість каналу зв'язку	32
2.3 Алгоритм дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку	40
3 Перевірка працездатності розробленої методики дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку	43
Висновки.....	47
Перелік джерел посилань.....	48

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

БДЧР – багатостанційний доступ з часовим розділенням сигналів;

БС – базова станція;

МС – мобільна станція;

РС – рухома станція;

ТфМЗК – телефонна мережа загального користування;

ЦКСМ – центр комутації стільникової мережі;

ЧТП – частотно-територіальний план;

ШДС – ширина діаграми спрямованості;

GSM – глобальний стандарт цифрового мобільного стільникового зв'язку;

GMSK – гаусівська маніпуляція з мінімальним зсувом;

GFSK – гаусівська частотна маніпуляція;

MSK – маніпуляція з мінімальним зсувом (Minimum Shift Keying).

ВСТУП

У повсякденному житті ми все частіше стикаємось з тим, що навколишні предмети забезпечуються мініатюрними ідентифікаційними та сенсорними пристроями. За наявності необхідних каналів зв'язку з ними можна не тільки відстежувати ці об'єкти у просторі та часі, але й керувати ними. Сукупність різноманітних датчиків, виконавчих пристроїв, об'єднаних у мережу за допомогою будь-яких доступних каналів зв'язку, що використовують різні протоколи взаємодії між собою та єдиний протокол доступу до глобальної мережі Інтернет отримали назву «інтернету речей» [1]. Інтегруючись із глобальною мережею Інтернет, бездротові сенсорні мережі, дозволяють забезпечити простий зв'язок як між різними технічними пристроями, так і з зовнішніми сервісами. Вже сьогодні використання розумних датчиків дозволяє підвищувати ефективність управління інфраструктурою міста та оптимізувати пасажиро перевезення. У сенсорній мережі вузли зазвичай спілкуються за допомогою бездротового зв'язку. Бездротові комунікації великого радіусу дії реалізуються на основі різних стільникових мереж, мереж бездротового широкосмугового доступу WiMAX та ін. У світі існує безліч різних технологій для мобільного зв'язку. Найбільш популярні наступні: GSM, CDMA, PDC, TD-SCDMA й W-CDMA, більш відома як UMTS. Домінуючим стандартом є GSM – повністю цифровий зв'язок досить добре захищений від перешкод і прослуховування. Цей стандарт дозволяє абонентам здійснювати голосові дзвінки, обмінюватися текстовими й мультимедійними повідомленнями, а також одержувати доступ до мережі Інтернет.

Актуальність роботи полягає в розробці методики врахування побічних випромінювань в мобільній системі стандарту GSM при розрахунку показників якості каналу зв'язку.

Наукове завдання полягає у розробці методики, що дозволить оцінити погіршення якості зв'язку через наявність інтерференційних складових на сусідніх частотних каналах.

Метою роботи є розробка методики оцінки впливу внутрішньо системних перешкод, обумовлених наявністю бічних складових у спектрі сигналу передавача мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку.

Для досягнення цієї мети розв'язувались наступні задачі:

1. Розробка методики впливу параметрів модуляції сигналу мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку.
2. Розробка математичної моделі розрахунку рівня сигналу, шуму та інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах і сусідніх частотних каналах.
3. Проведення дослідження впливу параметрів модуляції системи стандарту GSM на показники якості зв'язку.

Об'єктом дослідження є рухома система мобільного зв'язку стандарту GSM.

Предметом досліджень є методи оцінки впливу внутрішньо системних перешкод на якість каналу зв'язку.

Методами досліджень, що використовувались в роботі, є аналітичні розрахунки і метод порівняння.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що врахування спектральних складових випромінювання на сусідніх частотних каналах для різних видів модуляції (MSK і GMSK) при зміні параметрів сигналу мобільних систем дозволить визначити більш точно співвідношення сигнал/шум, а отже і значення помилки передачі біта в цифровій системі.

РОЗДІЛ 1 ВИКОРИСТАННЯ GFSK МОДУЛЯЦІЇ У БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖАХ

Розробкою стандарту бездротових персональних мереж займається робоча група Інституту інженерів електротехніки та електроніки IEEE 802. IEEE. Загальний порядок цифрового передавання даних на фізичному рівні доступу до середовища для бездротових персональних мереж із низькою швидкістю визначається стандартом 802.15.4 [2]. Фізичний рівень визначає спосіб передачі даних через радіоканал, управляє роботою трансивера, виконує вибір каналів, рівня потужності передавача та оцінює якість зв'язку. У стандарті 802.15.4 використовуються частотні діапазони:

780 МГц - QPSK маніпуляція або фазова маніпуляція більш високих порядків;

868/915 МГц - пряме розширення спектру зі швидкістю передачі відповідно до 100 і 250 кбіт/с з BPSK та QPSK маніпуляцією;

950 МГц – BPSK або гаусівська частотна маніпуляцію (GFSK);

2,45 ГГц - пряме розширення спектру та OQPSK маніпуляція із швидкістю 250 кбіт/с;

3-5 ГГц і 6-10 ГГц - надширокосмугова радіотехнологія з розширенням спектру методом лінійної частотної модуляції CSS (Chirp Spread Spectrum) із швидкістю передачі до 480 Мбіт/с на відстані до 3 м та 110 Мбіт/с на відстані до 10 м.

Стандарт Z-Wave це перший відкритий бездротовий стандарт домашньої автоматизації (системи «розумний» будинок), в основі якої лежить мережа. Технологія використовує малопотужні та мініатюрні радіочастотні модулі, які вбудовуються у побутову електроніку та різні системи, такі як освітлення, опалення, контроль доступу, розважальні системи та побутову техніку. Стандарт Z-Wave використовує модуляцію GFSK в діапазоні частот до 1 ГГц та оптимізований для передачі простих керуючих команд із швидкістю до 100 кбіт/с. Вибір низького радіочастотного діапазону для Z-Wave обумовлюється малою кількістю потенційних джерел перешкод на відміну

від завантаженого діапазону 2,4 ГГц, в якому доводиться вдаватися до заходів, що зменшують можливі перешкоди від різних побутових бездротових пристроїв, що працюють, наприклад, Wi-Fi, ZigBee, Bluetooth. Радіус дії залежить від виду антени і складає приблизно 30 метрів за умов прямої видимості, а у приміщенні зменшується залежно від форми та матеріалу стін.

Прийомопередавач Bluetooth працює на частоті 2,4 ГГц та дає змогу встановлювати зв'язок у межах від 10 до 100 метрів. Bluetooth використовує GFSK-модуляцію та технологію FHSS (англ. Frequency-hopping spread spectrum) з відстанню 1 МГц між каналами.

Стандарт Bluetooth Low Energy (BLE) є технологією бездротового зв'язку для ближніх комунікацій та, на відміну від попереднього стандарту Bluetooth, орієнтований на застосування у системах управління електроприладами та передавання показань датчиків, медичних приладів з автономним живленням. BLE забезпечує швидкість передавання 1 Мбіт/с і при цьому споживає в 10 разів менше енергії, ніж класичні Bluetooth-рішення. Пристрої BLE працюють у діапазоні 2,4 ГГц. У стандарті визначено 40 частотних каналів з відстанню 2 МГц між каналами. Фізично застосована GFSK-модуляція з індексом модуляції в межах від 0,45 до 0,55, що дозволяє зменшити пікове споживання енергії. Технологія адаптивної стрибкоподібної перебудови частоти, що використовується в BLE, дозволяє пристроям швидко змінювати робочу частоту у широкому діапазоні. Це не тільки дозволяє знизити інтерференцію, а й зменшити або повністю уникнути переповнення робочого частотного діапазону.

Мобільна система стандарту GSM також використовує GFSK-модуляцію з технологією FHSS. А застосування частотно – територіального планування мобільної мережі дозволяє використовувати повторення груп частот у розподілених за територією кластерах, забезпечуючи можливість створення глобальних сенсорних мереж. Тому проводити дослідження ефективності використання GFSK-модуляції будемо базуючись на стандарті

мобільного зв'язку GSM, який на сьогоднішній день набув широкого поширення.

1.1 Територіальна організація мережі бездротового зв'язку

Стільникові системи радіозв'язку мають структуру, засновану на стільниковій побудові і розподілі частот, відповідно до якої зона обслуговування поділяється на велику кількість невеликих осередків («чарунок» або «комірок») радіусом 1,5-5 км, кожен з яких обслуговується окремою базовою радіостанцією невеликої потужності, що знаходиться в центрі чарунки. Це дозволяє реалізувати основну перевагу стільникової системи – забезпечення високоякісним зв'язком значної кількості абонентів в умовах обмеженої кількості частотних каналів. Сукупність чарунок утворює зону обслуговування. У центрі зони розміщена центральна станція, яка з'єднана провідними, оптоволоконними чи радіорелейними лініями з телефонною мережею загального користування і з усіма базовими станціями, що знаходяться в зоні обслуговування. Абоненти за допомогою своїх абонентських систем можуть здійснювати зв'язок між собою і через центральну станцію виходити на будь-якого абонента телефонної мережі загального користування.

Стільникові системи характеризуються високою ефективністю використання радіочастотного спектра, вони є основним засобом забезпечення телефонного зв'язку, передачі даних і документального обміну в районах нової забудови, забезпечення зв'язком абонентів у важкодоступних районах та зв'язку з рухомими абонентами.

Стільникові мережі дозволяють багаторазово використовувати радіоканали на територіально віддалених одна від однієї ділянках мережі.

Для спрощення завдань при проектуванні мережі зручно використовувати регулярну форму комірок. При цьому форма комірки у вигляді кола, яка отримується при використанні ненапрямлених антен, непридатна для завдань проектування, оскільки комірки або взаємоперекриваються, або між комірками утворюються непокриті ділянки. Вирішення цієї проблеми можливе за рахунок

апроксимування кола багатокутником, причому слід враховувати кількість сусідніх комірок, з якими можлива передача обслуговування. При використанні рівностороннього трикутника комірка буде мати 12 сусідів, при використанні квадрата - 8, а при використанні правильного шестикутника - лише шість. Більш того, з приведених вище багатокутників правильний шестикутник забезпечує найбільшу площу покриття.

Отже гексагональними комірками можна покрити визначену територію з меншою кількістю базових станцій при незмінному радіусі комірки.

Як наслідок, в коміркових мережах прийнято гексагональну форму комірок. У випадку використання ненапрямлених антен базова станція розміщується в центрі правильного шестикутника і обслуговує одну комірку. У випадку використання секторних антен базова станція може обслуговувати до трьох комірок.

Насправді форма комірки залежить від таких факторів як: потужність випромінювання базової станції, рельєф, забудова (в умовах міста). Тому в дійсності комірки ніколи не бувають строгої геометричної форми. Більш того, межі комірки взагалі не можуть бути чітко визначені, оскільки рубіж передачі обслуговування рухомої станції з однієї комірки в сусідню може в деяких межах зміщуватись із зміною умов поширення радіохвиль залежно від напрямку руху мобільної станції. Аналогічно і положення базової станції лише приблизно співпадає з центром комірки (ненапрямлені антени), який до того ж не так легко визначити однозначно, якщо комірка має неправильну форму. Якщо ж на базових станціях використовуються направлені (не ізотропні в горизонтальній площині) антени, то базові станції фактично розміщуються на межі комірок.

Приклад побудови мережі стільникового зв'язку показано на рис. 1.1.

Вся обслуговувана територія поділяється на малі робочі зони умовно шестикутної форми, що називаються комірками мережі (cells). Радіус комірки R визначається залежно від очікуваної в ній щільності рухомих абонентів. Звичайно він становить 10...20 км за містом і в передмістях, 2...3 км – на

більшості території міста та 0,5...2 км – у його центрі. У кожній комірці установлюється індивідуальна або спільна для кількох комірок базова приймально-передавальна радіостанція (base transceiver station), яку звичайно називають просто базовою станцією (БС). Вона може знаходитись у центрі комірки і мати антену з круговою діаграмою випромінювання, або установлюватись на стику кількох чарунок і мати секторні антени для кожної з них (120° або 60°). Зазначимо, що у останньому випадку інколи коміркою називають сукупність зон обслуговування однієї БС, а окрему її зону називають сектором. У певній комірці РС за допомогою БС мають повний доступ до призначених цій комірці N радіоканалів. БС, що використовують однаковий набір частотних каналів, розділяються захисним інтервалом D .

