

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему «РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ
РАДІОСИГНАЛІВ У БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМАХ»

Виконав: студент 6 курсу, групи 601МТТ
спеціальності 172 «Телекомунікації та
радіотехніка»

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Яненко О. Ю.
(прізвище та ініціали)

Керівник Сільвестров А.М.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Шефер О.В.
(прізвище та ініціали)



Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки
Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій
Освітній рівень магістр
Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ
завідувач кафедри автоматки,
електроніки та телекомунікацій

 д.т.н., проф. О.В. Шефер
“ 04 ” Вересня 2023 р.

ЗАВДАННЯ

НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

ЯНЕНКУ Олександрю Юрійовичу

1. Тема проекту (роботи) **«РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ РАДІОСИГНАЛІВ У БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМАХ»**

керівник проекту (роботи) Сільвестров Антон Миколайович, д.т.н., професор
затверджена наказом вищого навчального закладу від “ 04 ” 09. 2023 року № 986-ра

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 13.12.2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи). Вихідними даними є матеріали зібрані під час проходження переддипломної практики. Смуга частот – 5 МГц; когерентний прийом радіосигналів; шістнадцятипозиційний сигнал з QА – модуляцією.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Вступ. Аналіз способів обробки радіосигналів. Методи доступу до бездротового зв'язку. Аналіз статичних та динамічних систем зв'язку. Дослідження властивостей та стійкості систем зв'язку. Аналітичне визначення структурованої зв'язності систем зв'язку. Шляхи вирішення задачі когерентного прийому багато частотних групових сигналів. Синтез оптимального алгоритму когерентної обробки багато частотних групових сигналів. Моделювання когерентного багато частотного модему. Висновки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):
Схема частотно-територіального планування системи зв'язку. Методи доступу до бездротового зв'язку та автоматичне призначення каналу зв'язку. Архітектура системи стільникового зв'язку. Структурна схема формуючого фільтра. Удосконалення адаптивної процедури оцінки вагових коефіцієнтів. Моделі мережі зв'язку. Графи симплексів вимірів та вузлів зв'язку. Зображення мережі зв'язку у вигляді симпліціальних комплексів. Граф когерентної обробки радіосигналу.

шістнадцятипозиційний сигнал з QА – модуляцією. Графіки залежностей імовірності помилок від відношення сигнал/шум. Графік кількісної залежності наближення до ідеального варіанту прийняття радіосигналу. Графік залежності тривалості входження у зв'язок. Графік залежності початкового входження у зв'язок.

6. Консультанти розділів роботи

| Розділ | Прізвище, ініціали та посада консультанта | Підпис, дата | |
|--------|---|----------------|------------------|
| | | завдання видав | завдання прийняв |
| | | | |

7. Дата видачі завдання 02.10.23 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| По р. № | Назва етапів магістерської роботи | Термін виконання етапів роботи | | | Примітка (плакати) |
|---------|---|--------------------------------|------|----------|--------------------|
| | | Термін | Етап | Відсоток | |
| 1 | Вступ та аналіз способів обробки радіосигналів. Аналіз систем мобільного зв'язку. | 11.10.23 | | 15% | Пл. 1 |
| 2 | Комутація пакетів телеко-мунікаційних систем. | 18.10.23 | I | 30% | Пл. 2 |
| 3 | Аналіз статичних та динамічних систем зв'язку. Дослідження властивостей систем зв'язку. | 25.10.23 | | 40% | Пл. 4 |
| 4 | Стійкість систем зв'язку. Аналітичне визначення структурованої зв'язності та складності систем зв'язку. | 14.11.23 | | 50 % | Пл. 5 |
| 5 | Особливості й шляхи вирішення задачі когерентного прийому багаточастотних групових сигналів. | 21.11.23 | II | 60% | Пл. 6 |
| 6 | Синтез оптимального алгоритму когерентної обробки групових сигналів.. | 28.11.23 | | 70% | Пл. 7 |
| 7 | Моделювання когерентного багато частотного модему | 06.12.23 | | 90% | Пл. 8 |
| 8 | Висновки. Формування додатків. Оформлення кваліфікаційної роботи та підготовка графічних матеріалів. | 13.12.23 | III | 100% | Пл. 9-10 |

Студент



(підпис)
Яненко О. Ю.
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи



(підпис)
Сільвестров А.М.
(прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

| | |
|--|-----------|
| Вступ..... | 5 |
| 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА..... | 7 |
| 1.1 Аналіз способів обробки радіосигналів..... | 7 |
| 1.2. Методи доступу до бездротового зв'язку..... | 8 |
| 1.3. Системи мобільного зв'язку | 16 |
| 1.4 Стільникові системи другого покоління..... | 18 |
| 1.4.1 GSM - Глобальна Система Мобільного зв'язку..... | 18 |
| 1.4.2 Регіональні стільникові системи..... | 20 |
| 1.5 Комутація пакетів - прийдешні системи третього покоління..... | 21 |
| 1.6 Висновок за розділом..... | 25 |
| 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ РАДІОСИСТЕМ..... | 28 |
| 2.1 Аналіз статичних систем..... | 28 |
| 2.2 Аналіз динамічних систем..... | 29 |
| 2.3 Дослідження властивостей систем зв'язку..... | 32 |
| 2.4 Казуальність систем зв'язку..... | 34 |
| 2.5 Аналіз властивостей систем зв'язку до ідентифікації та адаптації..... | 34 |
| 2.6. Стійкість систем зв'язку..... | 46 |
| 2.7 Аналіз структурованої зв'язності системи зв'язку..... | 54 |
| 2.8 Аналіз складності системи зв'язку..... | 60 |
| 3 РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ РАДІОСИГНАЛУ В БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМАХ..... | 64 |
| 3.1. Особливості і шляхи вирішення задачі когерентного прийому багаточастотних групових сигналів..... | 66 |
| 3.2. Синтез оптимального алгоритму когерентної обробки багаточастотних групових сигналів..... | 70 |
| 3.3 Моделювання когерентного багаточастотного модему..... | 78 |
| ВИСНОВКИ..... | 90 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ..... | 91 |
| ДОДАТКИ..... | 92 |

ВСТУП

Комплексне поєднання технічних засобів, котрі забезпечують електричний електров'язок: передачу, прийом, обробку, розподіл і зберігання різноманітної інформації за допомогою електричних сигналів, називають телекомунікаційними системами.

Загально прийнятим є те, що інформація передається за допомогою електромагнітних сигналів засобами телекомунікацій. Радіосигналом вважають матеріальний носій або фізичну величину, що переносить передане повідомлення. Для цього в процесі передачі повідомлення змінюється кілька параметрів радіосигналу, в залежності від заданого правила і повідомлення, котре передається.

Однозначна відповідність повинна бути між повідомленням і сигналом для того, щоб адресат міг однозначно виділити з сигналу передане повідомлення.

З поняттям телекомунікаційних систем тісно пов'язане поняття телекомунікаційних мереж, які являють собою набір точок, вузли та лінії (канали зв'язку, тракти), що їх сполучають. Телекомунікаційні системи та телекомунікаційні мережі, взаємодіючи між собою, утворюють систему електронного зв'язку - комплекс технічних засобів, що забезпечують електронний зв'язок певного виду.

Телекомунікаційні системи та мережі при передачі повідомлення від джерела до споживача, здійснюють певні операції, наприклад, перетворення повідомлення, отриманого від джерела повідомлення в електронний сигнал, з'єднання телекомунікаційних сигналів з каналами зв'язку та комутаційними станціями й т.п.

Сучасна класифікація телекомунікаційних систем досить різноманітна, але в основному вона визначається типами повідомлень, середовищем для поширення електричних сигналів і методами розповсюдження інформації.

Радіоканал це споконвічно середовище широкого віщання. Тому потенційно кожний користувач у межах досяжності передавача може здійснювати прийом сигналу від нього. Але ця властивість, часто корисна, у випадку мобільного зв'язку вимагає складної організації й контролю доступу.

Основними критеріями розробки системи мобільного зв'язку є пропускна спроможність, вартість реалізації, якість надаваних послуг.

1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Аналіз способів обробки радіосигналів

Аналогові системи (Advanced Mobile Phone Service - AMPS, Nordic Mobile Telephony - NMT, Total Access Communications Systems - TACS) розвивалися до середини 80-х років, коли все зростаюча потреба в "дешевому" і доступному мобільному зв'язку зажадала швидкого збільшення числа користувачів, притім що аналоговий зв'язок був нездатний із цим упоратися в силу властивих йому технологічних обмежень: складність поділу аналогових сигналів при мультиплексуванні та мала кількість можливих неінтерферуючих каналів призводила до того, що він оставався дорогим та привілейованим зв'язком).

Загалом кажучи, будь-яка система мобільного зв'язку, наприклад, супутникова, стільникова або просто бездротова - є системою стільникового зв'язку, принаймні в тому розумінні, у якому нею є "звичайний" стільниковий зв'язок. У кожній з них використовується мережа "базових станцій", кожна з яких має певну зону покриття. Для супутників це "плями", для стільникових станцій, відповідно, "стільники". Всі зони сильно розрізняються по площі, що зворотно пропорційна довжині хвилі використовуваного випромінювання. У всіх систем мобільного зв'язку є загальні проблеми, що впливають із деяких факторів, властивих кожної з них. Всі вони є системами масового обслуговування з обмеженим числом каналів, отже, обмеженим можливим числом користувачів. Вони використовують радіохвилі в якості несучої, звідки виникає проблема взаємних перешкод при роботі, завдання частотно-територіального планування.

Спектр радіочастот є обмеженим природним ресурсом і в нас давно існують проблеми з його розподілом. Фізика й технологія накладають обмеження на діапазон частот, придатний для використання в мобільному

зв'язку, тому існує потреба у ефективних алгоритмах мультиплексування даних на одній смузі пропускання.

Існує три основних підходи й всі вони використовуються в мобільному зв'язку й будуть розглянуті в поточному огляді. Системи мобільного зв'язку досить істотно використовують той факт, що радіохвилі при поширенні потерпають сильного затухання. Коефіцієнт затухання k для типового радіоканалу лежить десь між 2 і 6, у середньому 4. Потужність сигналу падає як $exp(-kt)$. Тому для рішення проблеми завад потрібно збільшувати відстань між станціями, що працюють на одній частоті (Рис.1.1).

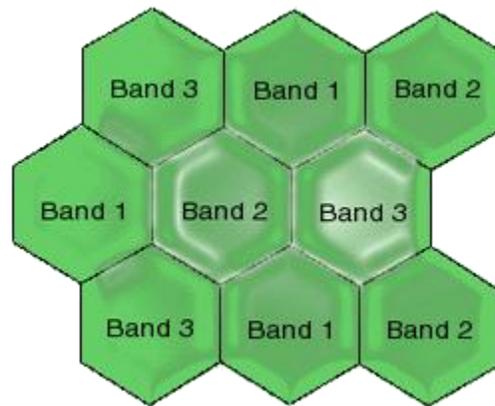


Рисунок 1.1 - Приклад рішення завдання частотно-територіального планування

1.2. Методи доступу до бездротового зв'язку

Поняття множинного доступу в бездротовому зв'язку засновано на ізолюванні сигналів, що ставляться до різних каналів у межах використовуваного домену (несучої). Розрізняються просторовий, частотний, тимчасовий, кодовий домени. Відповідно доменам розрізняють методи доступу: множинний доступ поділу частоти - **FDMA** (frequency-division multiple access), поділу часу - **TDMA** (time-division multiple access), поділу коду - **CDMA** (code-division multiple access). Основна ідея всіх трьох методів складається у

використанні ортогональних або практично ортогональних сигналів. При цьому використовуються корелятори, які проектують одержуваний сигнал у підпростір бажаного сигналу без якого-небудь впливу сторонніх сигналів.

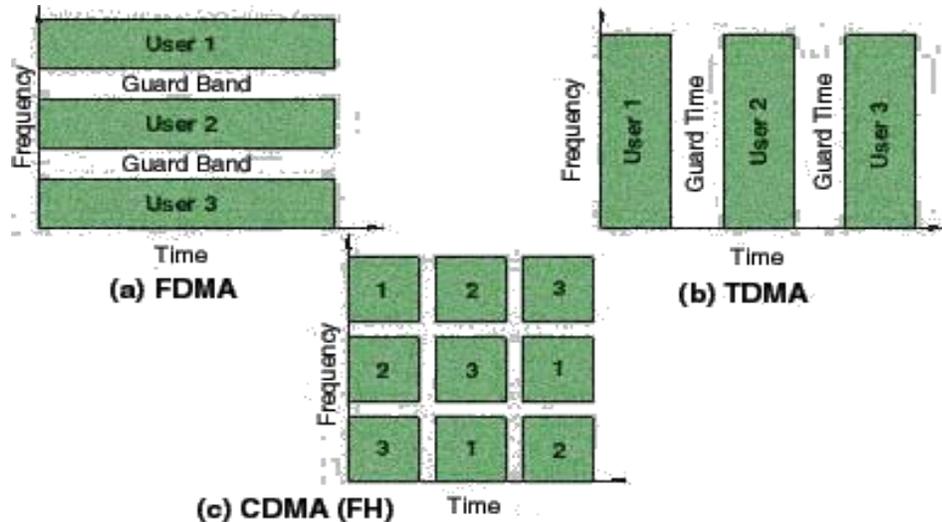


Рисунок 1.2 Приклад різних методів доступу

FDMA - сигнали, що відносяться до різних каналів, використовують непересічні частотні діапазони, і тому можуть бути легко розділені використанням відповідних частотних фільтрів. У кожний момент часу будь-який користувач використовує унікальний частотний діапазон і в результаті сигнали від різних користувачів чисто ортогональні, принаймні, в ідеальному випадку. На практиці представляється неможливим зовсім виключити вплив сусідніх сигналів один на одного, що веде до необхідності вводити деякі захисні діапазони, на яких прийом і передача виключені, але при цьому звужується простір, придатний для використання. Корисно поєднати FDMA з дуплексним поділом часу (TDD - time-division duplexing) при якому абонентський пристрій і базова станція спілкуються на одному частотному діапазоні по черзі. Специфіка каналу: при використанні FDMA передача здійснюється безупинно в порівнянні з TDMA. Тому перешкоди між переданими символами практично відсутні й час затримки сигналу (1-10 мксек) малий у порівнянні з тривалістю символу (~

40мксек). Ефект Доплера при русі джерела (наприклад, автомобіля по швидкісній магістралі) також малий (1-100 Hz) у порівнянні із шириною каналу (~ 100 кГц). Таким чином, апаратура базової станції порівняно проста. Якщо сполучити FDMA з TDD, то база й абонентський пристрій використовують один частотний діапазон. У цьому випадку практично всю роботу з обробки сигналів можна покласти на базову станцію, використовуючи принаймні дві антени: вони повинні модулювати випромінювання таким чином, використовуючи характеристики останньої абонентської передачі, що дві хвилі когерентно інтерферують на абонентській антені. Абонентський пристрій буде використовувати для прийому й передачі ті самі параметри, не маючи потребу у випрямлячі й іншій складній апаратурі. Це стає можливим, тому що два пристрої використовують той самий канал, хоча б навіть і віртуальний (сегментований). Вплив висоти антени: у стільниковому зв'язку вимога безперервного зв'язку для абонента, що рухається, приводить до вимоги великої площі, що покривається однією базовою станцією (до 30 км). У результаті, антени базової станції мають порівняно більшу висоту при досить високій потужності випромінювача. При використанні FDMA с TDD абонентський термінал і база випромінюють в одному частотному діапазоні, тому може виникнути проблема перешкод, що привносяться сусідніми базами в сигнали від абонента. Тому варто збільшувати відстань між базами, що працюють в одному діапазоні.