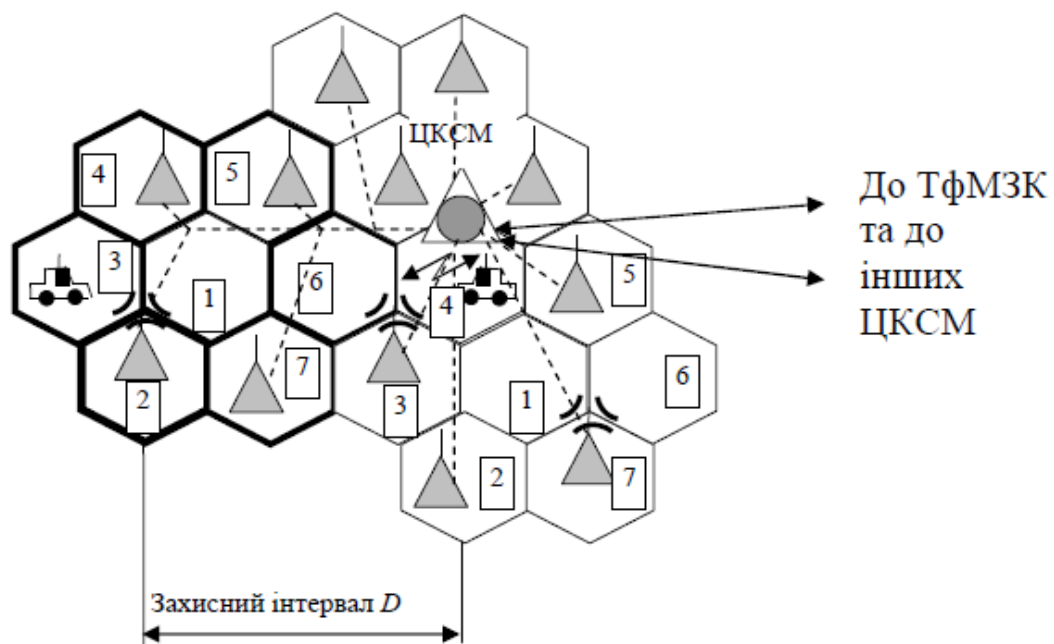


Рисунок 1.1 – Приклад побудови стільникової мережі рухомого зв'язку

Щоб перекрити довільну територію, в принципі достатньо $K = 7$ багаторазово використовуваних наборів радіоканалів (як на рис.1, де їх номери обведені прямокутними рамками), але деякі стільникові радіотелефонні системи передбачають $K = 4, 9, 12$ або 21 . Група із K суміжних комірок, в яких набори каналів не повторюються, називається кластером (cluster). На рис.1 кластер виділено товстою лінією. Величина K називається розміром кластера, а

також частотним параметром системи, оскільки визначає максимально можливу кількість каналів N (без врахування їх повторного використання) та загальну ширину частотної смуги F_c . З точки зору ефективності використання частотного спектра доцільно вибирати малі радіуси комірок та розміри кластерів з урахуванням того, що захисний інтервал D в разі БС із ненаправленими антенами дорівнює $\sqrt{3 \cdot K} \cdot R$.

З іншого боку, зменшення параметра K обмежене вимогами до захисного інтервалу, а зменшення радіуса R призводить до збільшення частоти перетинання комірок рухомими абонентами під час розмови, що може, у свою чергу, спричинити лавиноподібне зростання завантаженості керуючої системи мережі даними щодо перетинання РС меж чарунок. Тому в межах однієї системи можуть використовуватись чарунки та кластери різних розмірів, їх вибирають з урахуванням реальної електромагнітної обстановки та рельєфу місцевості. Часто застосовують накладені комірки - у такому разі мікро- і навіть пікокомірки з радіусом 10...70 м обслуговують закриті приміщення (аеропорти, вокзали, гаражі, магазини тощо), а також РС, що рухаються повільно, а комірки великих радіусів, які охоплюють цю ж територію, приймають навантаження від РС, що рухаються швидко.

У стільникових мережах часто має місце фіксований розподіл радіоканалів між БС, коли для кожної чарунки виділяється однакове їх число N_c . У такому разі важливо так розподілити канали, щоб по можливості зменшити міжканальну інтерференцію. Звичайно застосовують наступний принцип розподілу: j -й чарунці кластера призначають канали з номерами $j, j + K, j + 2K, \dots, j + N_c K$. Фіксоване закріплення каналів має недоліки, викликані нестационарністю поділу активних РС на території мережі, а саме – ймовірність втрат викликів зростає у чарунках, де з різних причин РС стає більше. Тому інколи для кожної чарунки крім N_c фіксованих виділяють ще деяку кількість каналів, які динамічно розподіляються між БС залежно від виниклої потреби. Такий, так званий, динамічний розподіл радіоканалів між БС суттєво знижує

ймовірність відмови у наданні радіоканалу РС, але вимагає наявності на БС додаткових, не весь час використовуваних прийомопередавачів.

Всі БС з'єднуються радіорелейними або кабельними лініями зв'язку з центром комутації стільникової мережі (ЦКСМ), який керує установленням і підтриманням сполучень РС між собою та з абонентами телефонної мережі загального користування (ТфМЗК), зокрема забезпечує перемикання з'єднання на іншу БС під час руху РС.

Територію, що обслуговується одним ЦКСМ називають зоною обслуговування ЦКСМ, а сукупність чарунок мережі, що мають спільну БС – зоною БС [1].

1.2 Принципи проектування коміркових мереж

Перший крок проектування коміркової мережі полягає у накладанні на дану географічну територію структури типу медових стільників з однаковими гексагональними комірками. Далі коміркам призначається підгрупа радіоканалів, яка звичайно позначається латинськими літерами: А, В, С і т.д. Наступним кроком визначаються спільноканальні базові станції, вибираючи з ряду натуральних чисел j плюс i , що змінюється від 0 до 2, $i \geq j \geq 0$, цей параметр називається *shift parameters*. Далі вибирається одна з комірок мережі, так звана відносна комірка (англ. Reference cell), і призначається їй окреслений набір радіоканалів. Оскільки гексагональна комірка має шість безпосередніх сусідів, пошук відбувається в шести, ортогональних до сторін шестикутника, напрямках. По черзі, в кожному з шести напрямках, відраховується i прилеглих до себе комірок з наступним поворотом на кут 60° , наприклад, проти годинникової стрілки, відраховується j комірок. Виникають шість нових комірок, яким виділена та сама група каналів, що і відносній. Таким чином визначається шість найближчих спільноканальних базових станцій.

Наступним кроком встановлюється нова відносна комірка з виділеною їй підгрупою каналів, що відрізняється від попередньої, і повторюється описаний алгоритм. Так робиться доти, доки вся сітка не буде заповнена каналами. Існує

чотири способи визначення комірок (базових станцій), що використовують однакову групу каналів - спільноканальних.

Комірки, яким виділено згідно описаного алгоритму різні взаємно рознесені групи каналів, утворюють ансамблі комірок (англ. clusters). Число комірок в ансамблі (англ. Number of cells per cluster), звичайно позначається N або K , становить один з найістотніших параметрів коміркової мережі. Число N означає, скільки різних, взаємно рознесених груп каналів належить передбачити, щоб покрити даний простір коміркової мережі.

Іншим, дуже важливим параметром коміркової мережі є коефіцієнт редукції рівня інтерференційних завад (англ. CIRF -Cochannel Interference Reduction Factor), що позначається літерою q . Коефіцієнт q представлений, як відстань D (рис.1.2), відрізок між серединами двох найближчих спільноканальних комірок, і промінь R гексагональної комірки.

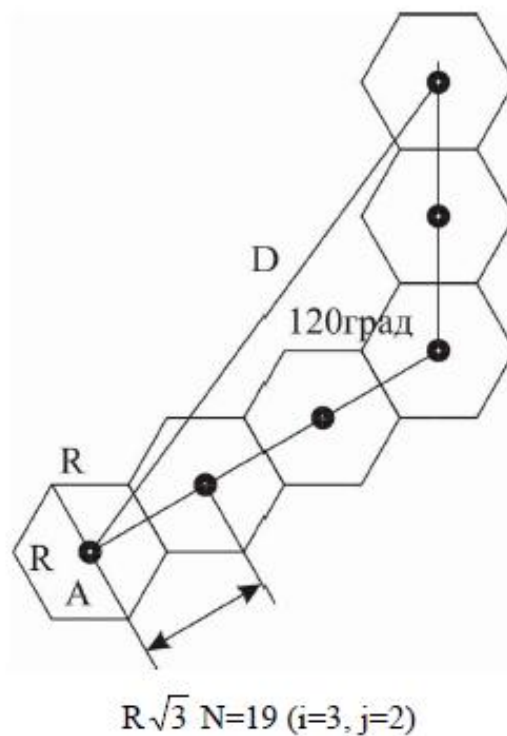


Рисунок 1.2 – Залежність між D , R і N в гексагональній сітці

З рис.1.2 випливає, що відстань D пов'язана із радіусом гексагональної комірки R наступною залежністю:

$$D = \sqrt{(jR\sqrt{3})^2 + (iR\sqrt{3})^2 - 2(jR\sqrt{3}) \cdot (iR\sqrt{3}) \cos 120^\circ} = R\sqrt{3}\sqrt{j^2 + ji + i^2} \\ = R\sqrt{3N}.$$

Значення коефіцієнта q в гексагональній комірковій мережі можна визначити як:

$$q = CIRF = D/R = \sqrt{3N}$$

Для гексагональної сітки, що утворюється із ансамблів з $N=7$ комірок коефіцієнт q має значення 4.6 [2].

1.3 Частотна організація мережі стільникового зв'язку

З'єднання на відрізок між абонентом, який має рухоми станцію, і базовою станцією системи GSM відбувається радіошляхом. Цей фрагмент трансмісійної ланки був об'єднаний в специфікації GSM і носить назву радіоінтерфейсу. В радіоканалі системи GSM об'єднано в області часу і частот відносно складну структуру фізичних каналів, в яких передбачається як інформація користувача, так і сигналізаційні повідомлення. Система GSM ґрунтується на частотному (FDMA) і часовому (TDMA) розділенні каналів. Таке рішення дозволяє для визначеної пари MS-BTS вести передачу в каналі “вверх”, що ніколи не співпадатиме в часі з передачею в каналі “вниз”.

Це досягається шляхом розбиття кожного частотного каналу на вісім часових інтервалів (тайм-слотів, фізичних каналів) тривалістю 576.9 мкс кожен. Таким чином відбувається часове ущільнення каналів, що дозволяє підвищити ємність мережі і є однією з основних переваг цифрових коміркових мереж над аналоговими.

Стандарт GSM розроблений для створення коміркових мереж мобільного зв'язку в наступних діапазонах частот: 890-915 МГц - для передачі мобільними станціями (канал “вверх”); 935-960 МГц - для передачі базовими станціями (канал “вниз”). Кожна з частотних смуг, виділених для мереж GSM, розділяється на частотні канали, рознесення яких складає 200 кГц. Це дозволяє організувати 124 частотні канали (теоретично можна організувати 125

частотних каналів, проте на практиці по краях діапазонів організовуються захисні смуги по 100 кГц). Частоти, виділені для передачі повідомлень від мобільної станції на базову і в зворотному напрямку, групуються парами, організовуючи дуплексний канал з рознесенням 45 МГц. Кожна комірка системи базової станції характеризується фіксованим присвоєнням визначеної кількості пар частот. Ці пари частот зберігаються і при стрибках по частоті.

Частоти каналів “вверх” і “вниз” визначаються за формулами:

$$F(n)=890.2+0.2(n-1), \text{ МГц};$$

$$F(n)=890.2+0.2(n-1)+45, \text{ МГц},$$

де $n = 1..124$ - номер частотного каналу.

На рис.1.3 показано частотні канали в системі мобільного зв'язку GSM.

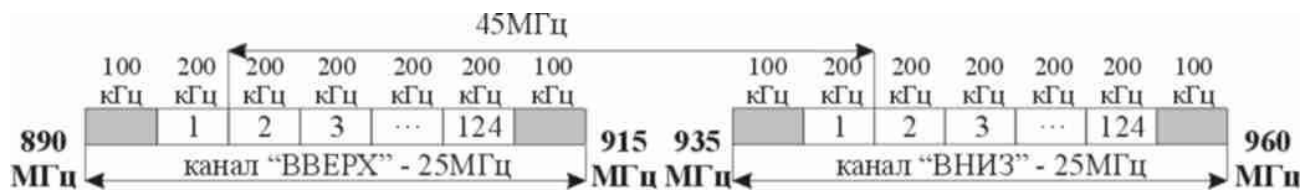


Рисунок 1.3 – Частотні канали в GSM.

В додатку А приведені номінали частот каналів для прийому (RX) і передачі (TX) базовими станціями і відповідні їм номери каналів[2].

1.4 Структура кадру та формування каналів

В цифрових стандартах для збільшення ємності використовується багатостанційний доступ з часовим розділенням сигналів (БДЧР). Часові структури БДЧР: часовий інтервал (вікно), кадр, мультикадр, суперкадр та гіперкадр. Кадр поділяється на 8 часових інтервалів. Їх нумерують цифрами від 0 до 7. Тривалість кадру БДЧР $T_k = 4,615$ мс. Тривалість вікна $T_g = T_k/8 = 576,9$ мкс.

Час передачі одного біту в системі GSM становить приблизно 3.69 мкс, а типовий пакет містить 148 бітів, отже довжина типового пакету становить приблизно 546 мкс.

На одній несучій частоті може бути організовано вісім фізичних каналів. Загальне число каналів зв'язку $N_{зв} = 8 N_f = 992$.

Кадри об'єднуються в мультикадри. Розрізняють мультикадри першого типу та другого типу. Тривалість мультикадру першого типу $T_{M1} = 26T_k = 120$ мс. Тривалість мультикадру другого типу $T_{M2} = 51T_k = 235,385$ мс.

Суперкадр об'єднує 51 мультикадр першого типу або 26 мультикадрів другого типу, тривалість суперкадру $T_{ск} = 6,12$ с. Гіперкадр містить 2048 суперкадрів або 2 756 648 кадрів. Тривалість гіперкадру 12 533,76 с або 3 год 28 хв 53 с 760 мс.

На рис.1.4 показано часові структури стандарту мобільного зв'язку GSM.

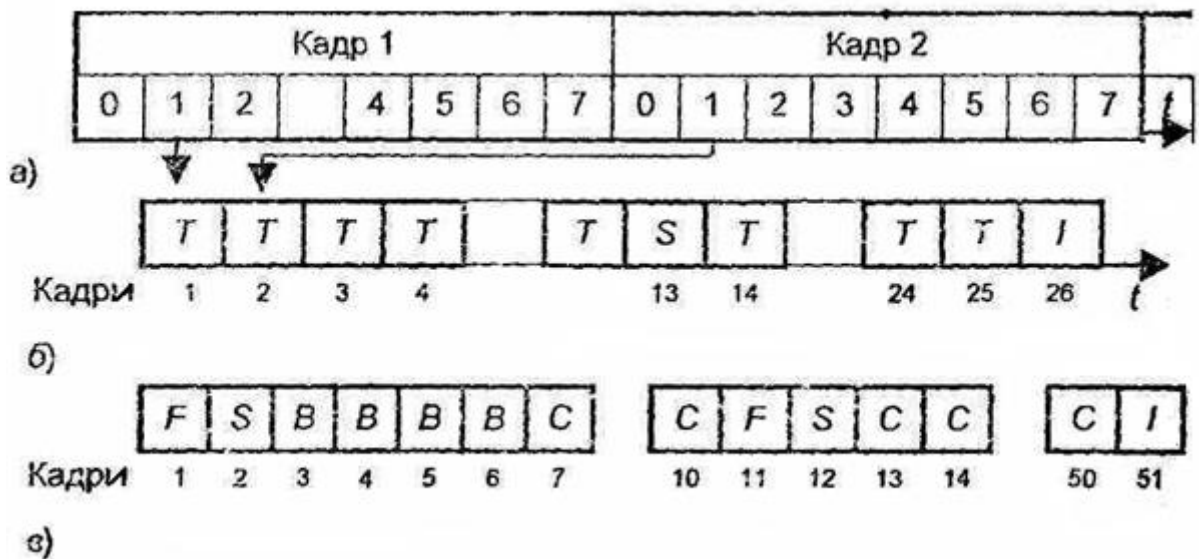


Рисунок 1.4 – Часові структури стандарту GSM:

а – кадр, б – мультикадр першого типу, в – мультикадр другого типу

Мультикадр першого типу організується для каналів трафіка або суміщених з ними каналів управління. Для позначення каналів трафіка використовують аббревіатуру TCH (від англ. – Traffic Channel). По каналах трафіка передають мовні сигнали. Структура мультикадру першого типу для передачі мови з повною швидкістю показана на рис.1.4, б, де T – вікна, призначені для каналів TCH. Кадр №13 (S) цього мультикадру виділений для каналу управління SACCH (повільний суміщений канал управління). Кадр №26 IDLE в цьому мультикадрі є холостим (I). В ньому нічого не передають.

Структура мультикадру на лініях вверх і вниз однакова зі зсувом початку на лінії вверх на три часових інтервали, оскільки абонентська станція не може передавати та приймати одночасно. В комірці передають по вісім каналів трафіка на кожній несучій, за виключенням однієї.

Мультикадр другого типу організують для каналів управління, не пов'язаних з каналами трафіка.

Мова або данні для передачі формуються у вигляді пакетованого цифрового потоку. Кожний пакет передається у своєму вікні. Кожний фізичний канал займає вікно з одним і тим же номером в кожному часовому кадрі. Швидкість передачі в радіоканалі $C_p = N_g/T_g = 270,8$ кбіт/с, де $N_g = 156,25$ біт в пакеті.

В стандартах GSM-900 та DCS-1800 передбачено п'ять типових структур пакетів: NB (нормальний), FB (пакет частотної корекції), SB (пакет синхронізації), DB (установочний), AB (пакет доступу).

Система може підтримувати канали трафіка з повною (22,8 кбіт/с) та половинною швидкістю (11,4 кбіт/с). У повношвидкісному каналі мовний кодек перетворює сегменти мови тривалістю 20 мс в цифрову послідовність із 260 біт. Швидкість передачі мовного сигналу на виході кодера $B_k = 13$ кбіт/с. В стандарті визначені механізми захисту від помилок: надточне та блокове кодування та перемеження, а також кодування для виявлення та виправлення помилок. В результаті тривалість сегмента зростає до 456 біт, а швидкість передачі мовного сигналу $B_m \approx 13(456/260) \approx 22,8$ кбіт/с.

Далі сегмент із 456 біт ділиться на вісім пакетів по 57 біт, які піддаються перемеженню та використовуються при формуванні кадру БДЧР. Для каналів передачі мови використовується пакет NB. У ньому із 156,25 біт 114 інформаційні, всі інші – службові. Швидкість передачі мовного сигналу для інформаційної частини пакета $NBB_{NB} = 114/T_k = (114/4,615 \cdot 10^{-3}) = 24,7$ кбіт/с.

Логічний мовний канал організується за допомогою мультикадрів першого типу, в якому 24 кадри із 26 займають сигнали трафіка. Швидкість передачі мовного сигналу в радіоканалі $B_p = B_{NB} (24/26) = 22,8$ кбіт/с [3].

1.5 Гауссівська частотна модуляція з мінімальним зсувом

В стандарті GSM використовується гауссівська маніпуляція з мінімальним зсувом (Gaussian Minimum Shift Keying - GMSK). Цей метод являє собою частотну маніпуляцію, при якій несуча частота дискретно - через інтервали часу, кратні періоду T бітової модулюючої послідовності, - приймає значення:

$$f_H = f_0 - F/4$$

$$f_H = f_0 + F/4,$$

де f_0 - центральна частота частотного каналу, що використовується; $F=1/T$ - частота бітової послідовності.

Рознесення частот $\Delta f = f_B - f_H = F/2$ - мінімально можливе, при якому забезпечується ортогональність коливань частот f_B і f_H на інтервалі T тривалості одного біта. При цьому за час T між коливаннями частот f_B і f_H набігає різниця фаз рівна π . Таким чином термін “мінімальний зсув” в назві методу модуляції відноситься до зсуву частоти. Оскільки модулююча частота в цьому випадку рівна $F/2$, а девіація частоти $F/4$, індекс частотної модуляції складає:

$$(F/4)/(F/2)=0.5.$$

Термін “гауссівська” в назві метода модуляції відповідає додатковій фільтрації модулюючої бітової послідовності відносно вузько смуговим гауссівським фільтром. Саме ця додаткова фільтрація відрізняє метод GMSK від метода MSK (Minimum Shift Keying - MSK - маніпуляція з мінімальним зсувом).

Метод MSK іноді розглядають як метод квадратурної фазової маніпуляції із зміщенням, але із заміною прямокутних модулюючих імпульсів тривалістю $2T$ напівхвильовими відрізками синусоїд та косинусоїд.

В методі MSK вхідна послідовність бітових імпульсів модулятора розбивається на дві послідовності, які складаються відповідно з парних і непарних імпульсів, і модульований сигнал (вихідний сигнал модулятора) протягом наступного n -го біта визначається виразом, який залежить від поточного n -го і попереднього $(n-1)$ -го біта:

$$S(t) = \pm \cos(\pi t/2T) \cos(\omega_0 t) \pm \sin(\pi t/2T) \sin(\omega_0 t) = \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi t/2T),$$

$$(n-1)T \leq t \leq nT,$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральна частота каналу, а вибір знаків “плюс” або “мінус” перед відповідними виразами визначаються алгоритмом, що приведено в табл.1.1.

Таблиця 1.1 – Алгоритм визначення знаків бітів вхідної послідовності модулятора

Біти вхідної послідовності модулятора		Знаки в першому представленні		Знаки в другому представленні		Значення несучої частоти
Непарний біт	Парний біт	Знаки першого доданку (cos)	Знаки другого доданку (sin)	Загальний знак виразу (cos)	Знак початкової фази ($\pi/2T$)	
1	1	-	-	-	-	f_H
0	1	+	-	+	+	f_B
0	0	-	-	-	-	f_H
1	0	-	-	-	+	f_B

Слід відмітити, що два біти, які використовуються в якості аргументів закону модуляції, вибираються з врахуванням того, який біт є поточним: якщо поточний біт парний, то другим бітом пари є попередній до нього непарний; якщо поточний біт непарний, то другий біт пари - попередній до нього парний.

З приведенного вище виразу випливає, що поточна фаза модульованого сигналу:

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \pi t/2T,$$

тобто набіг фази на інтервалі T одного біта:

$$\Delta\varphi = \pm \pi/2,$$

а миттєва частота як похідна фази:

$$\omega(t) = d[\varphi(t)]/dt = \omega_0 \pm \pi/2T = 2\pi(f_0 \pm F/4),$$

тобто миттєва частота приймає одне з двох значень – f_B або f_H , постійне протягом біта.

Таким чином, зміна знаку початкової фази в другій частині виразу означає перехід від f_B до f_H і навпаки. Зміна загального знаку виразу еквівалентна зміні початкової фази на π , що дозволяє зберегти неперервність фази при зміні частоти.

Більш зрозумілим і наочним є графічне пояснення методу MSK, зображене на рис.1.5.

На першому графіку представлено приклад вхідної бітової послідовності модулятора.

Другий і третій графіки дають відповідно послідовності непарних a_1 і парних a_2 бітів вхідної послідовності, причому тривалість кожного біта збільшена вдвічі в сторону запізнення, тобто кожен біт “розтягнути” в часі до 2-бітового символу, і для зручності приймається, що послідовності a_1 і a_2 приймають значення $+1$ та -1 (значення -1 відповідає значенню 0 вхідної послідовності).

В результаті для кожного бітового інтервалу тривалістю T розміщені одне над одним значення a_1 і a_2 дають саме ту пару парного і непарного бітів, які є аргументами закону модуляції.

Четвертий і п'ятий графіки показують форму модулюючих сигналів двох квадратурних каналів v_1 і v_2 , які отримуються як добуток функцій a_1 і a_2 відповідно на квадратурні низькочастотні сигнали $\sin(\pi t/2T)$ і $\cos(\pi t/2T)$. Слід звернути увагу на стрибкоподібну зміну фази цих сигналів на π ; в моменти зміни знаків a_1 і a_2 .