TDMA - різні канали використовують різні часові проміжки й розрізняються базовою станцією за часом їхнього прийому. Сигнали групуються за принципом кільцевої черги (round-robin). На базі застосовуються досить прості фільтри для поділу сигналів різних абонентів. Розділові проміжки часу (guard time) можуть бути зроблені настільки малими, наскільки дозволить вимога синхронізації всієї мережі. Зазвичай це проміжки в 30-50 мсек. при цьому всі абонентські пристрої повинні бути синхронізовані одномоментно з

базовою станцією, для цього на одному із широкомовних каналів бази транлюється єдиний час. TDMA може комбінуватися з TDD або FDD (frequency-division duplexing). Перше сполучення застосовується при невеликому розходженні між антенами абонентського пристрою й бази (наприклад, використовується в DECT- стандарті бездротової телефонії). При великій висоті базової антени більше ефективно застосування FDD, що саме характерно для стільникового зв'язка. Для прийому й передачі в цьому випадку використовуються різні канали, тому не вдається "полегшити" абонентський пристрій - доводиться реалізувати складну антену (багаточастотного) і випрямляч (equalizer) і на абонентському пристрої, і на базовій станції, що збільшує ціну й споживання енергії. Особливості каналу: у порівнянні зі швидкістю передачі (data rate) в FDMA, що однакова на всіх частотних діапазонах, в TDMA вона збільшується в стільки разів, скільки користувачів розділяють даний діапазон - тобто 8 для GSM і 3 для D-AMPS. Звідси впливає зменшення тривалості символу в стільки ж разів і посилення накладення символів (міжсимвольні колізії). (Наприклад, при швидкості передачі 25 cps і восьми користувачах тривалість символу буде дорівнює 5 мксек. При затримці поширення хвилі навіть в 1 мксек. у бездротових телефонах використання випрямляча буде виправдано, що говорити про стільниковий зв'язок, де затримки поширення досягають 20 мксек. Можна сказати, що канал є частотно-вибірним, тому що на різних частотах цей ефект буде розрізнятися. Приймач для такої системи вийде досить складним, але канал забезпечує деяку природну гнучкість, що робить передачу більше стійкою до затухання сигналу). Початкове призначення каналу: і в FDMA і в TDMA канал не повинен закріплюватися постійно за яким-небудь абонентським пристроєм. Це було б занадто марнотратно. Тому використовується початкове призначення каналу. Для реалізації даної функції необхідна наявність спеціального зарезервованого каналу передачі (uplink) для мобільних пристроїв, по якому вони можуть

сповіщати базову станцію про те, що потрібен канал обміну. Цей канал по суті є каналом випадкового доступу. Успішна процедура призначення каналу показана на малюнку.

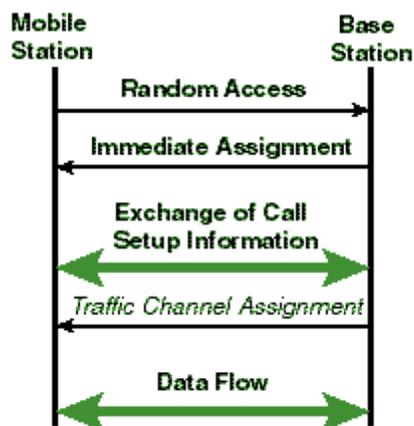


Рисунок 1.3 - Процедура призначення каналу

Процедура починається посилкою запиту від абонентського пристрою на виділення каналу. Тому що канал у нас випадкового доступу, то він вимагає застосування деякого протоколу запобігання колізій. Після одержання запиту, база направляє мобільний пристрій на спеціальний контрольний канал для настроювання й призначення каналу. По завершенню обміну конфігураційною інформацією мобільному пристрою призначається канал (частота або тайм-слот), на якому далі проходить весь обмін.

CDMA - різні абонентські інтерфейси використовують слабко корельовані сигнали, тому відповідна апаратура може розділити сигнали, що розрізняються, навіть якщо вони передаються одночасно й на одній частоті. Широко використовуються два методи - метод частотних стрибків (FH - frequency hopping) і метод прямої послідовності (DS - direct sequence). При проході сигналу через фільтр, налаштований на конкретного абонента, вихід сигналів, що ставляться до інших абонентів багато менше сигналу названого абонента. Основним чином це досягається використанням послідовностей поширення

(spreading sequences) з малою кореляцією. Через подібність на шум, такі послідовності часто називають псевдошумовими послідовностями. Системи CDMA називають широкосмугові (spread-spectrum) за використання широких діапазонів. У методі прямої послідовності високочастотна псевдовипадкова послідовність модулює переданий сигнал таким чином, щоб діапазон результуючого сигналу дорівнював частоті послідовності. Таким чином, корельованість сигналів буде визначатися корельованістю послідовностей.

Сигнали абонентів CDMA розділяють загальні частотний і тимчасовий домени, але при цьому відділені друг від друга по виду несучої радіохвилі. При цьому відпадає потреба у твердій синхронізації між абонентськими пристроями й у розподілі й керуванні частотами.

Особливості середовища поширення: широкосмугові сигнали дуже добре підходять для мобільних систем зв'язку завдяки своїй природній частотній гнучкості: як уже було відмічено, затримки поширення для стільникових систем становлять декілька мксек. і, отже, погоджена ширина діапазону буде менш 1 МГц. Послідовності поширення можуть бути обрані таким чином, щоб заповнити погоджений діапазон і зробити канал частотно-вибірним, тобто різні частотні компоненти сигналу по-різному відгукуються на затухання. Різні компоненти можуть бути згодом когерентно комбіновані й розшифровані з дозволом порядку тривалості символу.

Для цього потрібне знання часу відповіді каналу, що обчислюється за допомогою навчальної послідовності завдяки так званому пілотному сигналу. У випадку, якщо комбінування компонентів виявляється занадто складним, можна обійтися найбільший по потужності компонентом - використовуючи фільтр для придушення інших частот, але при цьому методика трохи втрачає в гнучкості. Конфлікти множинного доступу: якщо можливо контроль відносного часу переданих сигналів, наприклад при роботі бази (downlink), сигнали можуть бути зроблені однозначно ортогональними й підходящий фільтр на приймачі може

використовуватися для поділу сигналів. Але при дисперсному (через різночастотний компонент) каналі сигнали, що приходять на приймач, уже не будуть зовсім ортогональні й компоненти чужих сигналів не будуть подавлені фільтром.

При передачі абонентськими пристроями необхідна синхронізація на рівні тривалості символу, загалом кажучи, неможлива і, тому потрібні додаткові заходи для забезпечення контролю конфліктів. Крім того, існує проблема близького-далекого користувача, коли потужні сигнали близьких до станції користувачів придушують більше слабкі сигнали далеких користувачів, що може дуже сильно знизити ефективність системи.

Для рішення цієї проблеми існують два підходи: контроль потужності з м'якими хендоверами й (multiuser detection). Контроль потужності покликаний забезпечити приблизно той самий рівень потужності випромінюваного сигналу для всіх користувачів у межах однієї стільниці. Щоб бути ефективним, спосіб контролю повинен бути досить точним і мати достатню частоту, щоб компенсувати загасання частоти. Як уже було сказано, для мобільного пристрою, що рухається зі швидкістю 100 км на годину й передавального на частоті 1 Гц, доплеровський зсув буде становити порядку 100 Гц. Отже, канал для такого абонента буде міняти свої характеристики 100 разів за секунду й контрольні сигнали від бази повинні будуть передаватися зі швидкістю порядку 1000 символів за секунду. Якщо врахувати, що параметри руху різних абонентів можуть дуже сильно розрізнятися, то базової станції прийде мати великий динамічний діапазон для контролю потужності.

Для downlink-а контроль потужності потрібний тільки в тому випадку, коли абонент перебуває на рівній відстані від двох різних станцій. Проблема, пов'язана з конфліктом на границі розподілу двох або більше зон, може перетворитися в перевагу, якщо використовувати ідею "м'якого" хендовера.

При downlink-е всі базові станції в межах досяжності можуть передавати на стільник, що, у свою чергу, може комбінувати сигнали від різних базових станцій, щоб використовувати складність своєї антени. При uplink-е можна досягти подібного ефекту, вибираючи самий потужний сигнал з одержуваних сусідніми базовими станціями. Та станція, що одержує найдужчий сигнал і буде здійснювати керування потужністю стільника, щоб мінімізувати його енерговитрати. Для реалізації "м'якого" хендовера потрібно тверда синхронізація між сусідніми базовими станціями, що знищує одну з основних переваг CDMA над TDMA. Але і ця проблема вирішується завдяки багатокористувальницькому визначенню (Multiuser detection). Основний зміст цього підходу полягає в повнім моделюванні багатокористувальницьких конфліктів і розробці пристроїв, які б відкидали небажаний сигнал. (Технології тут самі різні - від обчислення оптимальних (maximum-likelihood) послідовностей, багаторівневих схем з використанням алгоритмів, що навчаються, зі зворотним зв'язком, до лінійних декорелюючих приймачів). CDMA має декілька користних властивостей: у сполученні з FDD він пропонує природне рішення для проблеми контролю потужності при uplink-е й downlink-і, метод дозволяє вирішити проблему мовних пауз - при мовчанні абонента нічого не передається й рівень конфліктів знижується, таким чином, загальну кількість абонентів може бути майже подвоєно.

Порівняння трьох методів: на питання якої з методів кращий, як завжди, немає однозначної відповіді. FDMA дуже добре підходить для бездротових телефонів з дуже маленькими зонами й затримками поширення. Для стільникового зв'язку й більшості типів систем персонального зв'язку (PCS) вибір зміщається до TDMA і CDMA. У плані складності, TDMA вимагають нелінійних адаптивних випрямлячів (equalizers) у середовищі з більшими затримками поширення, CDMA потрібні RAKE-приймачі й складне керування потужністю.

Синхронізація за часом потрібна в обох випадках, хоча й з різними цілями. Складність кодування в обох системах порівнянна. Одним з найбільше часто названих переваг CDMA є поступове погіршення якості зв'язку при збільшенні числа абонентів, у той час як в TDMA користувач буде одержувати постійну відмову, якщо всі канали зайняті. Але для TDMA існують пропозиції по подальшому розвитку - перерозподіл каналів під час мовних пауз, збільшення пропускної здатності за рахунок прийнятного рівня втрат і т.д. Всі ці поліпшення зможуть наблизити TDMA до CDMA з його гнучкістю, зберігаючи при цьому всі свої переваги.

1.3. Системи мобільного зв'язку

Бездротова (cordless) - використовує FDMA. Приклади систем: CT-2, DECT, PHPS.

Стільникова (cellular) - TDMA, CDMA і комбінації всіх трьох. Приклади систем: GSM/DCS1800, D-AMPS, IS-54, IS-95, PDC. Система стільникового зв'язку є телефонно-телефонно-орієнтованою системою, що надає сервіси типу ISDN. Система повинна забезпечувати аутентифікацію користувачів і шифрування даних, середню й високу пропускну здатність (до 1000 Эрланг на км²), безперервний зв'язок у межах зони в 0.3 - 30 км, ефективний спосіб перерозподілу радіоканалу. Повинна забезпечувати керування мобільними абонентами (location updating, roaming, handover), порівняно невисока якість мови - середній і низький рівень частоти дискретизації (4-16 kb/s). Мобільний пристрій повинен бути портативним.

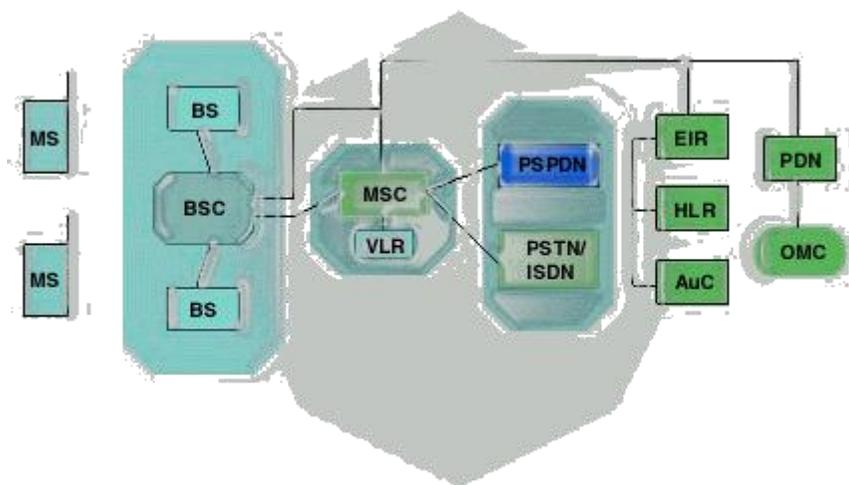


Рисунок 1.4 - Типова архітектура системи стільникового зв'язку

Система складається з мобільних пристроїв (MS), підсистеми базових станцій (BSS), представленої контролером (BSC) і трансіверами (BS, BTS), які забезпечують зв'язок з стільниками в межах покриття. Мережна підсистема (NSS) містить спеціальне устаткування комутації мобільних пристроїв (mobile switching equipment - MSC), що з'єднує всі системні елементи з телефонною системою, що комутується (Public Switched Telephone Network - PSTN), ISDN і інформаційною мережею, що комутується (Packet Switched Public Data Network - PSPDN). Реєстраційні записи home & visitor locations (HLR/VLR) - бази даних, утримуючі дані абонента системи й використовуються для керування (моніторингу) його пересуванням. Копії всіх секретних ключів абонента зберігаються в центрі аутентифікації (Au), а серійні номери мобільних пристроїв зберігаються в реєстраційних записах ідентифікації встаткування (equipment identity register - EIR). Всі системні компоненти управляються й контролюються із центра керування й підтримки (operation and maintenance center - OMC).

PMR - TDMA, FDMA. Приклади систем: TETRA, APCO Project 25.

1.4 Стільникові системи другого покоління

1.4.1 GSM - Глобальна Система Мобільного зв'язку

Стандарт *GSM* був специфікований Європейським Інститутом телекомунікаційних стандартів (ETSI) у якості панєвропейської цифрової стільникової системи мобільного зв'язку. Він виник, як відповідь на потребу в загальноєвропейському стандарті в заміну численних старих аналогових систем, таких як Nordic Mobile Telephone (NMT), Total Access Communication Systems (TACS). Дослідження в області створення цієї системи велися з початку 1980-х до їхньої середини, коли почався процес стандартизації. Попередньо було створено кілька різних реалізацій систем GSM.

У Європі був виділений діапазон близько 900 МГц і країни підписали договір взаєморозуміння, по якому вони зобов'язувалися розгорнути національні системи з можливістю роумінгу. Перша фаза стандартизації завершилася до 1990 р. - це основа сучасних мереж GSM, у ньому специфіковані всі основні послуги, що включають телефонію, термінові дзвінки, конференції, факсимільні повідомлення, короткі повідомлення, пересилання даних зі швидкістю до 9600 біт/с.

Архітектура мережі GSM у точності відповідає описаній вище. Ключем до мобільності абонента є SIM-Карта (subscriber identity module), за допомогою якої абонент може використовувати будь-який термінал (стільник), вставивши в нього свою карту. Вона містить всю інформацію про абонента й використовується для виконання основних функцій захисту - аутентифікації й генерації ключа для шифрування потоку даних.

GSM використовує восьмиканальний TDMA з FDD. У Європі для нього виділено два діапазони по 25 МГц, при цьому виділяються канали по 200 КГц. Дані модулюються GMSK із частотою 270 Кб/с. Кожний кадр TDMA складається з 8 тимчасових слотів, що відповідають восьми незалежним

фізичним каналам. Кожен фізичний канал може по черзі використовуватися декількома логічними каналами. Для боротьби з поганими умовами передачі використовуються повільні частотні стрибки. Крім того, реалізовані додаткові функції - контроль потужності й бази, і стільника, МАНО - mobile assisted handover, непостійна передача, заснована на визначенні мовних пауз.

Процес стандартизації усе ще триває, додаються нові функції у відповідності зі специфічними потребами користувачів. У містах використовується розширення GSM - DCS1800, що працює в діапазоні близько 1800 МГц, що використовує менш потужний сигнал і, відповідно, менший розмір зони. GSM постійно розвивається й зона його використання розширюється.

Споконвічно Європейська система, GSM зараз використовується більш ніж в 100 країнах. Але в деяких країнах, наприклад у США, Японії, триває розробка власних стільникових систем. GSM має конструктивні обмеження, які не можна повністю усунути без корінної переробки системи, і які вже починають позначатися в щільно заселених районах. Насамперед, це обмежене число можливих логічних одночасно працюючих каналів - тобто обмежене число користувачів. У результаті чого дуже гостро постає питання частотно-територіального планування.

Для вирішення цієї проблеми розробляються міні і мікро зони з невеликими радіусами покриття. Але є й інші недоліки - відносно обриву зв'язку при хендоверах, мала швидкість передачі даних - тільки 9600 Кб/с. Пропоновані зараз рішення занадто дорогі й не вирішують проблему в цілому. Тому, загалом кажучи, GSM не підходить на роль глобальної системи зв'язку. Це завдання вимагає незалежної розробки й зовсім іншої організації. Тому еволюція GSM операторів полягає у модернізації та приходу до зв'язку нового покоління на основі стандарту UMTS який використовує WCDMA.

1.4.2 Регіональні стільникові системи

IS-54: Основною причиною для появи в США систем IS-54 був швидко зростаючий в 80-х роках попит на мобільний зв'язок. При цьому необхідною вимогою для нової системи була сумісність із широко розповсюдженою тоді аналоговою системою AMPS, розробленої ще в 70-ті Bell Laboratories. Виходячи з вимоги зворотної сумісності, мобільні пристрої, як і базові станції, повинні були вміти працювати у двох режимах. IS-54 пов'язаний із групою суміжних стандартів, що визначають взаємодію різних частин системи. Зокрема, стандарт IS-54 визначає мережний компонент системи - взаємодія MSC і BSS, автоматичний роумінг, різні адміністративні функції й функції захисту. На нижніх рівнях система використовувала мережу X.25. Під систему був виділений той же частотний діапазон, що й для AMPS, що дозволяло зробити максимально непомітним перехід від аналогової до цифрового зв'язку. Використовуваний метод доступу - TDMA/FDD. Для каналу використовуються AMPS-кі 30кГц-ві смуги, причому кожна розподіляється на три тимчасових слоти. IS-54 менш ISDN-орієнтована, чим GSM, але все-таки забезпечує основний набір функцій, з максимальною швидкістю передачі в 9600 Кбит/с. На основі цієї системи була розроблена, зокрема, система E-TDMA, що використовувалася й у Росії.

IS-95: В 1991 р. фірмою Qualcomm був продемонстрований перший екземпляр стільникової системи, заснованої на технології CDMA. Після проведення польових випробувань, система лягла в основу стандарту широкосмугових систем мобільного зв'язку другого покоління. IS-54 із групою суміжних стандартів специфікують функції, архітектуру й взаємодію між складовими системи, з IS-CDMA, як метод доступу. Кожний канал в CDMA модулюється своєю власною псевдовипадковою послідовністю, використовуючи при цьому одну несучу. Смуга пропускання для такої системи

становить 1.25 МГц - десята частина однієї несучої, виділеної для стільникового зв'язку. Для сполучення аналогових і подібних цифрових систем, потрібно просто залишити частину смуги пропускання під аналогові пристрої. У системі доступні всі переваги CDMA - "м'які хендовери", гнучке керування потужністю переданого сигналу, особливо при передачі мови, але при цьому присутні й всі його недоліки. IS-95 забезпечує всі сервіси, доступні в IS-54.

PDC: у цілому, схожий на IS-54, але не обтяжений вимогою сумісності з аналоговими системами. Крім того, є ISDN-орієнтованим стандартом, на зразок GSM.

1.5 Комутація пакетів - майбутні системи третього покоління

На початку 21-го століття системи другого покоління перестали справлятися з масовим ростом попиту на послуги рухомого зв'язку. Вимоги користувачів потребують значно більшої пропускної спроможності, що може бути досягнута за рахунок переходу до стільників меншого радіуса й використання більше високих несучих частот із широкою смугою пропускання. Системи рухомого зв'язку (далі-СРЗ) наступного покоління повинні бути інтегровані з перспективними фіксованими (наземними) мережами, особливо із широкосмуговими цифровими мережами з інтеграцією служб (В-ISDN,IP). Це припускає використання в СРЗ розроблені для фіксованих мереж транспортних технологій, мережної інфраструктури й протоколів, поряд з інтеграцією різноманітних додатків і послуг.

Метою створення системи UMTS проголошена інтеграція послуг рухомого зв'язку, але UMTS не підтримує всього спектра широкосмугових з'єднань. Ціль створення бездротової моделі асинхронного режиму передачі (WATM, Wireless ATM) по проекту WAND (Wireless ATM Network

Demonstrator) протилежна попередньої й складається в інтеграції широкопasmових мереж фіксованого й рухомого зв'язку.

Впровадження UMTS повинне задовольнити потреби самих різних абонентів, від тих, хто має потребу в простих і дешевих терміналах для мовного зв'язку, до користувачів послуг мультимедіа в реальному масштабі часу. Система UMTS пропонує широкий набір послуг, у значній мірі, однак, оптимізований для передачі мови. Її розробка здійснювалася, головним чином, відповідно до дослідницької програми RACE (Research and Technology Development in Advanced Communications in Europe), що фінансувалася Комісією ЄС. Концепція UMTS була вперше проголошена в проекті рухомого зв'язку (R1043) програми RACE I і одержала подальший розвиток у проектах програми RACE II. Мабуть, найбільш важливим з них для розробки системи UMTS був проект MONET (Mobile NETworks, R2066). У цей час ведеться робота над проектами нової дослідницької програми ACTS (Advanced Communication Technologies and Services), що розвиває ідеї RACE. Стандартизація UMTS здійснюється ETSI.

Сектор стандартизації зв'язку Міжнародного союзу електрозв'язку (ITU-T) у цей час здійснює заходи щодо стандартизації аналогічної IMT-2000. Чи зможуть ETSI і ITU-T забезпечити злиття UMTS і IMT-2000, покаже майбутнє. РСЗ UMTS призначена для реалізації додатків, що вимагають швидкостей до 2 Мбит/с. Послуги UMTS повинні бути доступні абонентові незалежно від його розташування; у випадку відсутності стільникової радіомережі зв'язок повинна бути забезпечена за допомогою низько орбітальних супутникових систем (LEO). Проте, не всі термінали системи UMTS будуть здатні використовувати послуги супутникового зв'язку. Надання послуг великій кількості різних користувачів зажадає від UMTS широкого діапазону підтримуваних середовищ і термінального абонентського встаткування. UMTS повинна однаково успішно використовуватися на роботі, будинку й у транспортному засобі, у закритому

приміщенні й на відкритому повітрі, у центрі великого міста й на вилученій малонаселеній території. Для UMTS виділені дві смуги частот: 1885-2025 МГц і 2110-2200 МГц.

Якщо розвиток наявних систем стільникової телефонії дійсно піде по шляху їхнього перетворення в складову частину UMTS, застосовувані сьогодні діапазони порядку 900 і 1800 МГц цілком зможуть задовольнити більшість потреб у чисто телефонному сервісі, тоді як зарезервовані для UMTS ділянки спектра виявляться затребуваними новими послугами широкосмугового зв'язку. Відносно широка смуга частот і широке використання стільників малого радіуса (пікосот), що іноді не перевищують десятка метрів, забезпечує UMTS високу пропускну здатність. Безперервність зони обслуговування системи UMTS досягається за рахунок використання макростільник радіусом до декількох десятків кілометрів і LEO. Ширина смуг радіоінтерфейсів розподіляється в UMTS динамічно, відповідно до потреб термінального встаткування. Відповідно до програми RACE розроблені інтерфейси, засновані на множинному доступі з кодовим (W-CDMA) і тимчасовим (TDMA) поділом. Питання про використання того або іншого методу доступу (або обох) поки залишається відкритим.

Рухливий термінал UMTS надає абонентові можливість з'єднання з мережею доступу й використання послуг системи UMTS. Основними функціями мережі доступу UMTS є функції, що ставляться до радіоканалу, наприклад хендовер і керування з'єднанням. До функцій базової мережі ставляться комутація й транспортування даних. Функції, пов'язані з рухливістю терміналу, реалізуються інтелектуальною мережею зв'язку. Типовими послугами ИСС для UMTS служать визначення місцезнаходження, аутентифікація й ін.

Ґрунтуючись на припущенні про еволюційний характер розвитку мережних і комунікаційних технологій, концепція UMTS припускає, що сучасні

телефонні мережі загального користування й мережі ISDN еволюціонують у бік широкопasmового варіанта ISDN (B-ISDN), де як базовий механізм передачі трафіку між кінцевими пристроями передбачається використовувати транспортування осередків АТМ. До теперішнього часу вже почате дослідження питання про те, чи належні мережі асинхронної передачі мати тільки "фіксовану" реалізацію або, навпроти, для надання власникам мобільних терміналів того ж спектра послуг, що доступний користувачам мереж B-ISDN, необхідно застосовувати бездротові мережі АТМ. Передбачається, що B-ISDN буде базовою мережею UMTS. Більшість варіантів інтеграції UMTS і B-ISDN по проектах UMTS орієнтовано на взаємодію двох мереж, а не на дійсну інтеграцію.

Взагалі, фіксований термінал B-ISDN, що підтримує зв'язок з рухливим терміналом UMTS, не повинен знати що-небудь про рухливість цього терміналу. Ціль розробки UMTS, зокрема, полягала в тому, щоб мінімізувати вплив специфічних функцій мобільності на базову мережу. Для цього зазначені функції повинні бути розміщені в мережі доступу (абонентської мережі) і, по можливості, в інтелектуальній мережі зв'язку. Для з'єднання мережі UMTS з B-ISDN використовується інтерфейс користувач-мережа (UNI) АТМ. Рухливий абонент при звертанні до ресурсів базової мережі може використовувати специфічну для UMTS сигналізацію, "трансльовану" потім у сигнальні повідомлення відповідним чином модифікованого протоколу Q.2931+. По іншому варіанті сигналізація Q.2931+ могла б використовуватися повністю аж до рухливого терміналу.

Строки впровадження систем мобільного зв'язку третього покоління помітно відрізняються в різних регіонах земної кулі. Графік, якого має намір дотримуватися Японія, виглядає найбільше амбіційно: послуги мережі ІМТ-2000 повинні бути доступні вже в 2000 р., що фактично було втілено у жовтні 2001 року оператором DoCoMo у мережі i-mode. Підхід європейців

відрізняється більшою помірністю: остаточні рекомендації були вироблені до кінця 1999 р., а повномасштабне розгортання системи триває по сей час. Нарешті, американці демонструють у даній області найбільшу флегматичність, надаючи ринку диктувати темпи прийняття нових стандартів. Так чи інакше, але системи IMT-2000 та UMTS у Європі вступають у експлуатацію.

За останні кілька років ситуація у фіксованих мережах трохи змінилася - величезну популярність знайшла глобальна комп'ютерна мережа Internet. Internet по своїй суті є мережею, не орієнтованою на встановлення з'єднань, і тому в застосовуваних у ній протоколів і схем адресації мало загального з тими, що одержали прописку в широкосмугових мережах ISDN. Однак повсюдне поширення протоколу IP привело до того, що переважна більшість сучасних прикладних програм, орієнтованих на роботу з даними, залежить від доступності IP-Сервісів, а поява протоколу Resource Reservation Protocol (RSVP), систем Internet-Телефонії й поширення технологій мультимедіа помітно розширили доступність глобальної мережі для додатків реального часу.

Сьогоднішні реалії такі, що організації, залучені в процес стандартизації технології UMTS, не можуть не розглядати Internet як ще один вид прикладного сервісу передачі даних між кінцевим устаткуванням, що повинен підтримуватися в мережі UMTS. Проте в цьому комунікаційному середовищі частина переваг UMTS або виявиться недоступна кінцевим користувачам, або відповідні послуги прийде відтворювати на рівні протоколу IP.

1.6 Висновок за розділом

На сьогодні іде боротьба ідеї та капіталів двох шляхів європейського та американського, а саме TDMA та CDMA вже зараз зрозуміло, що незважаючи на ринкову боротьбу за прибутки між європейськими та американськими виробниками телекомунікаційного обладнання технологія доступу CDMA

завдяки суттєвим доробкам та найновітнішим винаходам буде основною технологією доступу принаймні для систем мобільного зв'язку 3-го покоління, як то UMTS будується на W-CDMA зважаючи на частотні GSM ліцензії європейських операторів. А американська CDMA-2000 відрізняється по суті лише шириною смуги частот, яка у W-CDMA 5 МГц а у CDMA-2000 1,25 МГц.

Торкаючись питання конкуренції транспортних технологій у фіксованому та мобільному зв'язку, яка в останні часи точилась між АТМ та ІР на сьогодні завдяки розвитку технології компресії, пропускної спроможності телекомунікаційних мереж, більш низької вартості обладнання та тенденції росту трафіку даних над трафіком голосу, який його вже перевищує стає зрозумілим, що терези схиляються в бік технології ІР.

Зростаючий попит на різноманітні телекомунікаційні послуги на сьогодні фактично підштовхує людство до проектування, стандартизації та побудови систем 4-го покоління, яка буде більш оптимізована під ІР та дозволить передавати дані на швидкостях більш 2-х Мбіт/с і забезпечить QoS для додатків реального режиму часу, голосу, відео.

У цьому розділі приведено гляд того, що ми зараз маємо в персональному мобільному зв'язку та телекомунікаціях загалом й що, можливо, незабаром будемо мати. Тема пов'язана зі стількома суміжними областями і є настільки наукомісткою сферою, що її вивчення зажадає чималого часу. Як видно, технології телекомунікацій - це зараз одна з областей людської діяльності, що найбільш швидко розвиваються. Сюди включається також те, що англосакси називають "ubiquitous computing" - повна мобільність доступу до всіляких інформаційних ресурсів. Це напевно стане потужним соціальним фактором, що буде мати суттєвий вплив на формування усіх граней суспільства у недалекому майбутньому. Людство стоїть на роздоріжжі, існують різні точки зору на проблему побудови глобальних телекомунікаційних мереж майбутнього дуже

гостро постають питання конвергенції мереж та послуг. Яка вона буде телекомунікаційна мережа майбутнього? Це автору невідомо, але у цьому розділі автор спробував спираючись на історію та реалії сьогодення охопити основні проблеми та показати плюси та недоліки можливих шляхів розвитку телекомунікаційних мереж майбутнього.

2. ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ РАДІОСИСТЕМ

Всі системи діляться на два види - статичні (безінерційні) і динамічні (інерційні). Кожної з них як об'єкту дослідження властиві певні особливості, які характеризують різні сторони їхнього функціонування. При вивченні інтегральних якостей систем важливу роль грає цілісність, що відображає залежність між елементами. Коли вивчається здатність системи реагувати на вхідні впливи, то визначається така властивість як причинність. Розподіл впливів на керуючі (корисні) і що обурюють (шкідливі) дає можливість визначити керованість, стійкість і здатність адаптуватися. До важливих структурних характеристик належать зв'язаність і складність систем. Всі згадані властивості докладно розглянуті в цій главі.

2.1 Аналіз статичних систем

Система S називається статичною (безінерційною) тоді й тільки тоді, коли значення її вихідної величини $y(t)$ в будь-який момент часу залежать виключно від поточного значення вхідного впливу $x(t)$ і стану $z_0(t)$, з якого почалася еволюція системи. При цьому, якщо знімаються вхідні впливи $x(t)$, коли $z_0(t) \equiv 0$, така система негайно переходить у стан рівноваги. З використанням логічних операцій статична система визначається вираженням

$$(x, y) \in S \Leftrightarrow \exists z_0, \quad \forall t y(t) = K_t(z_0, x(t)), \quad (2.1)$$

що інтерпретується в такий спосіб: система, у якої визначені значення входів і виходів $(x \text{ і } y)$ буде тоді й тільки тоді статичною системою S , коли існує початковий стан z_0 , який належить до множини можливих початкових станів z_0

і для всіх моментів часу t вихідна реакція $y(t)$ визначається початковим станом z_0 і вхідними впливами $x(t)$, які забезпечують відображення K_t в цю вихідну реакцію $y(t)$.

Інакше кажучи, статична система S є безінерційною. У ній відсутні перехідні режими при впливі на систему впливу, що обурює, на вході. Не слід плутати зі статичним рівноважним станом інерційної або динамічної системи, що перебуває в стані спокою після перехідних процесів. Статичні системи є певною абстракцією реальних систем, яким властиві інерційність і динамічні перехідні режими. Часто статичні системи є одночасно й системами без пам'яті, тобто системами, у яких початковий стан z_0 однакове й відповідно $K_t \left\langle z_0, x(t) \right\rangle = K_t \left\langle z_0, x(t) \right\rangle$.

2.2 Аналіз динамічних систем

Динамічною називається інерційна (нестатична) система, у якої визначені функції переходу станів $f(t)$ і вихідної реакції $g(t)$. Це можуть бути в загальному випадку функціонали.

Стаціонарними динамічними називають клас динамічних систем, стан і структура яких не залежить від того, у який момент часу буде розглядатися вплив. Про них говорять, що ці системи інваріантні відносно тимчасового здвигу

$$\forall t' F^t(x(t, t')) = F^t(x(t' - t)), \quad (2.2)$$

тобто для кожного моменту часу t' можна визначити оператор зрушення часу F^t такий, що реакція системи на вхідний вплив у момент часу t' залежить

тільки від розходження між часом його початку й поточним часом, а не від поточного часу, при цьому $t \leq t' \Leftrightarrow t' - t \geq 0$.

Для стаціонарної системи $S \subset X \times Y$, де $x \in X$, $y \in Y$ - впливи й реакції є стаціонарними, якщо

$$\begin{cases} (\forall t)(X_t = F^t(X)), \\ (\forall t)(Y_t = F^t(Y)) \end{cases} \quad (2.3)$$

Важливою властивістю стаціонарних (інваріантних у часі) систем є те, що функцію переходу стану для будь-якого моменту часу можна одержати як результат застосування оператора здвигу до початкової реакції системи.

Адекватним описом математичної моделі динамічної системи є диференціальне рівняння

$$\frac{dx(t)}{dt} = F(x(t), t, u(t)), x(0) = x_0, \quad (2.4)$$

де $x(t) \in X$ - множина станів системи; $u(t) \in U$ - множина збуджуючих впливів.

Перша похідна $dx(t)/dt$, що є нічим іншим, як швидкістю зміни станів системи, може дорівнювати нулю, що відповідає стану спокою системи, вона може бути дорівнювати негативній або позитивній величині, тому що це рівняння може мати праву частину, що змінюється

$$\frac{dx(t)}{dt} = Fx(t), x(0) = x_0, \quad (2.5)$$

При $F > 0$ система поводитья збуджено, нестабільно, при $F < 0$ вона повертається в стан спокою, її поведінка стабільна

$$x(t) = x_0 e^{-Ft}, \quad (2.6)$$

Вочевидь, при $F \equiv \infty$ динамічна система стає статичною, при відліку від ∞ до 0 інерційність зростає, при $F \equiv 0$ система стає нерухливою, у стані спокою.

Очевидно, вся теорія диференціальних рівнянь може бути прикладена до теорії динамічних систем і цей математичний апарат є досить продуктивним, добре відпрацьованим, тому наведені лише деякі витримки із цієї теорії. Так диференціальне рівняння першого порядку типу (2.5) з вільним членом у вигляді збудженого зваженого білого гаусового шуму $\xi(t)$ носить назву стохастичного рівняння стану і записується так

$$\frac{dx(t)}{dt} = F(x(t)) + G(x(t), t)\xi(t), x(0) = x_0, \quad (2.7)$$

де $G(\bullet)$ - коефіцієнт збурювання, що впливає на величину дисперсії стану $x(t)$ даної динамічної системи.

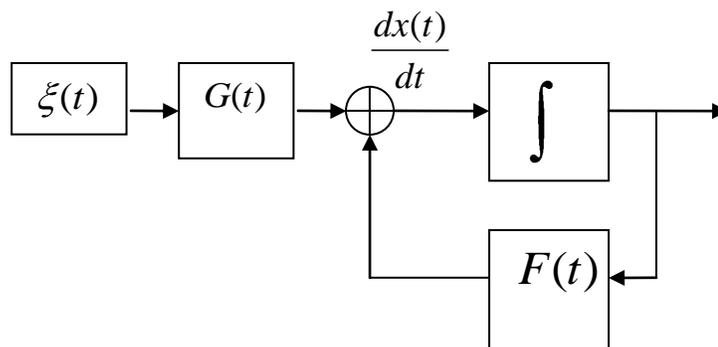


Рисунок 2.1 - Структурна схема формуючого фільтра

На рис. 2.1 наведена структурна схема формуючого фільтра, процес на виході якого відповідає стану динамічної системи, аналогічної (2.7), але замість $F(x(t),t)$ і $G(x(t),t)$ враховані відповідно $F(t)$ і $G(t)$. Стан динамічної системи легко моделюється за допомогою ЕОМ, де рівняння стану (2.10) відтвориться в рекурсивному виді

$$X(k+1) = \Phi(k, k+1)x(k) + \Gamma(k, k+1)\xi(k), \quad (2.8)$$

де $\Phi(k, k+1)$ і $\Gamma(k, k+1)$ так само, як і для стану з безперервним параметром (2.7), зуться коефіцієнтами відповідно стану й збурюванню. Їхній аналітичний вигляд

$$\Phi(k, k+1) = \exp(-\alpha|\tau|), \quad (2.9)$$

$$\Gamma(k, k+1) = \sqrt{\sigma^2 \Phi(k, k+1)(1 - \Phi(k, k+1))^2}, \quad (2.10)$$

де $\alpha = \frac{1}{\tau_{xop}}$, τ_{xop} - інтервал кореляцій випадкового стану системи.

2.3 Дослідження властивостей систем зв'язку

Цілісність є однією із самих характерних властивостей систем, що проявляється у виникненні нових інтегральних якостей, не властивих для утворюючу систему компонентів. Так, властивості системи зв'язку щодо забезпечення стійкості й інших показників є не тільки простою сумою властивостей елементів, з яких вона складається. І в систем живої природи (мурашників, термітників, бджолиних родин, а також груп людей, націй і т.п.)

системні властивості також не є простою сумою властивостей індивідуумів.

Властивості цілісності проявляються в системі із двох основних сторін:

- властивості системи як цілого не зводяться до суми властивостей елементів або частин;
- властивості системи як цілого залежать від властивостей елементів і частин, модифікація однієї частини викличе модифікації у всіх інших частинах і у всій системі.

Істотним проявом властивостей цілісності є нові взаємини системи як цілого з навколишнім, відмінні від взаємодії окремих елементів із цим оточенням. Властивість цілісності пов'язане з метою, для виконання якої призначена система.

Системи можуть мати альтернативне цілісності властивість - фізичну адитивність, незалежність. Властивість фізичної адитивності (незалежності елементів) проявляється в системі, що як би розпалася на незалежні елементи. Очевидно, що у випадку, коли всі елементи стають незалежними, то говорити про систему не має змісту. Таким чином, будь-яка система перебуває між двома крайніми станами: абсолютною цілісністю, що досягається при максимальному зв'язку між елементами, і абсолютної адитивністю, коли ці зв'язки відсутні.

Також у літературі зустрічається термін "склеенность" елементів систем, що підкреслює їхню взаємозалежність.

Іноді, розглядаючи еволюцію систем, вводять такі поняття, як факторизація (прагнення системи до стану з усе більше незалежними елементами) і прогресуюча систематизація, цілісність (прагнення системи до більшої цілісності, до зростання залежності між елементами).

2.4 Казуальність систем зв'язку

Причинністю (каузальністю) називають властивість систем, що визначає залежність вихідної реакції в будь-який момент часу винятково від вхідних впливів. Тобто властивість системи реагувати тільки на існуючі, а не на майбутні впливи. Із причинністю пов'язані властивості непередбачуваності й попередньої обумовленості. У непередбачуваній системі модифікації вихідної реакції не можуть випереджати зміни вхідного впливу. Відсутність попередньої обумовленості означає існування такого часу $t' \in T$, що для будь-яких $t \geq t'$ майбутня еволюція системи визначається винятково попередніми спостереженнями й немає жодної потреби звертатися до яких-небудь допоміжних множин типу початкових умов. Вихід $y(t)$ непередбаченої системи можна визначити, знаючи тільки поточний стан системи $z(t)$ і поточне значення вхідного впливу $x(t)$.

У техніці причинність виступає як властивість фізичної реалізації пристроїв або систем.

2.5 Аналіз властивостей систем зв'язку до ідентифікації та адаптації

Важливими характеристиками динамічних систем, тобто систем, які розвиваються в часі, а також систем, у яких цей стан допускається, є керованість, спостереження, здатність систем ідентифікуватися й адаптуватися.

Існують досить строгі визначення даних понять щодо кібернетичних систем, які формалізуються. Перераховано властивості багатьох організаційно-технічних систем, у тому числі й систем зв'язку, властивості яких складні щодо формалізації, але мають аналогічну суть.

Керованість є головною серед перерахованих властивостей систем. Вона визначається як умова можливості переведення системи з одного стану в інше

за заданий час або при виконанні інших заданих обмежень (за один крок, або за кілька кроків, з мінімальною витратою енергії на керування, переведення в новий стан, за заданою траєкторією та ін.). Керуючим впливом $u(t)$ звичайно виступає сигнал, що впливає на керований пристрій або регулятор, чим власно й досягається бажаний кінцевий стан системи. Якщо керуючий вплив $u(t)$ формується у відповідному пристрої, то говорять про автоматичне керування. Разом з тим, що керуючі впливи можуть бути сформовані й особою, що приймає рішення (ЛПР). У цьому випадку говорять про ергатичне або ситуаційне керування. Якщо ж дане керування здійснюється з використанням засобів автоматизації, ЕОМ, то це - автоматизоване керування. Очевидно, реалізація кінцевої задачі керування можлива за певних умов або властивостях системи. Цими необхідними умовами або властивостями саме і є спостереження і здатність ідентифікуватися.

Існує більше 30 варіантів визначення керованості в теорії автоматичного керування. Багато при цьому залежить від того, з якого початкового стану $x(0)$ і в який кінцевий $x(t) = x_0 + \Delta x(t)$ переводиться система, і яким чином (за один такт $u = u_0 + \Delta u$) або по складній траєкторії $u(t) = u_0 + \Delta u(t)$ завдяки оптимальному керуванню $\Delta u(t)$ досягається кінцева мета. Приведемо тут визначення керованості по Калману: необхідною й достатньою умовою керованості для лінійної системи, що описується диференціальним рівнянням

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad (2.11)$$

де A і B матриці розміром відповідно $n \times n$ і $n \times r$ є залежність

$$\text{rank} \begin{bmatrix} B & AB & A^2 B & \dots & A^{n-1} B \end{bmatrix} = n \quad (2.12)$$

Це значить, що в системі не повинно бути координат, щодо яких не було б виділене відповідних керуючих впливів. Іншими словами вся кількість координат $x_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$, всі n рівнянь повинні бути керовані, інакше може залишитися один або кілька некерованих параметрів (елементів) системи, внаслідок чого не буде можливості перевести цю систему в необхідний кінцевий стан.

Спостереження є необхідною умовою синтезу керування системою. Ця властивість характеризує пряму й непряму можливість виміру параметрів, які беруть участь у формуванні керуючих впливів. Інакше кажучи, спостереження досягається, коли до керуючого органа надходить необхідна інформація про стан системи. Щодо систем зв'язку, де допускається реалізація будь-яких керувань режимами з метою забезпечення необхідних вимог, спостереження досягається, якщо по каналах телеконтролю або службового зв'язку до керуючого центра надходить інформація про стан каналів зв'язку, технічного стану апаратури та ін. З використанням даної інформації формується керуючий вплив.

Спостереження або вимірність є необхідною складовою частиною керування.

Для спостерігача, що вимірює відповідні сигнали або стан системи, інформація, що його цікавить, може надходити у вигляді безперервної $y(t)$ або дискретної в $y(k)$, $k = 1, 2, 3, \dots, n$, функцій. Зокрема ця інформація може мати разове значення y_0 . Із самою величиною, що вимірюється, або функцією $x(t)$ спостережувана інформація може бути зв'язана лінійно

$$y(t) = H(t)x(t) + \xi(t), \quad (2.13)$$

або нелінійно

$$y(t) = h(x(t), t) + \xi(t), \quad (2.14)$$

де $H(t), h(\bullet)$ - функції спостереження, що враховують масштаб (посилення або ослаблення), а також інші особливості засобу виміру;

$\xi(t)$ - погрішність (шум) спостереження, що часто апроксимують білим гаусовім шумом з нульовим середнім.

Рівняння спостереження (2.13), (2.14) для дискретного лінійного випадку здобуває вид

$$y(k) = H(k)x(k) + \xi(k), k = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (2.15)$$

для нелінійного

$$y(k) = h(x(k), k) + \xi(k) \quad (2.16)$$

Зазначені вище рівняння можуть мати й більш простий вид, наприклад, коли $H(t) \cong 1$, то $y(t) = x(t) + \xi(t)$. Якщо погрішності (шум) виміру відсутні, то $y(t) = H(t)x(t)$. Їхній вид може бути й складніше, наприклад тоді, коли ставиться задача керування результатами спостереження. Така задача характерна для рішення власних проблем ЕМС (далі – електромагнітна сумісність), коли є можливість управляти іншими, крім як своїми власними, параметрами. У цьому випадку, якщо $X(t)$ параметри сигналів на вході радіоприймача, наприклад, просторово-поляризаційні параметри, то рівняння спостереження може мати вигляд

$$y(t) = H(t)x(t) + B(t)u(t) + \xi(t), \quad (2.17)$$

де $B(t)u(t)$ - керуюча добавка, що переводить стан системи $x(t)$ в інше, задане відповідним критерієм.