Кінцевий модульований сигнал згідно отримується як результат перемноження модулюючих сигналів квадратурних каналів з відповідними несучими $\sin(\omega_0 t)$ і $\cos(\omega_0 t)$ і сумування отриманих добутків. Описаний принцип побудови модулятора MSK пояснюється блок-схемою (поки без врахування першого блоку - гаусівського фільтра (G) на рис.1.6. З приведених вище аналітичних виразів безпосередньо випливає, що початкова фаза φ_H модульованого сигналу в методі MSK описується лінійно-ламанною кривою, тобто залежність $\varphi_H(t)$ є неперервною, але не гладкою. Додавання гаусівського

фільтра, тобто фільтра низьких частот з амплітудною характеристикою в формі гаусівської кривої, приводить до згладження кривої $\varphi_H(t)$ в точках зламу[2].

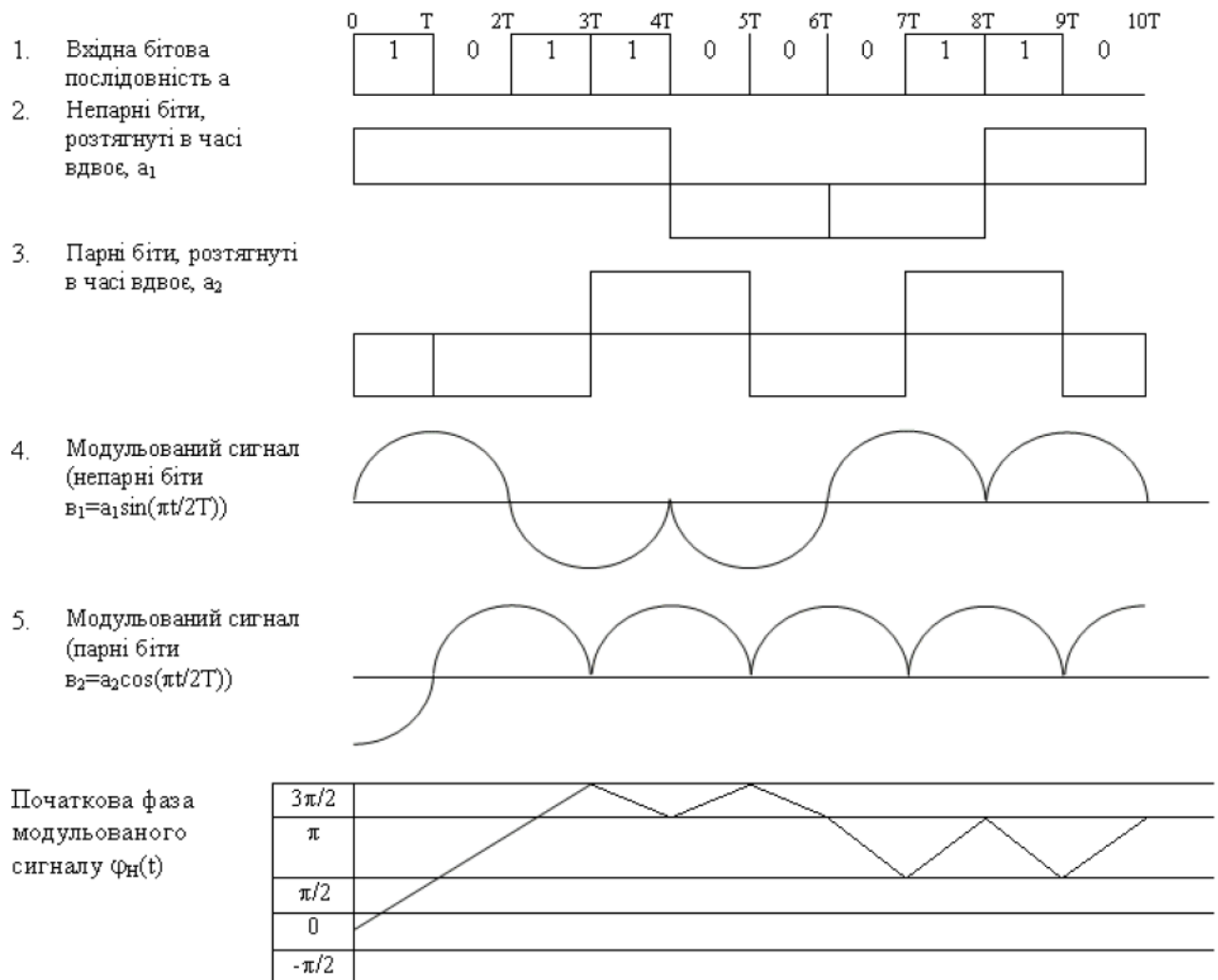


Рисунок 1.5 – Графічне пояснення методу MSK

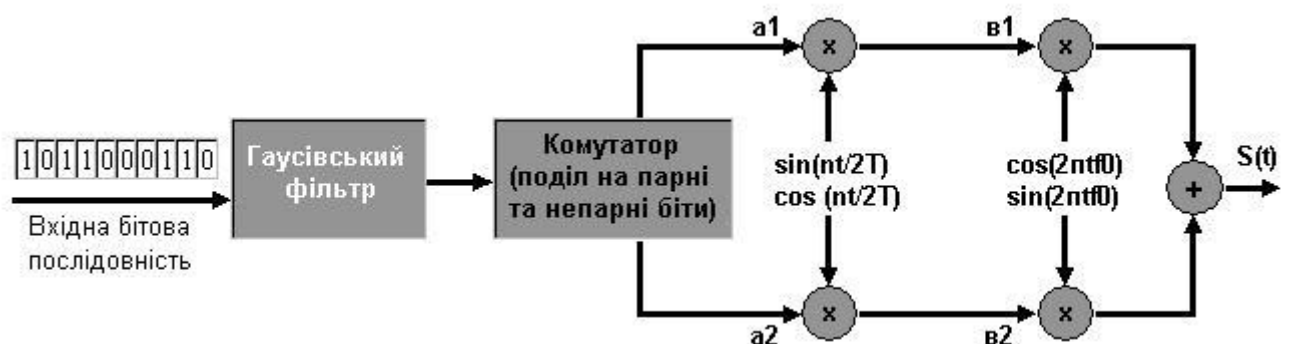


Рисунок 1.6 – Блок-схема побудови модулятора MSK

Попередня гауссівська фільтрація призводить до збільшення між символної інтерференції. Однак досвід широкого застосування цього виду

модуляції свідчить про те, що зниження якості передачі не настільки серйозне, якщо добуток смуги пропускання фільтра (на рівні 3 дБ) на тривалість бітового інтервалу $BT_c \geq 0,5$.

Цей спосіб модуляції дозволяє за рахунок незначного збільшення ймовірності помилки при передачі інформації отримати дуже хорошу спектральну ефективність та постійність огинаючої радіосигналу.

Параметри гауссівського формуючого фільтра повністю визначаються потрібними значеннями смуги пропускання B та тривалістю бітового інтервалу. Це означає, що форма імпульсу на виході повністю визначається значенням добутку BT_c ширини B смуги пропускання фільтра на рівні 3 дБ та тривалості T_c бітового інтервалу. На рис.1.7 приведені графіки імпульсу для деяких значень цього добутку. Слід відмітити, що смуга пропускання гауссівського фільтра B тут визначена по двосторонній передаточній функції. Якщо використовувати смугу пропускання фізичної амплітудно-частотної характеристики, то значення B , а отже, і всі вказані на рис.1.7 значення добутку BT_c необхідно зменшити в два рази. Елемент фазової траєкторії при використуванні на практиці значеннях добутку BT_c буде близький по формі до кривої гауссівської функції розподілення.

Оскільки розглянута тут модуляція є нелінійною, то тримання аналітичного виразу для спектральної щільності GMSK сигналу є складною задачею. Зазвичай уявлення про форму цього спектру отримують шляхом модулювання. Результати такого модулювання представлені на рис.1.8 для різних добутків BT_c [3].

На цьому ж рисунку приведений і спектр MSK сигналу, який є частковим випадком ГММЗ сигналу при $BT_c = \infty$. З рисунка випливає, що при зменшенні значення добутку BT_c рівень бокових пелюсток спектру дуже швидко зменшується. Наприклад, при $BT_c = 0,5$ максимальне значення другого пелюстка більше ніж на 30 дБ нижче максимального значення головного пелюстка, в той час як другий пелюсток спектра MSK сигналу лиш на 20 дБ нижче основного пелюстка.

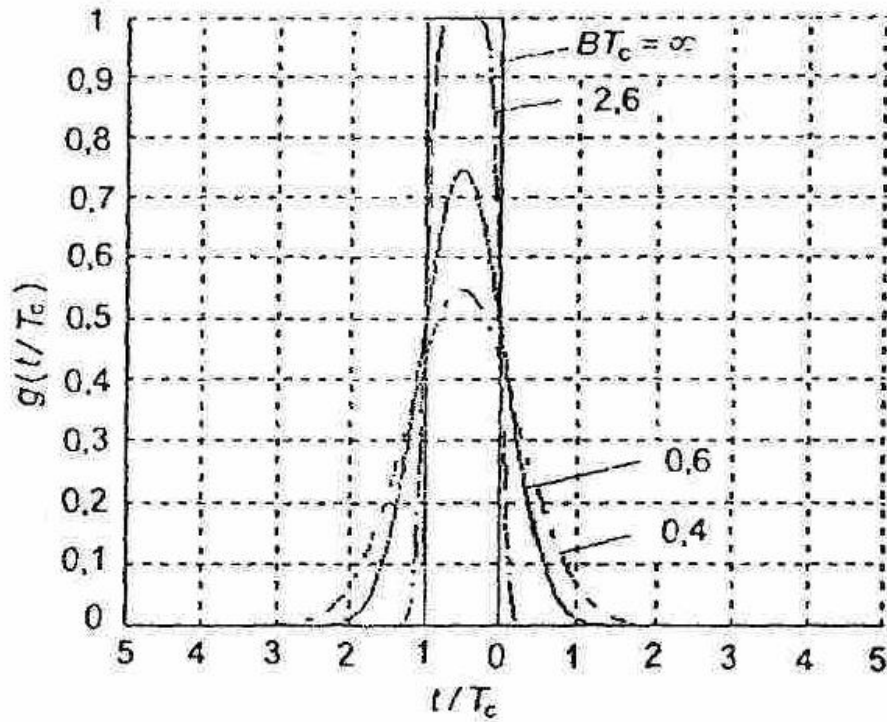


Рисунок 1.7 – Форма елементарного імпульсу на виході гауссівського формуючого фільтра

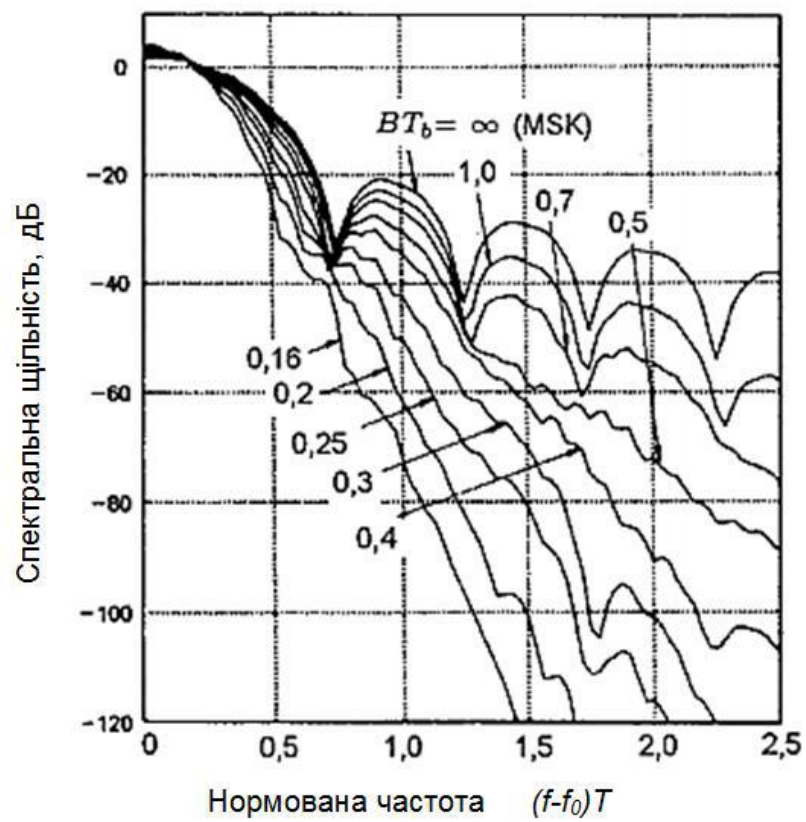


Рисунок 1.8 – Нормована спектральна щільність потужності сигналу GMSK

Однак зменшення добутку BT_c призводить до небажаного росту ймовірності помилки при демодуляції таких сигналів через ріст між символних спотворень, які виникають у гауссівському фільтрі. Добре відомо, що збільшення швидкості переміщення рухомих абонентів також супроводжується небажаним зростом ймовірності помилки при прийомі. Тому до тих пір, поки приріст ймовірності помилки через гауссівський фільтр менший приросту ймовірності помилки через швидке переміщення абонента, застосування гауссівської модуляції з мінімальним зсувом можна рахувати виправданим.