Функції $y(t)$ або $y(k)$ можуть здобувати як скалярний, так і векторний вигляд, при цьому умови спостереження, як і умови керованості пов'язані з відповідністю розміру координат системи й спостерігача.

Умови спостереження й самі рівняння спостереження знаходять втілення не тільки в керованих системах, але й у контрольованих, до яких також належать частина систем передачі, лінії зв'язку, зразки апаратури і їхні елементи. При цьому результати спостереження (виміри) використовуються в ергатичних системах, де ЛПР на основі цих даних ухвалює рішення щодо стану системи. У цьому випадку результати виміру варто оцінити, дати їм статистичну оцінку.

У ролі статистичних оцінок можуть бути використані вибіркоче середнє й вибіркоче дисперсія

$$\hat{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1,2,\dots,n} x_i, \quad (2.18)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x})^2, \quad (2.19)$$

де n об'єм вибірки; x_i - належні виміри.

Оцінка може бути отримана з використанням рекурсивних процедур Робинса-Монро або, якщо спостерігається процес, то процес Калма-на-Бьюси.

Також варто привести хоча б один вироджуваний випадок, коли умови спостереження не виконуються, хоча система й керована, і спостерігається. Це

адаптивні антенні ґрати. Тут n -канальна система на вході переводиться в одноканальну систему на виході. Але завдяки цієї вироджуваності вдається виключити зі спостереження перешкоди, які діють на n - входах.

Система може бути спостережувана, але форма спостереження або інформація, що надається, може виявитися такою, що прийняття відповідного рішення для керування все-таки не вдається. Так, інформація про те, що горить лампочка "Зв'язок" ще не говорить про дійсну наявність зв'язку. Або інформація про те, що вийшла з ладу якась ділянка радіорелейної лінії не є повною, тому що ця несправність може бути обумовлена великою кількістю різноманітних причин - перешкодами, умовами поширення радіохвиль, технічним станом апаратури та ін. Виникає проблема ідентифікації спостережень.

Здатністю ідентифікуватися називається властивість системи, що характеризує можливість визначення параметрів системи за результатами спостережень. Іноді говорять про здатність ідентифікуватися математичної моделі системи, коли намагаються досягти адекватності її з реальною системою. Для задач ідентифікації використовують різноманітні статистичні методи: крапкові або інтервальні методи оцінки параметрів, стохастичної апроксимації, регресії, прогнозу та інші.

Успішність ідентифікації багато в чому залежить від того, яким чином змінюються параметри \mathcal{A} , які ідентифікуються в системі $S(x)$. Для системи, що описується рівнянням стану

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u, a, t) \quad (2.20)$$

і рівнянням спостереження

$$y = h(x, u, a, t) \quad (2.21)$$

найбільш придатними необхідними умовами для ідентифікації є

$$\frac{da(t)}{dt} = 0, \quad (2.22)$$

що відповідає випадку системи з постійними параметрами, що підлягають ідентифікації.

Найпростішим і розповсюдженим випадком є такий, коли задача ідентифікації вирішується разом з оцінкою стану системи. Ця оцінка $\hat{x}(t)$ може бути отримана знову таки за допомогою рекурсивних процедур типу Робинса-Монро, Калмана-Бьюси або інших. Разом з оцінкою $\hat{x}(t)$ за допомогою аналогічних процедур можна оцінювати й $\hat{a}(t)$. Об'єднавши обидві оцінки $\hat{x}(t)$ і $\hat{a}(t)$, одержимо вектор

$$\hat{\bar{x}}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \hat{x}_i(t) \\ \hat{a}_i(t) \end{array} \right\}, i = \overline{1, n}, \quad (2.23)$$

який і необхідно оцінювати.

Для одержання оцінки (2.23) необхідно, щоб відповідно до вектора $\hat{\bar{x}}(t)$ виконувалися умови спостереження з рівняння (2.21), тобто вертаємося в цьому випадку до умов спостереження.

Приведемо приклад процедури Робинса-Монро для спостережуваної системи відповідно до рівняння

$$y(k) = Hx(k) + \xi(k),$$

де всі складові відповідають фізичному змісту (2.13), (2.15) або (2.21). Ця процедура оцінки описується залежністю

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + z(k)(y(k) - H\hat{x}(k)), \quad (2.24)$$

де $z(k)$ - коефіцієнт, що обумовлює прагнення процедури до постійного стану.

Найпростіший вигляд він має, коли $z(k) = \frac{1}{k}$. Взагалі цей коефіцієнт повинен відповідати умовам Дворецького, коли

$$\sum_{k=1}^{\infty} z(k) \rightarrow \infty; \sum_{k=1}^{\infty} z^2(k) < \infty$$

Але практика показує, що процедура (2.24) також непогано збігається і при $z(k) = \text{const} < 1$. У задачах адаптації часто використовують рівняння Уидроу-Хоффа, що майже збігається з (2.24),

$$\hat{w}(k) = \hat{w}(k-1) + z(k)(y_{on}(k) - H(k)\hat{w}(k-1))H(k), \quad (2.25)$$

де $y_{on}(k)$ - опорний, еталонний, бажаний сигнал; $\hat{w}(k)$ - ваговий коефіцієнт.

У цих задачах можна брати $z(k) = (1..0,1)$, що обумовлює швидкість прагнення процедури.

Часто не відокремлюють здатність ідентифікуватися від спостережності, вважаючи першу складовою останньої. Однак складність і важливість задачі ідентифікації обумовлює розгляд її як постійної науково-технічної проблеми.

Здатність системи адаптуватися - властивість, що визначає здатність забезпечувати необхідний режим функціонування в умовах невизначеності

стосовно зовнішніх впливів. Очевидно, адаптованість системи дає можливість підвищити її стійкість. Здатність адаптуватися часто інтерпретується як властивість самоорганізації системи. Адаптивна система повинна бути керованою, спостережуваною та здатна до ідентифікації стосовно самої себе, а також спостережуваною і здатної ідентифікуватися стосовно зовнішніх впливів.

Існує два види адаптивних систем. Адаптивність систем першого виду досягається за рахунок такого вибору внутрішніх станів і режимів окремих елементів, які при різних непередбачених, небажаних впливах або випадкових, невизначених модифікаціях якихось характеристик забезпечують необхідне цілеспрямоване функціонування даної системи. При цьому структурні модифікації не допускаються. Така система зветься гомеостатично-адаптивною системою. Якщо ж стосовно різних впливів або модифікацій у системі припустима наявність її структурних модифікацій, то така система називається морфо-генетичною адаптивною системою.

Можливі адаптивні режими в системі передбачаються на етапі її створення, тобто система повинна створюватися як адаптивна. У цьому випадку можуть бути використані не тільки згадані тут одноконтурні засоби адаптації, але й багатоконтурні, коли адаптивною виконується сама підсистема адаптації.

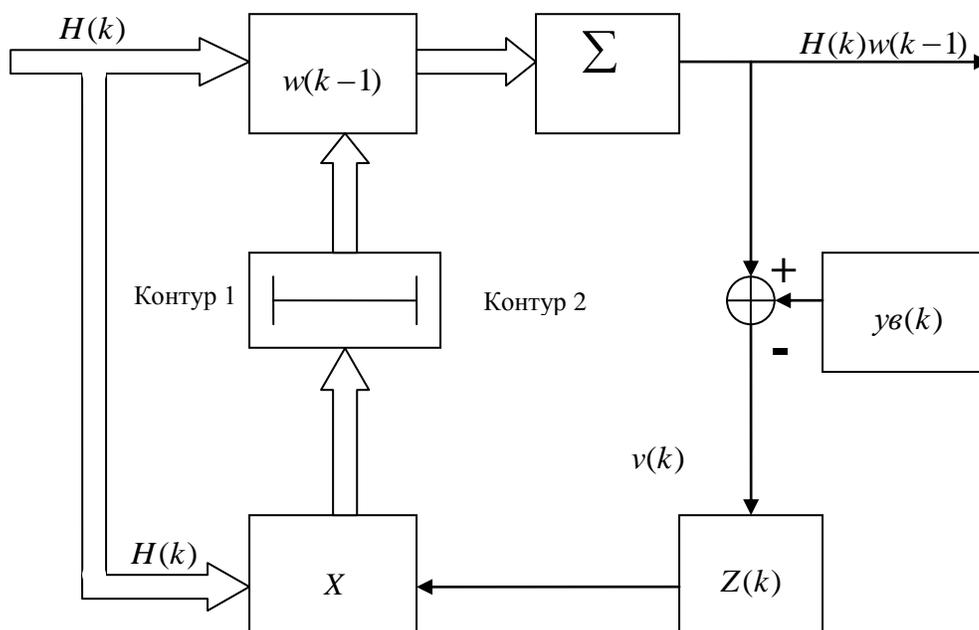


Рисунок 2.2 - Адаптивна процедура Уїдрой-Хоффа.

На рис. 2.2 показана адаптивна процедура оцінки вагових коефіцієнтів $\hat{w}(k-1), i=1,2,3,\dots,n$, число яких може бути різним залежно від розмірності сигналів на вході $H(k)$. Але вихідний сигнал $y = H(k)\hat{w}(k-1)$ - скалярний. У цій процедурі є два контури керування. Контур I - керування "уперед" (за принципом Понселе), контур II - керування по відхиленнях від опорного сигналу $y_{on}(k)$ по незв'язуванню $v(k)$ (керування за принципом Уайта). Процедура виконується постійно при $z(k)$, що відповідає зазначеним вище обмеженням і здобуває відповідно із критерієм МСКВ (мінімального середньоквадратичного відхилення) значення, які задаються еталонним сигналом $y_{on}(k)$, МСКВ $(y - y_{on}(k))^2 \rightarrow 0$. Такі алгоритми використовуються в адаптивних антенах, наприклад у системах GSM-900, антени цих систем носять назву інтелектуальних.

Здатність адаптуватися в систему закладають залежно від очікуваних впливів або модифікацій. Якщо ці впливи або модифікації виходять за рамки застосовуваних програм, то така система не може вважатися адаптивною. Тобто, коли говорять про здатність адаптуватися, то необхідно уточнювати, до якого класу впливів або модифікацій ця здатність належить. Так, система (2.25), відображена на мал. 2.2, адаптивна щодо сигналів (перешкод), які не збігаються з еталонним сигналом $y_{on}(k)$, а також щодо деяких відхилень у поширенні радіохвиль. Все-таки вона не може вважатися адаптивною щодо швидкості передачі інформаційних сигналів або перепадів в енергоспоживанні.

У більшості випадків на практиці систему необхідно не тільки спостерігати або досліджувати, але й домагатися одержання в результаті її функціонування корисних властивостей. Здатність системи функціонувати певним чином звичайно оцінюється по характеру або видам реакції на її виході.

Коли адаптація стосується простих систем, таких як приймачі, їхні блоки, окремі комплекси, то критерії досить просто формалізуються. Наприклад, у процедури (2.25) критерій МСКВ $\gamma^2(k) = (y_{on}(r) - y)^2$ очевидний і досить простий. Щодо системи зв'язку це такі "вихідні" характеристики, такі як своєчасність доставки повідомлення, вірогідність прийому й ін. При цьому умови які визначають її стан, тобто чи має система деякі властивості чи ні, виражаються в строках існування відповідних певних впливів. Для оцінки якості функціонування $S \subset X \times Y$ необхідно розглядати деяку оцінну функцію (критерій якості) Φ , яку визначимо як відображення вихідної реакції Y на деяку оцінювану множину U :

$$\Phi: X \times Y \rightarrow U^{(k)} \quad (2.26)$$

де $U^{(k)} = U_1 \times U_2 \times \dots \times U_k = x(U_1 : t \in I_k), I_k 1, 2, \dots, k$.

Якщо $k = 1$, то задача оцінки – однокритеріальна, якщо $k = 2, \dots, k$, тоді багатокритеріальна, сама система при цьому також багатокритеріальна. Оцінки якості, які одержують, $v \in V^{(k)}$ характеризують систему при заданих вхідних впливах X . Однак для того, щоб система була керованою, необхідно в множині x виділити підмножину U керуючих впливів. У цьому випадку (2.25) має вигляд

$$\Phi: M \times U \times Y \rightarrow V^{(k)}$$

де M - підмножина множини X вхідних впливів, що залишилося, додатково до U .

Система $S \subset M \times U \times Y$ вважається керованою щодо множини $V' \subset V$, коли для заданого класу вхідних впливів $m \in M$ може бути знайдено керування $u \in U'$, що дасть можливість одержати потрібну оцінку якості $u \in V'$. Або те ж саме з використанням логічних операцій:

$$(\forall v)(\forall u) \left[v \in V' \wedge u \in U \Rightarrow (\exists m)(f(m, n) = u) \right]. \quad (2.27)$$

Іншими словами, керованість - це властивість, що гарантує можливість досягнення заданої якості при будь-яких зовнішніх впливах.

Для багатокритеріальних систем визначається властивість «склеєності», коли задана оцінка $u_i \in V^{(i)}, i = 1, 2, \dots, k$ може бути досягнута лише в об'єднанні з іншими оцінками. Така властивість проявляється в тому випадку, коли між різноманітними компонентами оцінюваного об'єкта $V^{(k)} V_1 \times V_2 \times \dots \times V_k$ існує який-небудь внутрішній взаємозв'язок, чим і пояснюється термін «склеєність». Вочевидь, такі «склеєні» властивості мають і відповідні оцінки, оскільки тут не тільки самі елементи (вузли зв'язку) є залежними друг від друга, але й оцінки,

які характеризують їх якість, один з одним мають як функціональні, так і імовірнісні зв'язки.

Поняття "склеєності" відіграє важливу роль у теорії керованості систем: для декартових множин наслідком "склеєності" є керованість. Оскільки декартовий добуток двох множин - це третя множина всіх упорядкованих пар, то система зв'язку завдяки своїй структурі може бути віднесена до такої ж множини. Разом з тим для забезпечення керованості крім позначених структурних властивостей потрібний ще й відповідний ресурс, що дасть можливість одержати гарантовану якість при будь-яких зовнішніх впливах.

2.6. Стійкість систем зв'язку

Стійкість є одним із найважливіших властивостей системи, тому що, без її системи як такі не можуть існувати. Для простих систем характерні пасивні форми стійкості, вони пов'язані з такими властивостями, як міцність, збалансованість, гомеостатизм (повернення в рівноважний стан при виході з нього). Для складних організаційно-технічних систем, у тому числі систем зв'язку, характерні активні форми стійкості: надійність, живучість, завадозахист. Очевидно, активні форми стійкості варто розглядати з погляду уразливості системи під впливом зовнішніх впливів. При цьому впливу може піддаватися як окремий елемент (група елементів), так і відповідні зв'язки між елементами системи. Стійкість, що визначається при впливі на відповідні зв'язки між елементами, характеризує властивості зв'язаності цієї системи. Вони будуть розглянуті далі.

Виходячи із причинно-наслідкового аспекту зв'язків, стійкість трактують як властивість маленьких модифікацій причин викликати відповідно маленькі модифікації наслідків. Тобто система вважається стійкою, якщо маленькі вхідні впливи викличуть маленькі вихідні її реакції. З даного визначення витікає, що

стійкість характерна для динамічних систем, які змінюються з часом t (або) у просторі. Тому іноді говорять про стійкість руху системи.