Також відомо, що зменшення ймовірності помилки через між символну інтерференцію при гауссівській фільтрації виявляється мінімальним при значенні $BT_c = 0,5887$. Для збереження ймовірності помилки на попередньому рівні, який має місце при відсутності між символної перешкоди, необхідно збільшити потужність сигналу лише на 0,14 дБ [3].

Ширина смуги B фільтра по рівню 3 дБ вибирається рівною $B = 0,3F$. Оскільки в стандарті GSM $F = 270,833$ кГц і смуга гауссівського фільтра рівна $B = 81,3$ кГц, то добуток $BT = 0,3$. Введення гауссівського фільтра призводить до звуження головного пелюстка і зниження бокових пелюстків спектру на виході модулятора, чим забезпечується допустимий рівень завад по суміжних частотних каналах [2].

1.6 Спільноканальні інтерференційні завади

Практика проектування показує, що число N комірок в ансамблі в коміркових мережах приймається так, щоб як найбільше послабити вплив інтерференційних завад у сусідніх спільноканальних базових станціях, чи абонентських станціях, що обслуговуються базовою. Як легко зауважити, чим більше число комірок N в ансамблі, тим вплив інтерференційних завад від сусідніх базових станцій, що працюють з однаковою групою радіоканалів, на якість передачі буде менший. Іншими словами, більше відношення потужності

сигналу до потужності завад C/I в розмовному каналі отримується для більших значень N . З другої сторони збільшення числа N комірок в ансамблі економічно не вигідно. Тому в громадських коміркових мережах, в яких економічні питання виходять на перше місце, змагають до мінімізації відношення D/R , а потім і числа комірок в ансамблі N . Однак треба пам'ятати, що вибір оптимального значення D/R завжди компромісний між високою якістю передачі і великою ємністю мережі, чи числа споживачів коміркової мережі.

Коміркова технологія дала можливість отримати, практично, необмежену кількість абонентів.

Проблематика передачі радіосигналів, чи обслуговування абонентів в коміркових мережах має два взаємно-протилежні аспекти: аспект якості і кількості. Канал передачі в мобільних системах рухається разом із абонентською рухомою станцією. Для того необхідний постійний контроль якості сигналів, що піддаються сильним (глибоким) завмиранням та інтерференційним завадам. Цей контроль є дуже суттєвим, бо кількісний аспект вимагає зближення спільноканальних базових станцій на найменшу можливу відстань.

Гексагональна комірка має шість безпосередніх спільноканальних сусідів, які знаходяться на відстані D :

$$D = R\sqrt{3N}$$

де $N=1, 3, 4, 7, 9, 12, \dots$

Зупинимося над питанням, як вплине на значення відношення C/I в мережі із семикомірковим ансамблем використання на базових станціях антен із шириною діаграми напрямленості на рівні половинної потужності, в 120° і відповідно 60° . Наслідком такої заміни антен буде розділ комірки на 3 (120°) чи 6 (60°) секторів, а також розділ числа каналів, які виділені базовій станції, на 3 чи на 6 розділених частотних підгруп. На рис.1.9 представлено фрагмент коміркової мережі при $N=7$ мережі із секторними комірками з кутами 120° чи 60° .

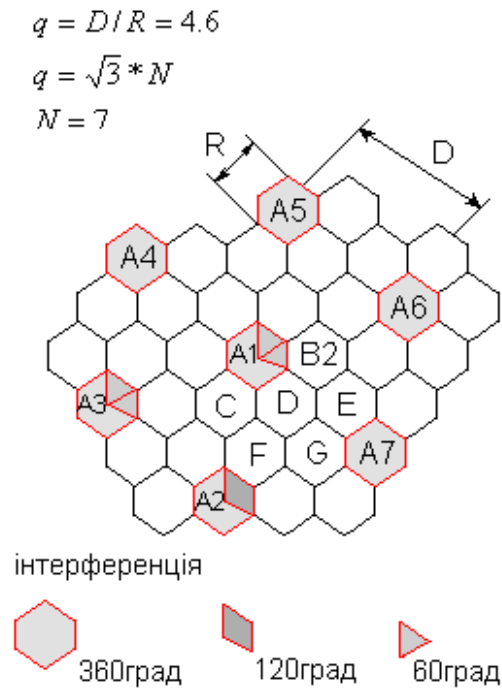


Рисунок 1.9 – Конфігурація інтерференційних завад в мережі із семикоміркового ансамблю

З аналізу рис.1.9, для секторних комірок з 120°, випливає, що рухома станція MS з комірки A1 піддана впливу двох спільноканалних базових станцій, тобто станцій A2 і A3. В мережі, що створена із секторних 60° комірок, та сама мобільна станція піддана впливу лише базової станції A2. Ці дві ситуації добре проілюстровані на рис.1.10, на якому мобільна станція MS знаходиться в найгіршій позиції з точки зору інтерференційних завад.

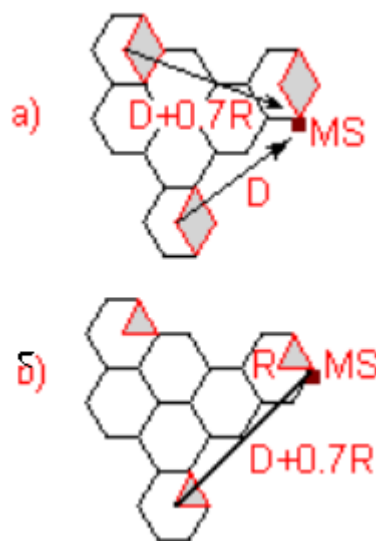


Рисунок 1.10 – Визначення С/І для комірок: а) 120°; б) 60°

В цифрових системах ту саму якість в телефонному каналі, що і в системах аналогових, можна отримати при відношенні корисної потужності до потужності інтерференційних завад на рівні 13 дБ, або навіть на рівні 9 дБ[2].

Таким чином проведено огляд загальних принципів побудови мережі стільникового зв'язку, а саме мобільної системи зв'язку стандарту GSM. Якість зв'язку мобільного стандарту GSM залежить від співвідношення сигнал/шум. На вході мобільної станції діють власні шуми, перешкоди на спільноканальних частотах та інтерференційні перешкоди на сусідніх частотних каналах.

Для більш точного оцінювання показників якості рухомого зв'язку необхідно розробити методику оцінки додаткового впливу шумових складових, що утворюються сусідніми частотними каналами.

РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ВНУТРІШНЬО СИСТЕМНИХ ПЕРЕШКОД НА ЯКІСТЬ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Розробка частотно-територіального плану

Робота мобільного зв'язку забезпечується розвинутою мережею базових станцій (фіксованих антен), які передають інформацію на комутаційні центри за допомогою радіочастотних сигналів. З метою забезпечення підвищення якості мобільного зв'язку оператори збільшують кількість базових станцій та здійснюють їх постійне переоснащення відповідно до найновітніших технологічних розробок галузі [4].

Для покращення якості зв'язку, в першу чергу, потрібно розробити частотно-територіальний план (ЧТП). Під час проектування системи виконується прив'язка системи вибраного стандарту до реальної території. Для цього необхідно:

- визначити допустиме число мовних каналів у стільнику;
- забезпечити трафік відповідно до демографічної ситуації на території;
- визначити кількість стільників та їх межі;
- розрахувати потужність передавача базової станції (БС) тощо[5].

Аналіз стану проблеми частотно-територіального планування мережі рухомого і фіксованого радіозв'язку показує, що для його вирішення не існує суто формалізованих алгоритмів, а вхідні дані часто виявляються недостатніми і неточними, що дозволяє зробити висновок про те, що найбільш конструктивним підходом до вирішення даної складної задачі є декомпозиція всієї процедури планування на ряд етапів.

Також дану проблему можна вирішити за рахунок оптимізації місць розташування базових станцій, потужності передавачів, висот антен та їх типів (неспрямовані або спрямовані за секторами) і розподіл частот між базовими станціями [6].

Для цього, після розробки частотно-територіального плану, є розрахунок співвідношення сигнал/шум на вході приймача мобільної станції (МС).

Чутливість приймача характеризується його можливістю приймати слабкі радіосигнали. Для оцінки чутливості використовують мінімально допустиме значення напруженості поля радіосигналу в антені, або мінімально допустиме значення потужності радіосигналу на вході приймача.

Методика розрахунку співвідношення сигнал/шум із врахуванням як власних шумів МС, так і зовнішніх перешкод, у тому числі і за сусідніми частотними каналами викладається у наступному підрозділі.

2.2 Методика оцінки впливу складових шуму на якість каналу зв'язку

Мінімально допустиме значення потужності радіосигналу на вході приймача можна розрахувати, як [7]:

$$P_c = \frac{P_{\text{БС}} G_{\text{ПР}} G_{\text{БС}} \lambda^2}{(4\pi R)^2}, \quad (2.1)$$

де P_c – потужність приймального сигналу;

$P_{\text{БС}}$ – потужність передавача базової станції;

$G_{\text{ПР}}$ і $G_{\text{БС}}$ – коефіцієнти підсилення приймальної антени МС і передавальної антени БС відповідно;

R – відстані від передавальної до приймальної антени.

В коміркових мережах, що працюють в діапазоні 800 МГц-900 МГц, максимальна потужність, що подається на вхід передавальних антен рухомих станцій коливається на рівні від 10 до 11 дБВт. Впливає це із техніко-економічних можливостей масового передавального обладнання. Потужність передавачів базових станцій – 16 дБВт [2].

Рухомі станції звичайно використовують ненапрямлені антени із коефіцієнтом підсилення меншим ніж 2 дБ по відношенню до ізотропної антени, або 0 дБ, по відношенню до півхвильового диполя. На базовій станції монтуються антени із коефіцієнтом підсилення від 6 дБ до 8 дБ, по відношенню

до півхвильового вібратора. Такі антени встановлюються на висоті від 30 до 60 м над поверхнею землі.

Існує кілька класів рухомих станцій, які відрізняються одна від одної потужністю передавача, розмірами та можливостями взаємодії з пристроями передачі даних. Рухомі станції відрізняються одна від одної як функціями, основними і додатковими, так і електричними параметрами, тобто, перш за все, максимальною потужністю рівня передачі, що впливає на розміри станції, та час роботи акумуляторів. В табл.2.1 показано класи рухомих станцій, які об'єднані в стандарті GSM, як в діапазоні 900 МГц(GSM-900), так і діапазоні 1800 МГц (система DCS-1800). Класи рухомих станцій визначено в залежності від максимальної потужності передавача.

Таблиця 2.1 – Класи мобільних станцій в системах GSM 900 і DCS 1800

N	GSM 900		DCS 1800	
	Потужність передавача	Типи станцій	Потужність передавача	Типи станцій
1	20 Вт (43 дБм)	возимі і носимі	1 Вт (30 дБм)	кишенькові
2	8 Вт (39 дБм)	возимі і носимі	0,25 Вт (24 дБм)	кишенькові
3	5 Вт (37 дБм)	кишенькові	---	---
4	2 Вт (33 дБм)	кишенькові	---	---
5	0,8 Вт (29 дБм)	кишенькові	---	---

Максимальна потужність передавача базової станції є важливим параметром системи, який характеризує максимально допустиму відстань від рухомої станції до базової, тобто розміри комірки. В табл. 2.2 показано основні класи потужності базових станцій, які об'єднані в стандарті GSM для систем GSM-900 та DCS-1800.