Для стійких систем характерна наявність рівноважних станів, до яких система приходиться внаслідок надходження або зняття зовнішніх впливів. Для складних систем, у тому числі систем зв'язку, визначення таких рівноважних станів відіграє принципову роль, оскільки ці стани характеризують можливості систем вирішувати свої задачі після надходження зовнішніх впливів. До таких рівноважних станів ставляться:

- ентропійний, до нього система приходиться внаслідок витрат наявного запасу ресурсів або руйнування своєї структури;
- гомеостатичний, що припускає збереження структури системи при будь-яких зовнішніх впливах;
- морфогенетичний, пов'язаний з перебудовою структури системи під час будь-яких впливів для збереження необхідних властивостей.

Очевидно, що стійкість системи залежить від її типу, і, у першу чергу, від таких її властивостей:

- мало відхиляться від деякого руху при маленьких збурюваннях початкового стану системи (іноді маленькі збурювання початкового стану беруться не довільно, а по якомусь додатковій умові; іноді малість збурювання й відхилення визначається лише деякими параметрами);
- зберігати деякі риси фазового портрета при маленьких змінах закону руху ("ворушіннях" системи);
- у процесі руху залишатися в обмеженій зоні фазового простору;
- у процесі руху вертатися скільки завгодно близько до свого початкового стану.

На загальносистемному рівні звичайно формалізують поняття стійкості підмножини простору станів. Так, якщо $\hat{d} \in D$ і $\hat{e} \in E$ відповідають причині й

наслідку деякого явища й існує відображення F , таке, $F(\hat{d}) = \hat{e}$, то пара (\hat{d}, \hat{e}) , називається стійкою відносно заданих сімейств підмножин D і E (Θ_D і Θ_E) у тім і тільки в тому випадку, коли

$$(\forall \alpha \in \bar{N}(e))(\exists \beta \in \bar{N}(\alpha))(\forall \alpha)(\alpha \in \beta \rightarrow F(\alpha) \in \alpha), \quad (2.28)$$

де $\bar{N}(\hat{e}) \subset \Theta_E$ і $\bar{N}(\hat{d}) \subset \Theta_D$ - системи обхідних крапок \hat{e} і \hat{d} відносно Θ_E і Θ_D відповідно.

Визначення (2.28) може бути використане для одержання ряду більш конкретних понять стійкості систем, наприклад стійкість реакції, стійкість ізольованої траєкторії та ін.

У теорії систем часто використовують поняття структурної стійкості, що тісно пов'язане з морфологією системи.

Тип поведіння системи $e \in E$ називається структурно стійким у тім і тільки в тому випадку, коли для кожного $\hat{d} \in D$, такого, що $\hat{e} = F(\hat{d})$, справедливо

$$(\exists \beta \in \bar{N}(\hat{\alpha}))(\forall \alpha)(\alpha \in \beta \Rightarrow F(\alpha)) = \hat{e} \quad (2.29)$$

Інакше кажучи, допускається, що поточний стан структурно стійкої системи залишається якісно незмінним при досить маленькій модифікації деякого параметра. Наприклад, система зв'язку структурно стійка в тому випадку, коли в ній забезпечується обмін інформацією з потрібною якістю при виході з ладу окремих елементів або порушенні зв'язків між ними.

Інтерпретація поняття стійкості залежить від класу системи. Так, для лінійних систем, які описуються звичайними диференціальними рівняннями,

найчастіше використовують поняття стійкості й асимптотичної стійкості по Ляпунову. Наприклад, для системи, що описується диференціальними рівняннями

$$x_i(t) = f_i(t, x_1, \dots, x_n), i = 1, n, x_i(t_0) = x_{i0}, \frac{dx}{dt} \equiv x(t), \quad (2.30)$$

незбурений рух називається стійким по Ляпунову стосовно змінних y_{i0} , які визначають відхилення (варіації) величини x_i , якщо при будь-якому довільно заданому позитивному числі ε , яким би маленьким воно не було, можна вибрати інше таке позитивне число $\delta(\varepsilon)$, що при всяких збурюваннях y_{i0} , які задовольняють умові

$$\sum_{i=1}^n y_{i0}^2 \leq \delta, \quad (2.31)$$

і при будь-якому $t \geq t_0$ буде виконуватися нерівність

$$\sum_{i=1}^n x_i^2 \leq \varepsilon \quad (2.32)$$

Якщо ж незбурений рух стійке по Ляпунову й при цьому будь-який обурений рух при досить маленьких початкових збурюваннях наближається до незбуреного руху, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_i(t) = 0, \quad (2.33)$$

те обурений рух називається асимптотично стійким по Ляпунову.

Стійкість по Ляпунову це, загалом кажучи, локальна стійкість (стійкість у вузькому розумінні). У літературі часто використовуються поняття стійкості в широкому розумінні й у цілому. Так, стан рівноваги системи називають стійким у широкому розумінні тоді, коли безліч можливих у даній системі відхилень цілком належить області притягання, тобто множині початкових станів (відхилень), при яких забезпечується стійкість по Ляпунову.

У свою чергу, якщо область притягання охоплює весь простір станів, то відповідну стійкість називають стійкістю в цілому.

Відносно до нелінійних систем звичайно використовують поняття абсолютної стійкості. Так, нелінійна система вигляду

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + b\xi \\ \xi = \varphi(\sigma) \\ \sigma = C^T x \end{cases} \quad (2.34)$$

де x - n -мірний вектор стану; A - постійна ($n \times n$) матриця; C - постійний n -мірний вектор; $\varphi(\sigma)$ - деяка нелінійна функція, називається абсолютно стійкою на заданому класі функцій $\varphi(\bullet)$ у тому випадку, коли її положення рівноваги стійке в цілому при будь-якій нелінійній функції $\varphi(\bullet)$ заданого класу.

У реальних умовах функціонування багатьох систем здійснюється при впливі великої кількості різноманітних факторів, які слабо контролюються, у тому числі й непередбачених, випадкових, взаємодія яких має складний характер. Наприклад, щодо системи зв'язку до числа таких факторів відносять радіоелектронний вплив інших систем, ЕМС, несправності й відмови радіоелектронних засобів, відхилення їхніх конструктивних параметрів, зміна стану зовнішнього середовища та ін. Однієї з важливих причин неповноти

інформації є запізнення, викликане кінцівкою часу, необхідного для проведення спостережень і обробки їхніх результатів.

Для визначення стійкості такого виду систем використовується імовірнісний підхід. У багатьох випадках, наприклад для систем, які задаються стохастичними диференціальними рівняннями виду

$$dx(t) = f(t, x(t)) + b(t, x(t))d\xi, t \geq 0,$$

$$x(0) = x_0, x \in R_n, \xi \in R_m \quad (2.35)$$

де x_0 - детермінований або випадковий вектор початкових умов, вектор-функція $f(t, x) \in R_n$ і матриця $b(t, x(t))$ вимірності $(n \times m)$ задані, ξ - стандартний векторний вінеровський процес, питання про стійкість деякого руху, як і звичайно в теорії стійкості, може бути зведений до дослідження стійкості тривіального рішення рівняння (2.35).

Під стійкістю тривіального рішення рівняння (2.35), як і раніше, розглядається його властивість небагато змінюватися при невеликій модифікації початкових умов. Залежно від конкретного розуміння вираження "маленька модифікація рішення" можливі різноманітні визначення стійкості. Зокрема, тривіальним рішення рівняння (2.35) називається:

а) слабко стійким по ймовірності, якщо

$\forall \varepsilon > 0, \forall \delta > 0$ і знайдеться така $\eta(\varepsilon, \delta) > 0$, що при $t > t_0$ і $|x_0| < \eta(\varepsilon, \delta)$ виконується нерівність

$$P \left\{ \int_{t_0}^t |x_0(t)| > \varepsilon \right\} < \delta \quad (2.36)$$

де P - міра ймовірності; $X_{t_0, x_0}(t)$ - рішення рівняння (2.35) при $t > t_0$ з початковою умовою;

б) асимптотично слабо стійким по ймовірності, коли рішення постійно слабо по ймовірності й, крім того, для $\forall \varepsilon > 0$ виявиться таке $\eta(\varepsilon) > 0$, що при $|x_0| < \eta(\varepsilon)$ має місце відношення

$$P \left\{ |X_{t_0, x_0}(t)| > \varepsilon \right\} \rightarrow 0, t \rightarrow \infty \quad (2.37)$$

в) асимптотично слабо стійким по ймовірності в цілому, якщо рішення асимптотично слабо постійно по ймовірності й, крім того, для $\forall x_0 \forall \varepsilon_1 > 0$ справедлива рівність

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P \left\{ |X_{t_0, x_0}(t)| > \varepsilon_1 \right\} = 0 \quad (2.38)$$

г) P - стійким ($P > 0$) у випадку існування для $\forall \varepsilon > 0$ такого $\eta(\varepsilon) > 0$, що при $|x_0| < \eta(\varepsilon)$ виконується нерівність

$$M \left| X_{t_0, x_0}(t) \right|^P \leq \varepsilon, t \rightarrow \infty \quad (2.39)$$

де $M|\bullet|$ - позначення математичного очікування;

д) асимптотично P - стійким, якщо рішення P - стійке й, крім того, для $|x_0| \leq \eta$ при деякому $\eta > 0$ має місце співвідношення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} M \left| X_{t_0, x_0}(t) \right|^P = 0 \quad (2.40)$$

(асимптотичну P -стійкість при $P = 2$ у літературі називають стійкістю в середньоквадратичному);

е) експотенціально P -стійким, коли виявляться такі постійні C_0 і C_1 , що

$$M|X_{t_0, x_0(t)}|^P \leq C_0|x_0|^P \exp(-C_1(t-t_0)) \quad (2.41)$$

ж) стійким у цілому, якщо рішення асимптотично P -стійке й для $\forall x_0$ справедливе співвідношення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} M|X_{t_0, x_0(t)}|^P = 0 \quad (2.42)$$

з) стійким по ймовірності, коли для $\forall \geq t_0$, $\forall \varepsilon > 0$ виконується співвідношення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P\left\{\sup_{t>s} |X_{t_0, x_0(t)}| > \varepsilon\right\} = 0 \quad (2.43)$$

к) асимптотично постійним по ймовірності, якщо рішення постійно по ймовірності й

$$\lim_{x_0 \rightarrow \infty} P \lim_{t \rightarrow \infty} X_{t_0, x_0(t)} = 0 \quad \text{и} \quad 1 \quad (2.44)$$

л) асимптотично постійним по ймовірності в цілому, коли рішення постійно по ймовірності й для $\forall t_0$, $\forall x_0$ має місце співвідношення

$$P \lim_{t \rightarrow \infty} X_{t_0, x_0(t)} = 0 \quad \text{и} \quad 1 \quad (2.45)$$

Крім наведених понять використовується також поняття стійкості по ймовірності 1. Розуміється така стійкість, при якій стійкими є всі траєкторії системи (крім, можливо, множини траєкторій нульової ймовірності).

Із P -стійкості тривіального рішення рівняння (2.35) випливає його слабка стійкість по ймовірності, а з асимптотичної P -стійкості - асимптотично слабка стійкість по ймовірності. Стійкість по ймовірності значно сильніше слабкої стійкості й означає, що траєкторії процесу, які починаються в момент t_0 із точки в n -мірному просторі, завжди залишаються в кожній наперед заданій близькості до тривіального рішення з імовірністю, що наближається до одиниці, коли $x_0 \rightarrow 0$. У визначенні стійкості стохастичних систем найцікавішим, мабуть, є дослідження стійкості по ймовірності й P -стійкості.

2.7 Аналіз структурованої зв'язності системи зв'язку

Зв'язаність (або структурна зв'язаність) системи є однією з найбільш важливих її якісних характеристик. Дійсно, зі зникненням структурної зв'язаності зникає й сама система, вона розпадається на взаємонезалежні елементи.

Математичний опис зв'язаності може бути здійснене із застосуванням різноманітних підходів, причому найбільш удалі з них побудовані на основі теорії графів і алгебраїчної топології.

Суть дослідження зв'язаності полягає в тому, щоб усвідомити й виявити ті математичні конструкції, які описують характер зв'язку між окремими елементами системи. Розглянемо деяку систему S , у якій можна виділити n різних елементів. Тоді її структуру можна представити у вигляді деякого графа, у якому n верхівок зображують n елементів системи S , а дуга, що з'єднує елементи i і j показує, що ці два елементи перебувають у деякому співвідношенні між собою. Природною ілюстрацією до вищезгаданого може

служити система зв'язку. Її елементами є вузли зв'язку або опорні вузли зв'язку. Співвідношення між елементами системи зв'язку залежать те зв'язку між j -м і i -м вузлами. Дану залежність можна розвинути: так, можна ввести орієнтацію (спрямованість) дуг, які зв'язують елементи системи, і утворити орієнтований граф (орграф).

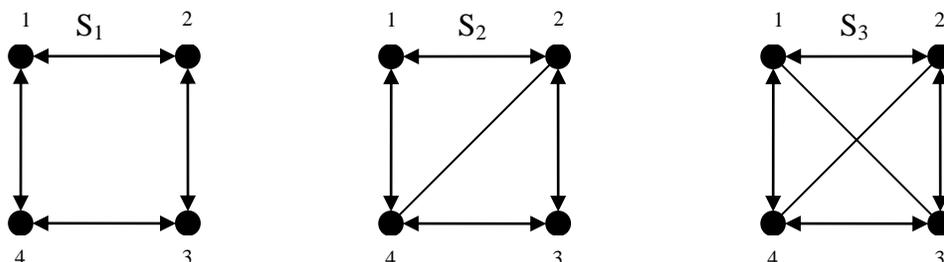


Рисунок 2.3 - Фрагменти моделі мережі зв'язку

Більш докладно моделі систем, які базуються на використанні теорії графів, будуть розглянуті далі. Однак, незважаючи на переваги теоретико-графових засобів, особливо для візуального аналізу, їхнє використання натрапляє на труднощі теоретичного й аналітичного характеру, особливо, якщо враховується структура самих компонентів зв'язку. Так, при спробі описати багатомірну структуру планарним графом багато чого з геометричної структури системи буде приховано або взагалі загублено. Більше продуктивним для аналізу зв'язаності є підхід, що базується на топологічних ідеях. Розглянемо топологічний підхід більш детально.

Для приклада візьмемо три фрагменти мережі зв'язку, наведені на рис. 2.3. Інтуїтивно ясно, що вони мають різні ступені зв'язаності. Для оцінки зв'язаності будемо уявляти кожний вузол у вигляді деякого багатомірного об'єкта, вимірність якого визначається числом вихідних (або вхідних) зв'язків. У

топології такому поданню вузла зв'язку відповідає геометричний об'єкт, що називається симплексом.

Відомо, n - мірним симплексом з верхівками $\{x_1, x_2, \dots, x_{n+1}\} \subset R^n$ називається множина крапок n - мірного евклідового простору R^n , що задається співвідношенням

$$y = \left\{ x \mid x = \sum_{i=1}^{n+1} \alpha_i x_i, \sum_{i=1}^{n+1} \alpha_i = 1 \right\} \subset R^n \quad (2.46)$$

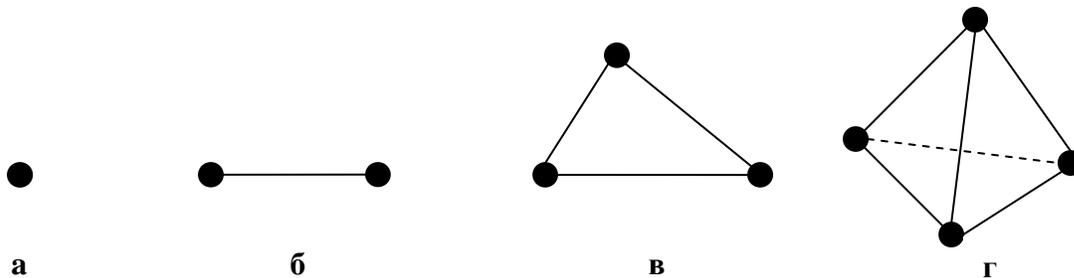


Рисунок 2.4 - Приклади симплексів вимірів: а,б,в,г - відповідно 0-, 1-, 2-, 3- симплекс

На рис. 2.4 зображені приклади симплексів різноманітних вимірів. З визначення випливає, що симплекс однозначно визначається заданістю множини верхівок. Тому для подання вузла у вигляді багатомірного геометричного об'єкта кожної лінії зв'язку, що виходить із вузла, ставлять у відповідність верхівку симплекса. При цьому верхівці привласнюється номер, що відповідає вузлу, у бік якого направлена лінія зв'язку.

Наприклад, вузол 1 (рис. 2.3, а) подається у вигляді одновимірного симплекса (рис. 2.5, а), а вузол 2 із фрагмента (рис. 2.3, б) у вигляді двовимірного симплекса (рис. 2.5, б).



Рисунок 2.5 - Зображення вузлів у вигляді симплексів

Оскільки мережа зв'язку має кілька вузлів, те, ставлячи у відповідність кожному вузлу симплекс, одержимо уявну мережу у вигляді багатомірного геометричного об'єкта - набору симплексів K_s симплексів, це називається симплиціальним комплексом. Таке подання багатьох вихідних (або вхідних) зв'язків дає можливість вивчати їхню глобальну структуру за допомогою методів комбінацій топології.

На рис. 2.6 зображені симплиціальні комплекси для фрагментів мережі. Два незв'язаних одномірних симплекси (рис. 2.6, а) відповідають мережі на рис. 2.3, а. Поява лінії зв'язку між вузлами 2 і 3 (рис. 2.3, б) істотно міняє геометрію комплексу. Вузли 2 і 3 (рис. 2.6, б) подаються двомірними симплексами, при цьому розмірність симплексів для вузлів 1, 4 не збільшуються. Зрештою після додавання лінії зв'язку між вузлами 1 і 4 (рис. 2.3, в) одержуємо симплиціальний комплекс у вигляді тетраедра, у якому кожна верхівка подається однією із граней багатогранника.

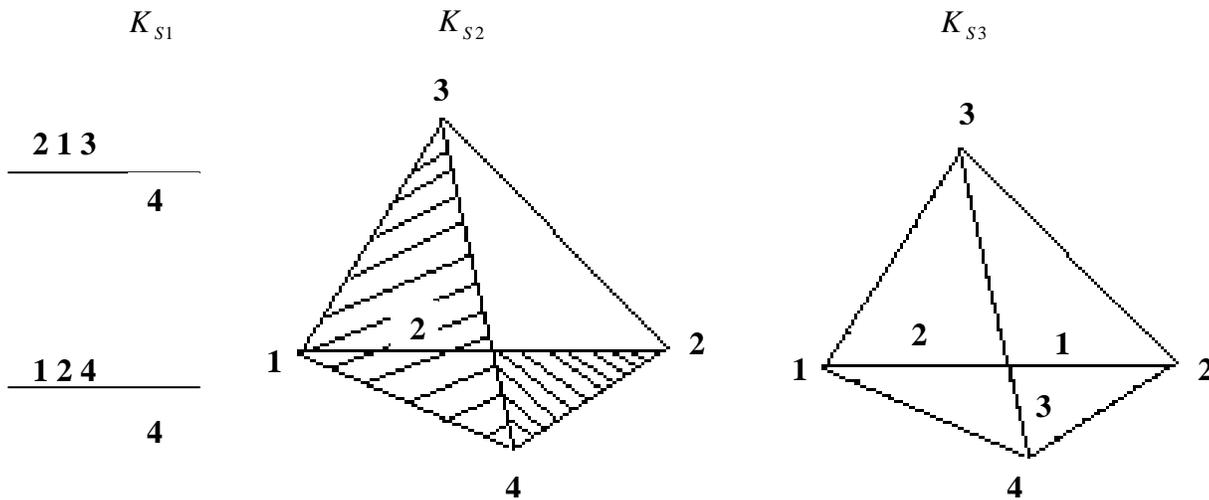


Рисунок 2.6 -Зображення мережі зв'язку у вигляді симплиціальних комплексів

Зображення мережі зв'язку у вигляді симплиціального комплексу дає можливість ввести поняття багатомірної зв'язаності або q -зв'язаності вузлів мережі.

Визначення: Два симплекси σ_i і σ_j комплексу K_S q - зв'язані або, що еквівалентно, з'єднано ланцюгом q -зв'язку, якщо існує послідовність симплексів $\{\sigma_{\alpha_i}\}_{i=1}^n$, в K_S така, що $\sigma_{\alpha_i} \subset \sigma_i$, тобто σ_{α_i} - грань симплекса σ_i , $\sigma_{\alpha_{i+1}}$ - грань σ_{α_i} , і $\sigma_{\alpha_{i+1}}$ мають загальну грань розмірності P для $i = 1, 2, \dots, n-1, q = \min\{p_1, p_2, \dots, p_n, j\}$. Нижній індекс симплекса відповідає геометричній вимірності, наприклад $\dim \sigma_s = S$.

Можна показати, що q - зв'язаність породжує відносини еквівалентності на множині K_S . З визначення симплекса випливає, що якщо два з них q - зв'язані, то вони також $q-1$ -, $q-2$ -, ..., 0 - зв'язані в комплексі K . На рис. 2.6, 0 -мірні симплекси 2 і 3 є гранями одномірного симплекса, тому вони 0 -зв'язані. У відмінності від цього не існує ланцюга, що з'єднує 0 -мірні симплекси 2 і 4. Симплиціальний комплекс на рис. 2.6 складається з 2 -мірних симплексів з верхівками $\{1,3,4\}$ і $\{1,2,4\}$. Вони мають загальну одновимірну грань $\{1, 4\}$, і

тому, 1-зв'язані. Цей комплекс цікавий також тим, що містить два 1-зв'язкових компонента. Інший компонент утворений 1-мірним симплексом з верхівками $\{3, 2\}$, які не з'єднані ланцюгом 1-зв'язку з жодним симплексом комплексу.

Таким чином, вивчення глобальної структури зв'язаності комплексу K_s зводиться до розгляду класів q - еквівалентності. Для кожного значення вимірності $q = 1, 0, \dots, \dim K_s$ можна визначити число різноманітних класів еквівалентності.

Операція виділення таких класів називається q - аналізом, а вектор $Q = (Q_{\dim K_s}, \dots, Q_1, Q_0)$ - першим структурним вектором комплексу.

Інформація, що втримується в Q , відображає глобальну структуру комплексу K_s . Для того щоб два симплекси A і B належали одному q зв'язаному компоненту комплексу K_s , необхідна наявність єдиного A і B ланцюга проміжних симплексів такого, щоб "саме слабке" з погляду вимірності ланка мала вимірність більшу або рівну q .

Засоби q - аналізу дають можливість здійснювати аналіз зв'язаності вузлів або кореспондентів у системі зв'язку. За допомогою цього аналізу можна визначити самі слабкі зв'язки й забезпечити рівень зв'язаності, що потрібно. Отже, q - аналіз виявляється корисним і при синтезі систем зв'язку, і при їхньому плануванні.

Для фрагментів мережі зв'язку, наведених на рис. 2.3, безпосередній підрахунок дасть такі значення для структурних векторів: $Q_{s1} = (2,2)$ $Q_{s2} = (2,1)$ $Q_{s3} = (1,1)$. Це значить, що за ступенем зв'язаності фрагменти мережі будуть упорядковані: S3; S2; S1.

Отже, уведений формальний апарат q - аналізу узгоджується з інтуїтивним поданням про зв'язаність, що дає можливість використовувати цей апарат у складних випадках для загальної оцінки связности не тільки мереж зв'язку, але й довільних систем. Його можна також застосувати при оцінці

живучості системи зв'язку, що може деградувати внаслідок внутрішніх або зовнішніх причин.

Треба додати, що системи зв'язку можуть відновлювати втрачену зв'язаність, наприклад КХ зв'язок. Тобто сам показник зв'язаності носить імовірнісний характер.

2.8 Аналіз складності системи зв'язку

Існують два тлумачення цієї властивості системи. Перше, чисто суб'єктивне, характеризує відносини спостерігача до об'єкта, що спостерігається, коли той самий об'єкт може різними спостерігачами сприйматися як чи простий досить складний. Друге тлумачення - об'єктивна характеристика, не пов'язана зі спостерігачем. Щодо самих систем об'єктивна складність ви є по-різному. Виділяють такі сторони складності: структурну, динамічну й обчислювальну.

Структурна складність визначається властивостями зв'язків між елементами системи. Вона може характеризувати ієрархічну структуру, схему зв'язності, розмаїтість елементів, рівень або силу взаємодії між елементами системи.

Структурна складність, віднесена до ієрархії елементів системи, повинна, мабуть, припускати наявність цієї ієрархії. Така ієрархія стосовно систем зв'язку встановлюється не тільки відповідною підпорядкованістю (головна станція і її кореспонденти), але й тим, що існують первинні й вторинні мережі, різні рівні перетворення сигналів.

Структурна складність, віднесена до схеми зв'язності, визначається способом, яким елементи системи поєднуються в єдине ціле. Ця складність може бути визначена чисто геометрично, через вимірність зв'язків. Разом з тим,

вона може бути визначена також і з алгебраїчних позицій. Так, подання системи лінійним диференціальним рівнянням

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = F(\vec{x}, \vec{x}_0) = c \quad (2.47)$$

припускає наявність у матриці F різноманітних недіагональних елементів f_{ij} , які визначають зв'язки між окремими компонентами вектора $\vec{x} = (x_1, \dots, x_n), i = \overline{1, N}$. Таким чином, складність у цьому випадку визначається не тільки розмірністю N , але ще більшою мірою наявністю міжкомпонентних зв'язків, визначених за рахунок f_{ij} . При цьому може виявитися, що навіть система, великої вимірності насправді виявляється досить простою, наприклад у випадку, якщо матриця F діагональна. Система при цьому подається набором взаємонезв'язаних елементів, і, по суті, не може бути системою.

Структурна складність є одним із властивостей, за допомогою яких система здобуває здатність перетворювати інформацію, що до неї надходить. Ця складність пов'язана із принципом необхідної розмаїтості Ешбі: розмаїтість може бути усунуто або зруйновано тільки розмаїтістю. Наприклад, розмаїтості впливів на систему зв'язку різних перешкод можна запобігти тільки відповідною розмаїтістю керування його параметрами або іншими різноманітними засобами, у результаті яких перейдемо до ентропічного, гомеостатичного або морфологічного рівноважним станам.

Структурна складність, віднесена до рівня взаємодії між елементами системи, дозволяє враховувати різноманітний характер цих взаємозв'язків.

Вочевидь, будь-яка система може бути складною, з одного боку, і простий, з іншого, або ж ця складність може визначатися в декількох співвідношеннях.

Динамічна складність або складність поведіння системи визначається тим, наскільки складна реакція системи на простий вплив. Динамічна складність

також пов'язана з характеристиками стійкості, коли малі вхідні впливи приводять до значних вихідних реакцій.

Структурна складність системи, вочевидь, впливає на динамічну складність. Однак зворотня залежність твердження не виконується. Так, система може бути структурно простій, хоча її поведінка виявиться досить складним.

Обчислювальна складність може характеризуватися кількістю кроків, необхідних для обчислення зображення системи. Якщо система, зображена яким-небудь алгоритмом, то обчислювальна складність може характеризуватися за допомогою машини Тьюринга. Обчислювальна складність системи у вигляді керуючого автомата може визначатися кількістю операторів, які використовуються.

Аксіоми системної складності є математичною основою, за допомогою якої складність може бути представлена й, відповідно, зрівняна. Як міру складності використовують реальну величину $\Theta(S)$. Аксіомами складності є аксіоми ієрархії, паралельного з'єднання підсистем, послідовного з'єднання, з'єднання зі зворотним зв'язком, нормалізації.

Аксіома ієрархії: якщо S_0 підсистема S , то

$$\Theta(S_0) \leq \Theta(S),$$

тобто підсистема не може бути складніше, ніж система в цілому.

Аксіома паралельного з'єднання підсистем: якщо $S = S_1 \oplus S_2 \oplus \dots \oplus S_n$, то $\Theta(S) = \max_{1 \leq i \leq n} \Theta(S_i)$ тобто складність системи визначається тією паралельною підсистемою, що має максимальну складність.

Аксіома послідовного з'єднання: якщо $S = S_1 \oplus S_2 \oplus \dots \oplus S_n$, тоді $\Theta(S) \leq \Theta(S_1) + \Theta(S_2) + \dots + \Theta(S_n)$, тобто складність системи визначається сумою складностей всіх послідовних підсистем.

Аксіома з'єднання зі зворотним зв'язком: якщо має місце зворотний зв'язок Θ із системи S_2 , у систему S_1 то $\Theta(S_1 \oplus S_2) \leq \Theta(S_1) + \Theta(S_2) + (S_2 \oplus S_1)$

Вочевидь, що попередня аксіома є частковим випадком даної, якщо зворотний зв'язок відсутній.

Аксіома нормалізації: у класі систем, які задовольняють цим аксіомам, може бути виділена підмножина систем \sum , для яких $\Theta(S) = 0$ для всіх $S \in \sum$.

На основі даних аксіом можна побудувати відповідну алгебру, що дасть можливість об'єктивно аналізувати й синтезувати системи різної складності.

4 РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ РАДІОСИГНАЛУ В БАГАТОКАНАЛЬНИХ МОДЕМАХ

У випадку, коли фаза сигналу, що надходить, змінюється повільно, є можливість шляхом аналізу попередніх елементів сигналу, що надходить визначити з певним ступенем точності початкову фазу очікуваних сигналів і реалізувати близький до когерентного, так званий квазікогерентний прийом. Ступінь точності залежить, з одного боку, від того, з якою швидкістю флукує фаза сигналу, що надходить, а з іншого боку, від відношення енергії до спектральної щільності шуму, оскільки наявність шумів не дозволяє точно вимірити значення фази попередніх елементів [7].

Вплив шуму можна зменшити, проводячи усереднення результатів виміру за великий проміжок часу. Але збільшення часу приводить до появи погрішності в оцінці очікуваної фази внаслідок того, що враховуються відрізки сигналу, прийняті набагато раніше за часом від прийнятого в даний момент елемента сигналу, тобто, менш кориговані з ним по фазі. Таким чином, існує деякий оптимальний інтервал усереднення, тим більше тривалий, чим повільніше змінюється фаза і чим більший рівень шуму в каналі. Застосування когерентного прийому для двійкових сигналів дозволяє одержати енергетичний виграш ~ 1 дБ у порівнянні з оптимальним некогерентним прийомом. У перспективних багатоканальних модемах ТЧ (тональної частоти) каналу для досягнення високих питомих швидкостей передбачається використовувати багатопозиційний сигнал. Для прийому таких сигналів, як відомо, доцільно використовувати когерентний прийом, оскільки при збільшенні числа варіантів сигналу ефективність когерентного прийому в порівнянні з некогерентним складає 3-5 дБ.