На вході приймача МС діють власні теплові шуми і зовнішні перешкоди. Зовнішні перешкоди поділяються на індустріальні та шуми випромінювання.

Вважають, що такі зовнішні перешкоди в межах шумової смуги приймача мають рівномірний спектр та їх оцінюють за допомогою коефіцієнта шуму[2].

Таблиця 2.2 – Основні класи потужностей базових станцій в системах GSM 900 і DCS 1800

Клас	GSM 900	DCS 1800
1	320 Вт (55 дБм)	20 Вт (43 дБм)
2	160 Вт (52 дБм)	10 Вт (40 дБм)
3	80 Вт (49 дБм)	5 Вт (37 дБм)
4	40 Вт (46 дБм)	2,5 Вт (34 дБм)
5	20 Вт (43 дБм)	---
6	10 Вт (40 дБм)	---
7	5 Вт (37 дБм)	---
8	2,5 Вт (34 дБм)	---

Потужність теплових шумів приймача дорівнює [3]:

$$P_T = N_T k T_0 \Pi, \quad (2.2)$$

де N_T – коефіцієнт шуму приймача;

k – постійна Больцмана;

T_0 – температура приймача;

Π – ефективна ширина смуги приймача.

Типове значення коефіцієнта шуму приймача $N_T = 7...9$ дБ для частот 800...1000 МГц [3].

Співвідношення сигнал/шум на вході приймача визначається такою формулою:

$$q_{C/\Pi} = \frac{P_C}{P_T}. \quad (2.3)$$

Розрахувавши співвідношення сигнал/шум на вході приймача, потрібно врахувати наявність інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах. Тому наступним кроком даної методики є розрахунок співвідношення сигнал/(шум + інтерференція) на вході приймача МС.

В системах рухомого зв'язку на вхід приймача МС надходить корисний сигнал БС і заважаючий сигнал від інших БС мережі. Коли несучі частоти корисного та заважаючого сигналів співпадають, то виникають інтерференційні перешкоди на співпадаючих частотах. Такі перешкоди створюють БС сусідніх кластерів. На рис.2.1 показано фрагмент ЧТП розмірністю $N = 7$. Цифрами $1, \dots, 7$ позначені частотні групи присвоєні стільникам. Розглядаючи дію сигналу й інтерференційних перешкод на МС, які розташовані на межі стільника, видно, що перешкоди створюються БС, які позначені $M1, \dots, M6$. Найбільш несприятливий випадок відповідає мінімальному рівню приймального сигналу, тобто положенню МС на межі стільника (позначена жирною крапкою). На рис.2.1 показані шляхи приходу заважаючих сигналів на цю МС.

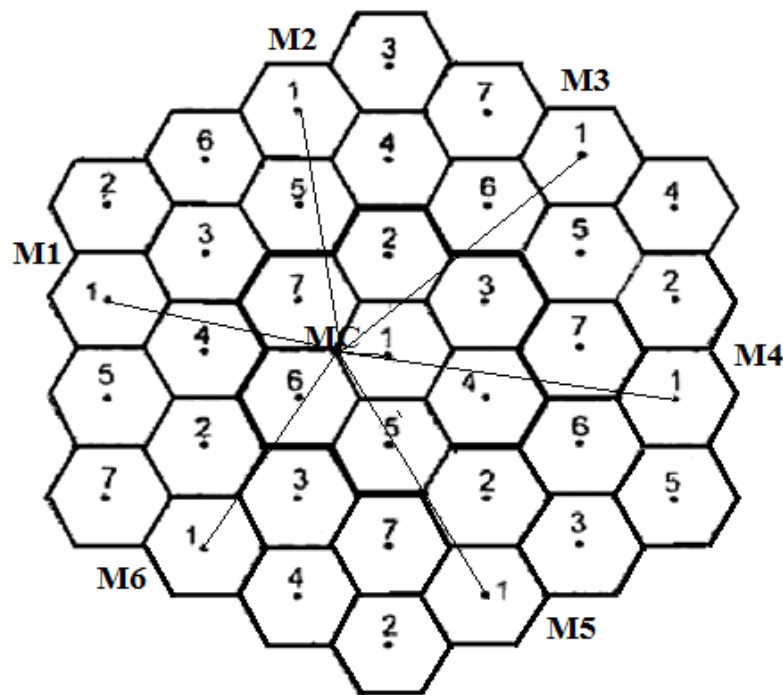


Рисунок 2.1 – Фрагмент частотно-територіального плану з $N_{\text{кл}} = 7$

Потужність корисного сигналу, що надходить на МС від БС, подано в вигляді (2.1). Тоді потужність для j -го заважаючого сигналу, прийнявши $R=R_j$:

$$P_{ij} = \frac{P_{\text{БС}} G_{\text{ПР}} G_{\text{БС}} \lambda^2}{(4\pi R_j)^2}. \quad (2.4)$$

Сумарну потужність інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах можна знайти як суму потужностей заважаючих сигналів j -ї БС:

$$\sum_{i=1}^j P_i = P_{i1} + P_{i2} + \dots P_{ij}. \quad (2.5)$$

Ефективним способом підвищення співвідношення сигнал-інтерференція є застосування секторних антен. Фрагменти ЧТП при $N = 7$ з використанням секторних антен з шириною діаграми спрямованості (ШДС) $= 120^\circ$ та $= 60^\circ$ показані на рис.2.2.

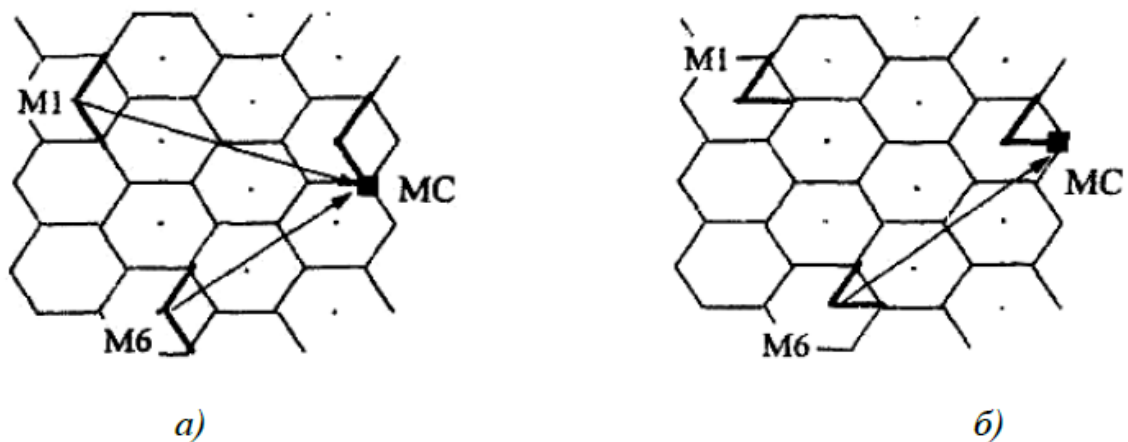


Рисунок 2.2 – Фрагмент ЧТП у разі $N=7$ з використанням секторних антен з ШДС: а) $\alpha = 120^\circ$, б) $\alpha = 60^\circ$

Сектори стільників, у яких використовуються однакові частоти, позначені жирними лініями. Коли $\alpha = 120^\circ$ залишилось два заважаючих сигнали на відстані R_1 та R_6 . Для варіанта $\alpha = 60^\circ$ залишився тільки один заважаючий сигнал та відстані R_6 .

На мобільну станцію, яка знаходиться на межі стільника № 1 (рис.2.1) впливають власні шуми, які обчислюються згідно виразу (2.2) та інтерференційні перешкоди на співпадаючих частотах, які обчислюються згідно виразів (2.4) та (2.5). Тому загальний вплив можна подати як добуток потужності шуму та сумарної потужності від заважаючих станцій. Тому співвідношення сигнал/(шум + інтерференція) можна записати таким чином:

$$Q_{C/(Ш+I)} = \frac{P_C}{P_T + \sum_{i=1}^j P_i}. \quad (2.6)$$

Частотний план присвоюється стандарту і визначає розподіл частот прийому і передачі між каналами.

Частотні канали, які розташовані в такому плані поряд, називаються сусідніми.

ЧТП розробляється для конкретної території, на якій розгорнута система. В ньому вказується розмірність кластера; розподіл частотних груп між стільниками; розміщення стільників на території; кількість каналів у кожній частотній групі, що належить стільнику; номінальне значення частот каналів у такій групі. На БС до однієї антени може бути підключено до 16 каналних прийомопередавачів. Для запобігання утворення взаємних перешкод не допускається робота передавачів сусідніх каналів через загальну антену БС.

На МС інтерференційні перешкоди від сусідніх каналів створюють передавачі сусідніх стільників. Вибірковість за цими каналами забезпечує смуговий фільтр приймача МС. На рис.2.3 показана типова (одностороння) АЧХ цього фільтра.

Тут позначено f_0 – центральна частота каналу; f_1, f_2, f_3 – несучі сусідніх каналів; F – розстроювання; Π_ϕ – ширина смуги пропускання фільтра за рівнем -3дБ; $\tilde{a}_\phi$ – послаблення фільтра щодо рівня на краю смуги. Типовий фільтр за межами смуги пропускання вносить затухання $\gamma_\phi = 24$ дБ на октаву.

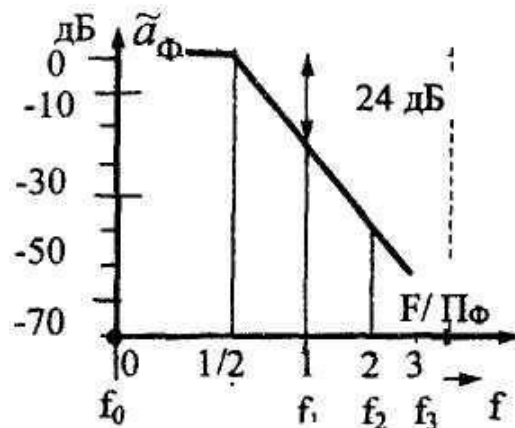


Рисунок 2.3 – Типова АЧХ смугового фільтра приймача МС

Інтерференційна перешкода по сусідньому каналу може виникнути на БС в ситуації, коли МС1 знаходиться на межі стільника, а МС2 біля БС (всередині стільника) (рис. 2.4). Цю проблему зазвичай вирішують двома шляхами: вибирають приймач з високою вибірковістю і забезпечують регулювання потужності випромінювання МС.

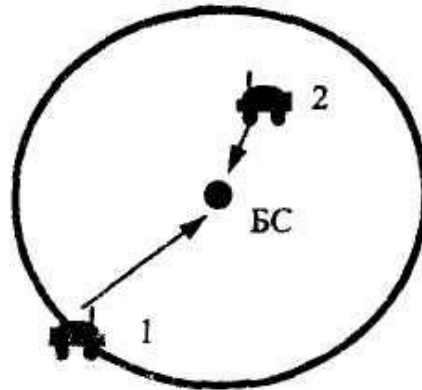


Рисунок 2.4 – Інтерференційна перешкода по сусідньому каналу

МС, що знаходиться біля БС, може створювати перешкоди прийому сигналу віддаленої МС через перенавантаження підсилювача приймача (рівень сигналу перевищує максимальний вхідний рівень). Точка насичення такого підсилювача відповідає максимальному вхідному рівню сигналу $P_{снас} \approx 55$ дБм. Якщо рівень сигналу перевищує це значення, то в спектрі сигналу через нелінійні процеси виникають небажані складові. Коли їх частоти потрапляють в смугу пропускання сусідніх каналів, вони створюють перешкоди. При прийманні в сусідньому каналі сигналу від віддаленої МС значення співвідношення сигнал/перешкода може виявитися нижче допустимого [3].

Проаналізувати рівень інтерференційних перешкод, що створюються сусідніми частотними каналами можна з використанням нормованої спектральної щільності потужності сигналів з MSK та GMSK, що наведена на рис.1.8 [8].

На графіку показано рівень потужності головної пелюстки, яка передається на центральній частоті каналу f_0 і рівні потужностей бічних пелюсток, які передаються в сусідніх каналах на частотах f_1 , f_2 , f_3 і т. д. Досліджуючи саме рівень бічних пелюсток, а також потрапляння спектра сигналу бічних пелюсток

в смугу пропускання приймача, що працює на основній частоті, можна встановити негативний інтерференційний вплив на корисний сигнал, що надходить від заважаючих БС, які працюють на сусідніх частотах.

Після розрахунку рівня сумарної потужності інтерференційних перешкод від сусідніх частот потрібно визначити співвідношення сигнал/(шум + інтерференція + інтерференція від сусідніх частотних каналів) і порівняти зі співвідношення сигнал/(шум + інтерференція), а потім знайти відсоток уточнення розрахунку співвідношення сигнал/шум. Знаючи співвідношення сигнал/шум на вході приймача МС, можна визначити ймовірність помилки передачі одного біта. Приклад залежності ймовірності помилки прийому сигналу GMSK від співвідношення сигнал/шум на вході вирішального пристрою приведена на рис.2.5 [9].

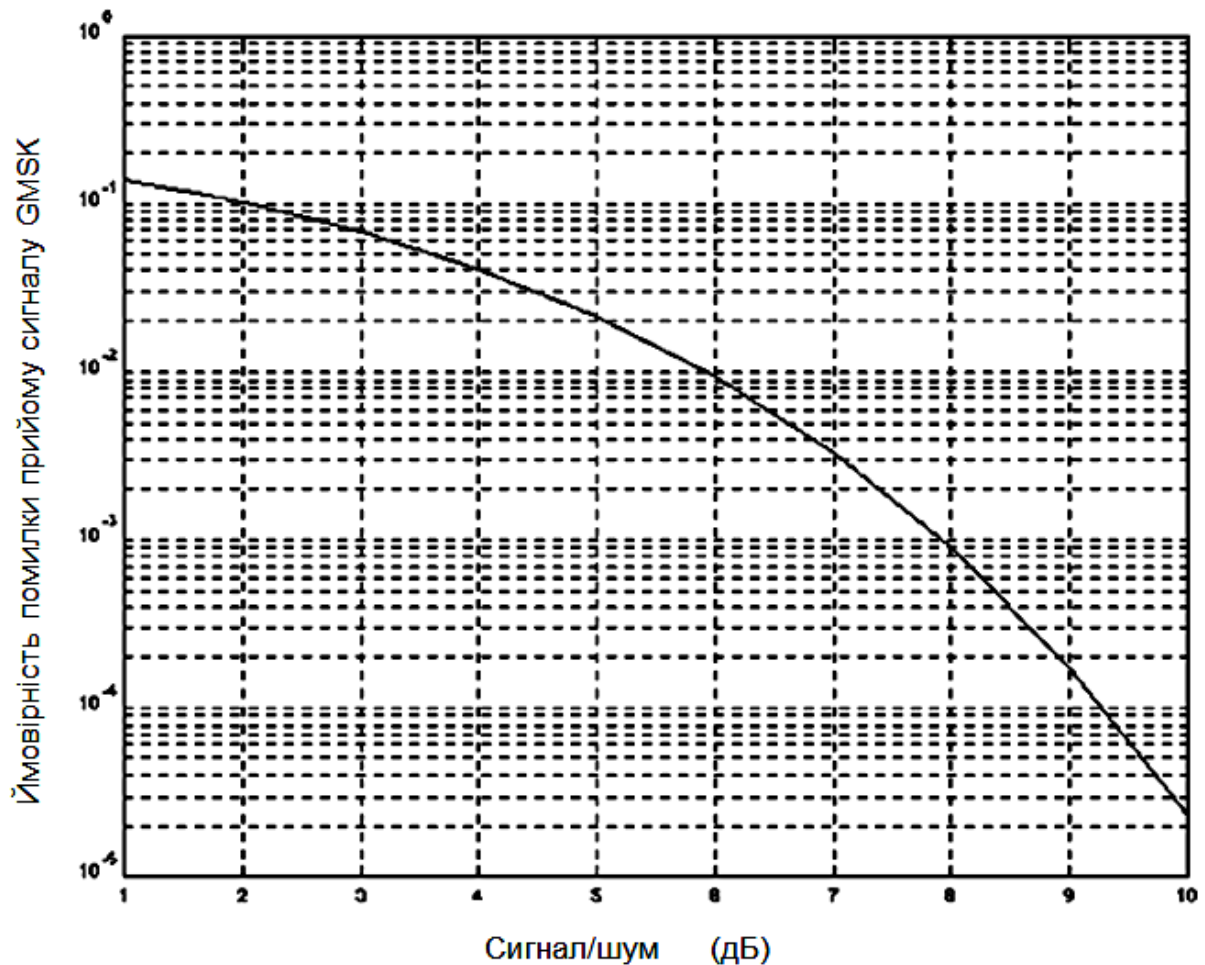


Рисунок 2.5 – Графік залежності ймовірності помилки прийому сигналу GMSK від співвідношення сигнал/шум

З графіка рис.2.5 видно, що під час збільшення співвідношення сигнал/шум ймовірність помилки передачі одного біта інформації зменшується. З іншого боку для передачі інформації із визначеним значенням помилки необхідно забезпечити відношення сигнал/шум не менше певного значення.

2.3 Алгоритм дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку

Згідно методики, викладеної у підрозділі 2.2, можна запропонувати наступний алгоритм дослідження впливу внутрішньо системних перешкод системи стандарту GSM на показники якості зв'язку, що наведено на рис.2.6.

Згідно з наведеним алгоритмом, для дослідження впливу параметрів модуляції сигналу передавача мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку необхідно спочатку ввести параметри ЧТП (вказується розмірність кластера; розподіл частотних груп між стільниками; розміщення стільників на території; кількість каналів у кожній частотній групі, що належить стільнику; номінальне значення частот каналів у такій групі), згідно з яким і будуть проводитися дослідження. Далі, згідно з обраним частотно-територіальним планом, обираємо частоту, на якій будуть проводитися розрахунки і розраховуємо згідно з виразами (2.1), (2.2) та (2.5) потужність корисного сигналу, потужність шуму і сумарну потужність інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах на вході МС, відповідно. Наступним кроком, згідно з алгоритмом, є визначення співвідношення сигнал/(шум + інтерференція) за виразом (2.6). Дане співвідношення дозволить проаналізувати вплив шумів та інтерференційних перешкод на співпадаючих частотах на потужність корисного сигналу і з'ясувати причини виникнення та подолання наявності цих перешкод.

Потім необхідно визначити рівень перешкод від сусідніх частотних каналів залежно від параметрів модуляції. Для визначення рівня перешкод від сусідніх частотних каналів залежно від параметрів модуляції потрібно використати



Рисунок 2.6 – Алгоритм дослідження впливу внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку

рис.1.8 та проаналізувати потрапляння спектра сигналу бічних пелюсток в смугу пропускання приймача, що працює на основній частоті, і яким чином дане потрапляння впливає на значення співвідношення сигнал/(шум + інтерференція).

Після проведених розрахунків знайдемо загальне значення співвідношення сигнал/(шум + інтерференція + інтерференція від сусідніх частотних каналів) і порівняємо зі співвідношенням сигнал/(шум + інтерференція). Знайдемо відсоток уточнення співвідношення сигнал/(шум + інтерференція).

За допомогою графіка (рис. 2.5) знайдемо ймовірність помилки передачі одного біта, що відповідає уточненому значенню співвідношення сигнал/шум із врахуванням випромінювання передавача на сусідніх частотних каналах.

Таким чином розроблена методика оцінки впливу внутрішньо системних перешкод, що враховує наявність бічних складових у спектрі сигналу передавача мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку. Розроблена методика дозволяє оцінити погіршення якості зв'язку через наявність складових на сусідніх частотних каналах.

РОЗДІЛ 3 ПЕРЕВІРКА ПРАЦЕЗДАТНОСТІ РОЗРОБЛЕНОЇ МЕТОДИКИ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ВНУТРІШНЬО СИСТЕМНИХ ПЕРЕШКОД НА ЯКІСТЬ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Для оцінки впливу параметрів модуляції сигналу мобільної системи стандарту GSM на показники якості зв'язку будемо розглядати варіант використання кластеру із розмірністю $N=7$ (рис.3.1). Цифрами 1,...,7 позначені стільники, що використовують однакові групи частот. Припустимо, що МС знаходиться на межі стільника із номером 1, а радіус стільника R . При умові, що пряма видимість не забезпечується, будемо вважати, що потужність сигналу на вході МС зворотно пропорційна дальності МС-БС у четвертому ступені [8,10]. Відстань між базовими станціями D визначається розмірністю кластеру і радіусом стільника $D = \sqrt{3N}R$ [10]. Отже відношення сигнал/перешкода на вході МС, з урахуванням випромінювання БС на співпадаючих частотах, можна визначити згідно виразу [10]:

$$Q = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2D^{-4} + 2(D+R)^{-4}}. \quad (3.1)$$

Враховуючи, що $D/R = \sqrt{3N}$, вираз (3.1) перетворимо наступним чином:

$$Q = \frac{1}{2(\sqrt{3N}-1)^{-4} + 2(\sqrt{3N})^{-4} + 2(\sqrt{3N}+1)^{-4}} = 17,3 \text{ дБ}. \quad (3.2)$$

Отримане згідно виразу (3.2) значення Q суттєво перевищує гранично необхідне для забезпечення якісного зв'язку, що становить 9 дБ [6].

Для оцінки можливого погіршення відношення сигнал/перешкода на вході МС через вплив випромінювань БС на сусідніх частотних каналах, скористаємось практично виміряними значеннями спектральної щільності потужності сигналів з GMSK [8], що наведені на рис.3.2. Смуга частот, що займається GMSK сигналом, залежить від значення добутку ширини смуги B

попереднього фільтру Гаусса та тривалості біта T , яка у стандарті GSM дорівнює 3,69 мкс. Враховуючи ширину смуги пропускання типового вибіркового фільтру приймача МС за рівнем -3дБ, можна визначити, що цьому рівню відповідає різниця частот між основним f_0 та сусіднім f_1 частотними каналами $|f_1 - f_0| = 100 \text{ кГц}$. Тоді, враховуючи те, що для системи GSM добуток $BT = 0,3$, послаблення рівня потужності сигналу, що випромінюється на частоті f_1 порівняно з випромінюванням на основній частоті f_0 буде складати приблизно 10 дБ.

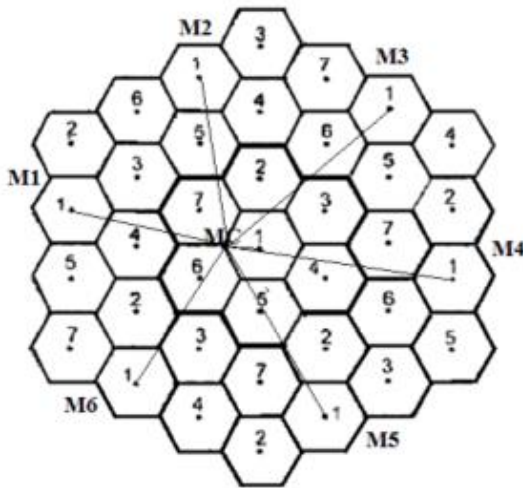


Рисунок 3.1 - ЧТП

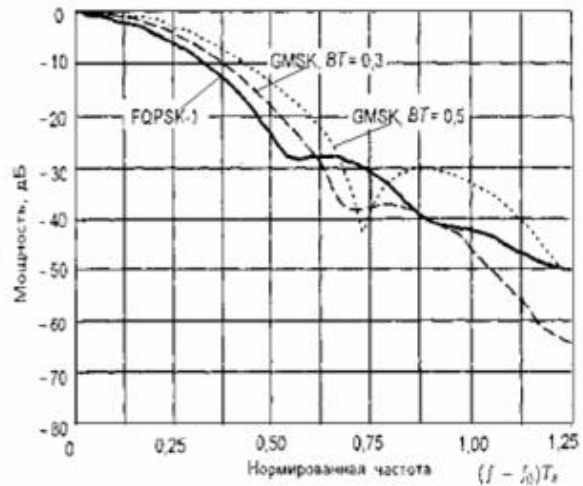


Рисунок 3.2 – Спектр GMSK

Нехай випромінювання на сусідніх частотних каналах у центральному кластері відбувається на БС, що розташовані у стільниках з номерами 2 та 5. Тоді відношення сигнал/перешкода на вході МС Q_Σ , з урахуванням випромінювання на сусідніх частотних каналах, складе:

$$Q_\Sigma = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2D^{-4} + 2(D+R)^{-4} + (\sqrt{5}R)^{-4}/5} = 15,7 \text{ дБ}. \quad (3.3)$$

Найгіршим випадком є випромінювання на сусідніх частотних каналах БС з номерами 6 та 7, що безпосередньо примикають до МС у центральному кластері. Для даного випадку розрахункове значення відношення сигнал/перешкода Q_{Σ} на вході МС становить:

$$Q_{\Sigma} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2D^{-4} + 2(D+R)^{-4} + R^{-4}/5} = 6,6 \text{ дБ}. \quad (3.4)$$

У той же час, якщо на вході приймача МС присутнім є лише один із сигналів БС стільників, що примикають до МС, то значення Q_{Σ} складе:

$$Q_{\Sigma} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2D^{-4} + 2(D+R)^{-4} + R^{-4}/10} = 9,3 \text{ дБ}. \quad (3.5)$$

Якщо при частотно-територіальному плануванні забезпечується потрапляння на вхід МС одночасно сигналів БС з номерами 2 та 6, або 5 та 7, то значення Q_{Σ} суттєво не зміниться:

$$Q_{\Sigma} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + 2D^{-4} + 2(D+R)^{-4} + (R^{-4} + (\sqrt{5}R)^{-4})/10} = 9,2 \text{ дБ}. \quad (3.6)$$

Аналіз даних, що отримані за результатами розрахунків згідно виразів (3.3) – (3.6), показує, що значення Q_{Σ} перевищує гранично необхідне для забезпечення якісного зв'язку у всіх випадках, крім випромінювання на сусідніх частотних каналах БС, що безпосередньо примикають до МС у центральному кластері. Отже при здійсненні ЧТП необхідно таким чином підібрати групи частот у відповідних стільниках, щоб на вхід приймача МС мав змогу надходити сигнал не більше ніж від однієї БС найближчого стільника, що працює на сусідній частоті.

Крім того, у сучасних мережах мобільного зв'язку БС використовують три антени, діаграми спрямованості яких мають ширину за рівнем половинної потужності 120° . При правильному розташуванні антен БС це додатково сприяє

виконанню вище вказаної умови. Очевидно, що при використанні спрямованих антен, на вхід приймача МС буде також надходити не більше двох сигналів БС, що працюють на співпадаючих частотах. Нехай МС приймає випромінювання від БС М1 та М6, що працюють на співпадаючих частотах, та від БС з номером 6, що працює на сусідньому частотному каналі із БС центрального стільника. Тоді відношення сигнал/перешкода на вході МС Q_{Σ} складе:

$$Q_{\Sigma} = \frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4} + R^{-4}/10} = 9,6 \text{ дБ}. \quad (3.7)$$

Порівнюючи значення, що отримані згідно (3.5) та (3.7), можливо зробити висновок про деяке покращення умов зв'язку.

Розрахуємо для попереднього випадку відношення сигнал/перешкода на вході БС центрального стільника, при умові, що потужність передавача МС складає $P_{MC} = 2 \text{ Вт}$ (3,01 дБ), а потужність передавача БС – $P_{BC} = 5 \text{ Вт}$ (6,99 дБ), коефіцієнт підсилення антени БС $G_{BC} = 6 \text{ дБд}$ (8,15 дБі), а антени МС: $G_{MC} = 0 \text{ дБд}$ (2,15 дБі).

$$Q = \frac{R^{-4}}{2(D)^{-4} + (\sqrt{3}R)^{-4}/\alpha} + P_{MC} - P_{BC} + G_{MC} - G_{BC} \text{ (дБ)},$$

$$Q = \frac{1}{2(\sqrt{3} \cdot 7)^{-4} + \frac{(\sqrt{3})^{-4}}{10}} + 3,01 - 6,99 + 2,15 - 8,15 = 8,12 \text{ дБ}.$$

Значення $8,12 < 9 \text{ дБ}$ тому якісний зв'язок не буде забезпечено.

Якщо ж на вхід приймача БС не будуть надходити сигнали базових станцій, що працюють на сусідніх частотних каналах, то відношення сигнал/перешкода на вході БС складе

$$Q = \frac{1}{2(\sqrt{3}N)^{-4}} + P_{MC} - P_{BC} + G_{MC} - G_{BC},$$

$$Q = \frac{1}{2(\sqrt{3} \cdot 7)^{-4}} + 3,01 - 6,99 + 2,15 - 8,15 = 13,42 \text{ дБ}.$$

При цьому розрахункові значення відношення сигнал/шум забезпечують ймовірність помилки прийому сигналу GMSK не менше ніж 10^{-4} .

ВИСНОВКИ

В даній магістерській роботі досліджувався вплив внутрішньо системних перешкод на якість мобільного зв'язку. Проведено огляд загальних принципів побудови мережі стільникового зв'язку, а саме мобільної системи зв'язку стандарту GSM. Доведено, що якість зв'язку мобільного стандарту GSM залежить від співвідношення сигнал/шум.

Для більш точного оцінювання показників якості рухомого зв'язку розроблена методика оцінки додаткового впливу шумових складових, що утворюються сусідніми частотними каналами. Дана методика враховує крім власних шумів також перешкоди на спільноканальних частотах та інтерференційні перешкоди на сусідніх частотних каналах та дозволяє оцінити погіршення якості зв'язку.

На основі розробленої методики проведено розрахунок рівня сигналу та шуму як із врахуванням, так і без врахування бічних складових спектру сигналу, що випромінюється на вході рухомої станції та проведена оцінка їх впливу на показники якості каналу зв'язку мобільної системи.

Аналіз даних, що отримані за результатами розрахунків, показав, що найбільший вплив на роботу каналу зв'язку спостерігається лише при максимальному наближенні до МС базових станцій, що працюють на сусідніх частотних каналах. Отже при здійсненні ЧТП доцільно так підбирати групи частот у відповідних стільниках, щоб на вхід приймача МС мав змогу надходити сигнал не більше ніж від однієї БС найближчого стільника, що працює на сусідній частоті. З іншого боку, для забезпечення прийняттого значення відношення сигнал/перешкода на вході БС, бажано взагалі виключити можливість потрапляння сигналів сусідніх частот на вхід приймача БС.

Робота виконана в повному обсязі.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Гриценко В. О. Модуляція сигналів у цифрових системах зв'язку: навч. посібн. / В. О. Гриценко. – Київ: ВПЦ "Київський університет", 2017. – 360 с.
2. Савченко І. П. Частотне ущільнення каналів у телекомунікаційних системах / І. П. Савченко. – Одеса: ОНПУ, 2018. – 312 с.
3. Кузьмін В. М. Методи оцінки якості зв'язку при використанні частотного ущільнення / В. М. Кузьмін. – Львів: ЛНУ, 2020. – 290 с.
4. Тарасов С. Ю. GMSK-модуляція в системах мобільного зв'язку: теорія та практика / С. Ю. Тарасов. – Харків: ХНУРЕ, 2021. – 265 с.
5. Мельник О. В. Модуляційні техніки в радіосистемах / О. В. Мельник. – Київ: ПСМ НАН України, 2019. – 280 с.
6. Гончаренко А. С. Цифровий зв'язок із частотним ущільненням каналів / А. С. Гончаренко. – Київ: КПІ, 2018. – 330 с.
7. Попович В. М. Частотне ущільнення в телекомунікаційних мережах: підручник / В. М. Попович. – Львів: ЛНУ, 2021. – 245 с.
8. Кривоногов І. С. Модуляція з мінімальною фазовою маніпуляцією (GMSK) в системах зв'язку / І. С. Кривоногов. – Дніпро: ДНУ, 2017. – 310 с.
9. Федорченко Ю. П. Оптимізація параметрів зв'язку при частотному ущільненні / Ю. П. Федорченко. – Одеса: ОНПУ, 2020. – 275 с.
10. Серов І. В. Модуляційні техніки в сучасних телекомунікаційних системах / І. В. Серов. – Харків: ХАІ, 2019. – 285 с.
11. Proakis J. G. Digital Communications / J. G. Proakis. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1024 p.
12. Rappaport T. S. Wireless Communications: Principles and Practice / T. S. Rappaport. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010. – 752 p.
13. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications / B. Sklar. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 1104 p.

14. Feher K. *Digital Modulation Techniques* / K. Feher. – New York: Wiley, 1995. – 800 p.
15. Anderson J. B. *Digital Phase Modulation* / J. B. Anderson. – New York: Wiley-Interscience, 2013. – 498 p.
16. Simon M. K. *Digital Communication Techniques: Signal Design and Detection* / M. K. Simon. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2006. – 928 p.
17. Molisch A. *Wireless Communications* / A. Molisch. – New York: Wiley, 2012. – 888 p.
18. Couch L. W. *Digital and Analog Communication Systems* / L. W. Couch. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2013. – 752 p.
19. Benedetto S. *Digital Transmission Theory* / S. Benedetto. – New York: Wiley, 1999. – 880 p.
20. Lapidoth A. *A Foundation in Digital Communication* / A. Lapidoth. – New York: Cambridge University Press, 2009. – 750 p.
21. Zhu L. Performance Evaluation of GMSK Modulation in Wireless Communication Systems // *IEEE Transactions on Communications*. – 2020. – Vol. 68, No. 5. – P. 3125-3134.
22. Smith R. GMSK Modulation for Efficient Spectrum Utilization in Cellular Systems // *IEEE Wireless Communications*. – 2019. – Vol. 26, No. 3. – P. 115-123.
23. Kim H. Bit Error Rate Analysis of GMSK Modulation under Fading Channels // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 55185-55194.
24. Lee J. Comparison of GMSK and QPSK for Narrowband IoT Systems // *IEEE Communications Letters*. – 2020. – Vol. 24, No. 8. – P. 1683-1686.
25. Wang C. Optimization of GMSK Modulation in Cognitive Radio Systems // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2021. – Vol. 20, No. 9. – P. 6224-6236.
26. Bhatia P. Improving Spectral Efficiency Using GMSK Modulation in 5G Networks // *IEEE Network*. – 2020. – Vol. 34, No. 5. – P. 110-118.

27. Park D. Frequency Domain Analysis of GMSK in FDM Systems // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2021. – Vol. 69, No. 7. – P. 4201-4215.
28. Chen Z. Evaluation of GMSK for High-Speed Mobile Communications // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68, No. 4. – P. 3361-3371.
29. Singh M. Multi-Carrier Transmission with GMSK for Broadband Applications // IEEE Communications Magazine. – 2020. – Vol. 58, No. 6. – P. 58-65.
30. Patel K. Energy Efficiency Analysis of GMSK Modulation in IoT Devices // IEEE Transactions on Green Communications and Networking. – 2020. – Vol. 4, No. 4. – P. 1283-1294.
31. Сидоренко А. І. Аналіз якості зв'язку при використанні GMSK-модуляції // Радіoeлектроніка та телекомунікації. – 2021. – № 5. – С. 41-54.
32. Коваленко В. М. Оцінка ефективності каналів зв'язку з GMSK-модуляцією // Телекомунікаційні системи та мережі. – 2019. – № 4. – С. 63-72.
33. Павленко Ю. В. Частотне ущільнення каналів з GMSK-модуляцією в цифрових системах зв'язку // Вісник ХНУРЕ. – 2020. – № 7. – С. 49-60.
34. Гавриленко Т. С. Дослідження параметрів якості сигналу при GMSK-модуляції // Радіотехніка. – 2021. – № 2. – С. 28-40.
35. Марченко І. С. Частотне ущільнення в системах з GMSK-модуляцією // Вісник ОНПУ. – 2020. – № 9. – С. 35-48.
36. Бойко О. В. Підвищення ефективності систем зв'язку з GMSK-модуляцією // Вісник КПІ. – 2021. – № 3. – С. 92-105.
37. Лисенко С. П. Оцінка частотного ущільнення в телекомунікаційних мережах // Телекомунікації та радіозв'язок. – 2021. – № 8. – С. 45-59.
38. Семенов О. В. Вплив факторів інтерференції на якість зв'язку з GMSK // Вісник ЛНУ. – 2019. – № 6. – С. 78-89.