До нинішнього часу у багатоканальних модемах за рідкісними винятками використовувався некогерентний прийом. Це викликано, в основному, двома причинами.

Перша – відомі методи реалізації квазікогерентного прийому базувалися, головним чином, на безпосередній обробці фазоманіпульованого сигналу у той час як у багатоканальних модемах з ортогональними сигналами після розподілу каналів мають місце тільки значення проекції кожного початкового сигналу на взаємно ортогональні опорні коливання з довільною початковою фазою. Наприклад, одним з методів формування опорних коливань (ФОК) є метод множення частоти чи фази, що полягає в нелінійному перетворенні ФМ сигналу. Відсутність розподілених каналних сигналів на вході багатоканального модему з ортогональним розподілом вилучає можливість реалізації когерентного прийому на основі подібних методів. Відомі також методи ФОК, засновані на виведенні проекції прийнятого сигналу, підстроювання частоти і фази керованого генератора. При застосуванні таких методів необхідно було б у кожному каналі багатоканального модему використовувати автономне кільце фазового автопідстроювання частоти (ФАП) з керованим генератором, що звичайно ускладнює побудову системи.

Друга причина – реалізація багатоканального модему з когерентним методом прийому на базі елементної бази середньої інтеграції представляла деяке ускладнення і не знайшла поширення. З появою мікропроцесорної техніки з'явилася можливість реалізувати практично будь-які алгоритми, що лежать в основі таких систем [29].

Відомі окремі алгоритми когерентної обробки багаточастотних сигналів призначені для конкретної 16-позиційної конструкції сигналу з квадратурною амплітудною модуляцією QAM-16. Когерентне підстроювання проводиться в такий спосіб: аналізуються проекції прийнятого сигналу на некогерентні осі, потім знаходиться величина розбіжності від положення пропонувананих

когерентних осей. Ця величина (кут) протягом деякого часу усереднюється, потім підкоректовуються осі і знаходяться нові проєкції, після цього приймаються рішення. Розглянемо особливості цих алгоритмів. По-перше, в них усереднена величина піддається нелінійним перетворенням, що погіршує характеристики оцінок у порівнянні з максимально правдоподібним оцінюванням. По-друге, застосування цих алгоритмів має труднощі, тому що вони сконструйовані тільки для однієї визначеної конструкції сигналів. Нарешті, дослідження числа операцій показало, що програмна реалізація демодулятора, яка використовує такого типу алгоритми обробки сигналу, складна.

Таким чином, становить інтерес розробка універсального алгоритму когерентної обробки багатопозиційних сигналів у багатоканальних модемах. Один з можливих підходів до рішення цієї задачі полягає в наступному.

3.1. Особливості і шляхи вирішення задачі когерентного прийому багаточастотних групових сигналів

Як відомо, розподіл каналних сигналів у демодуляторі когерентного модему здійснюється за допомогою активних фільтрів (кореляторів), у яких обчислюються проєкції сигналів на координатній осі приймача. Алгоритм обчислення синфазної квадратурної проєкції (x_n, y_n) k -го каналного сигналу на n -й посилює має вид:

$$\begin{aligned} x_n &= \int_{(k-1)T}^{nT} S_k \cos \omega k t dt, \\ y_n &= \int_{(k-1)T}^{nT} S_k \sin \omega k t dt, \end{aligned} \quad (3.1)$$

де $S(t)$ – прийнятий груповий сигнал.

Як відомо, алгоритм оптимального демодулятора полягає в обчисленні відстані між прийнятим і варіантами переданого сигналу й у виборі варіанта з найменшою відстанню. Якщо позначити через x_j^*, y_j^* проєкції j -го варіанта переданого сигналу ($j=1, 2, \dots, m$) на ті ж опорні коливання (вираз 1.1)

$$\begin{aligned} x_j^* &= \int_{-T}^{nT} S_j \cos \omega k t dt, \\ y_j^* &= \int_{-T}^{nT} S_j \sin \omega k t dt, \end{aligned} \quad (3.2)$$

то вище зазначену відстань можна представити як:

$$d_n = \sqrt{(x_n - x_j^*)^2 + (y_n - y_j^*)^2} \quad (3.3)$$

і, отже, номер переданого сигналу є:

$$i = \arg \min_j \left[(x_n - x_j^*)^2 + (y_n - y_j^*)^2 \right] \quad (3.4)$$

Для реалізації алгоритму (3.4) необхідно за проєкцією прийнятого сигналу x_n, y_n на деякій множині посилок оцінити значення x_j^*, y_j^* для усіх варіантів сигналу. Алгоритми оцінювання засновані на усередненні тих чи інших параметрів сигналу. При цьому в якості усереднених величин варто вибирати деякі перетворення вихідних параметрів x_n, y_n , які інваріантні до номера переданого сигналу. Таким інваріантним перетворенням є, зокрема, кут між прийнятим і найближчим до нього переданим варіантами сигналу [118].

Розглянемо метод оцінювання варіантів переданого сигналу шляхом усереднення кута між прийнятим і найближчим до нього переданим вектором сигналу.

Обчислюємо на N послітках середню амплітуду сигналу

$$A_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sqrt{x_n^2 + y_n^2} . \quad (3.5)$$

Визначаємо усереднені значення амплітуд усіх варіантів сигналу

$$A_j = \alpha_j A_{cp}; \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (3.6)$$

де α_j – коефіцієнт, що відповідає j -у варіанту сигналу, що залежить від типу обраної конструкції сигналу.

Знаходимо $\cos \Delta\varphi$ і $\sin \Delta\varphi$, де $\Delta\varphi$ - кут між прийнятим вектором x_n, y_n і дозволеним вектором (оцінкою), найближчим до прийнятого (x_{jn}^*, y_{jn}^*) , тобто

$$\cos \Delta\varphi_n = \frac{x_n \cdot x_{jn}^* + y_n \cdot y_{jn}^*}{\sqrt{x_n^2 + y_n^2} \cdot \sqrt{x_{jn}^{*2} + y_{jn}^{*2}}} . \quad (3.7)$$

В даному випадку передбачається, що є деякі оцінки проєкцій x_j^*, y_j^* варіантів переданого сигналу, на підставі яких демодулятор прийме рішення, який із сигналів переданий. В якості початкових оцінок можуть бути використані проєкції першої з прийнятих посилок.

Усереднюємо отримані $\cos \Delta\varphi_n$ і $\sin \Delta\varphi_n$:

$$\begin{aligned} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \cos \Delta\varphi_n \\ \sin \Delta\tilde{\varphi}_n &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sin \Delta\varphi_n \end{aligned} \quad (3.8)$$

Тепер варто змінити оцінки проєкцій сигналу таким чином, щоб фаза відповідних векторів змінилася на $\Delta\varphi_n$, а амплітуда стала рівної A_j . Уточнені оцінки проєкції j -го варіанта x_j^{**} і y_j^{**} дорівнюють:

$$\begin{aligned} x_j^{**} &= A_j \cos(\varphi_j^* + \Delta\tilde{\varphi}_n) \\ y_j^{**} &= A_j \sin(\varphi_j^* + \Delta\tilde{\varphi}_n) \end{aligned} \quad (3.9)$$

чи після тригонометричних перетворень:

$$\begin{aligned} y_j^{**} &= A_j (\sin \varphi_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + \cos \varphi_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \\ x_j^{**} &= A_j (\cos \varphi_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - \sin \varphi_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Розкривши значення $\sin \varphi_j^*$ й $\cos \varphi_j^*$, одержимо:

$$\begin{aligned} y_j^{**} &= \alpha_j (x_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \\ x_j^{**} &= \alpha_j (y_j^* \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - x_j^* \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \end{aligned} \quad (3.11)$$

де α_j - коефіцієнт, що приймає визначене значення у залежності від номера вектора й вибраної конструкції сигналів. Цей алгоритм когерентного прийому багатопозиційних сигналів у багатоканальних модемах не є алгоритмом максимально правдоподібного оцінювання. Розглянутий алгоритм, на відміну від відомих, є універсальним, тобто його можна застосовувати в системах багатопозиційних сигналів. При зміні системи сигналів змінюються тільки коефіцієнти α_j у формулі (3.11). Цей алгоритм орієнтований на реалізацію демодулятора за допомогою мікропроцесорів. Він, проте, володіє тим недоліком, що внаслідок нелінійного перетворення (див. формулу 3.7) оцінки проєкції варіантів сигналу не є ефективними.

Для одержання ефективних оцінок варіантів сигналу x_j і y_j варто скористатися правилом максимальної правдоподібності, що у сполученні з правилом вибору (3.4) дасть оптимальний алгоритм когерентної обробки розглянутих групових сигналів багатоканальних модемів.

3.2. Синтез оптимального алгоритму когерентної обробки багаточастотних групових сигналів

Сигнали з амплітудно-фазовою й амплітудно-фазорізницевою модуляцією (АФРМ) звичайно застосовуються для досягнення високих питомих швидкостей цифрової передачі (3 біт/сек. Гц і більш) у каналах з жорстким обмеженням смуги частот і порівняно доброю енергетикою. Найбільш відомими і часто використовуваними є 16-ти позиційні системи АФМ і АФРМ сигналів, що відповідає 4-и кратній маніпуляції. Відомі випадки практичного використання сигналів і більш високої кратності.

Розглянемо загальний випадок цифрової передачі за допомогою m – позиційного сигналу з довільними амплітудами a_1, a_2, \dots, a_m і початковими фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m$, не роблячи поки що різниці між АФМ і АФРМ. При такій постановці задачі i -й варіант переданого сигналу можна представити в наступному вигляді:

$$S_i(t) = a_i \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (3.12)$$

У каналі з гауссовським некорельованим шумом оптимальний алгоритм прийому сигналів (3.12) може бути сформульований таким чином: фіксується переданий i -й варіант сигналу, якщо при усіх $j \neq i$ має місце нерівність

$$\int_0^T x(t) S_i(t) dt > \int_0^T x(t) S_j(t) dt, \quad (3.13)$$

де $x(t)$ – прийнятий сигнал, T - тривалість посилки.

$$i = \arg \min_j \int_0^T x(t) S_j(t) dt. \quad (3.14)$$

При цифровій обробці зручно переходити від високочастотного сигналу (3.13) до його відображення через координати в двомірному просторі, що на практиці відповідає, наприклад, операціям перенесення чи спектру поділу ортогональних каналних сигналів у багатоканальній системі.

Отже, нехай відомі обчислені на інтервалі однієї послідовності проєкції прийнятого сигналу $x(t)$ і сигналів (1.12) на опорні коливання з довільною фазою φ_0 :

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \int_0^T x(t) \cos(\omega t + \varphi_0) dt, \\ y_0 &= \int_0^T x(t) \sin(\omega t + \varphi_0) dt, \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

$$\left. \begin{aligned} x_i &= \int_0^T s_i(t) \cos(\omega t + \varphi_i) dt, \\ y_i &= \int_0^T s_i(t) \sin(\omega t + \varphi_i) dt, \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

$i = 1, 2, \dots, m$.

Тоді оптимальний алгоритм (3.14) можна представити в наступному виді

$$i = \arg \min \int_0^T \left[x_0 - x_j \right]^2 + \left[y_0 - y_j \right]^2 dt, \quad (3.17)$$

Вхідні в (3.17) $i = 1, 2, \dots, m$ величини x_0 і y_0 визначаються, як видно з (3.15), у результаті обробки поточної прийнятої послідовності сигналу, а величини x_j і y_j , число яких дорівнює $2m$, повинне бути відомим апріорно чи в обчисленні (оціненні) у процесі прийому попередніх послідовностей сигналу.

Для обчислення оцінок проекції варіантом сигналу x_j і y_j скористаємося методом приведення й усереднення проекції прийнятого сигналу. На роль усереднених величин виберемо для визначеності проекції першого варіанту (3.12), тобто величини x_1 і y_1 (див. 3.16), до них же будемо перетворювати (приводити) інші варіанти прийнятого сигналу в процесі підстроювання по інформаційному сигналі. Якщо прийнятий сигнал $x(\underline{\tau})$ містить на інтервалі N посилок сигналу $S_1(\underline{\tau})$ в суміші з гауссовським шумом, то, як відомо, максимально правдоподібні оцінки цих величин \tilde{x}_1 і \tilde{y}_1 рівні:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{0n}, \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{0n}, \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

де x_{on} і y_{on} - величини проекції (3.16) на інтервалі n -ої послілки, а хвилястою лінією над x_1 і y_1 відзначається, що це оцінки. Оцінки (3.18) є незміщеними й ефективними. Їх можна сформулювати у незміщені й ефективні оцінки проекції всіх інших варіантів сигналу, що входять в оптимальний алгоритм (3.17). Для цього введемо позначення $\varphi_j = \varphi_1 + \Delta\varphi_j$, утворимо проекцію в такий спосіб:

$$\begin{aligned} x_j &= \int_0^T a_j \sin(\omega t + \varphi_j) \overbrace{a_0 \sin(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt = \frac{a_j}{a_1} \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi_j) \overbrace{a_0 \sin(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \overbrace{a_0 \sin(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt + \sin \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \overbrace{a_0 \cos(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt \right] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left[\cos \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \overbrace{a_0 \sin(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt - \sin \Delta\varphi_j \int_0^T a_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \overbrace{a_0 \cos(\omega t + \varphi_0)}^{\sim} dt \right] = \\ &= \frac{a_j}{a_1} \left(\overbrace{y_1 \cos \Delta\varphi_j}^{\sim} - \overbrace{y_1 \sin \Delta\varphi_j}^{\sim} \right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Аналогічним чином одержуємо проекцію y_j . Замінивши тепер величини x_1 і y_1 їхніми оцінками, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_j &= \frac{a_j}{a_1} \left(\tilde{x}_1 \cos \Delta\varphi_j - \tilde{y}_1 \sin \Delta\varphi_j \right) \\ \tilde{y}_j &= \frac{a_j}{a_1} \left(\tilde{x}_1 \sin \Delta\varphi_j + \tilde{y}_1 \cos \Delta\varphi_j \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

де $\Delta\varphi_j$ - відома різниця фаз між сигналами $S_j(t)$ і $S_1(t)$.

Зазначимо, що при обчисленні оцінок по (3.20) немає необхідності мати інформацію про амплітуди варіантів сигналу a_j і a_1 , а досить знати відношення цих амплітуд a_j/a_1 .

Отримані алгоритми вирішують задачу когерентного прийому багатопозиційного АФМ сигналу при наявності спеціального синхросигналу, що, наприклад, передує передачі інформаційних посилок: по (3.16) обчислюються проекції синхросигналу на опорне коливання з довільною початковою фазою, потім по (3.18) визначаються оцінки проекцій першого варіанта сигналу \tilde{x}_1 і \tilde{y}_1 , по (3.19) обчислюються оцінки проекцій усіх m варіантів сигналу і, нарешті, отримані оцінки \tilde{x}_j і \tilde{y}_j ; усі варіанти сигналу підставляються замість x_j і y_j в алгоритм (3.17), по якому проводиться демодуляція інформаційних посилок.

Підкреслимо, що розглянутий алгоритм орієнтований на прийом сигналу з абсолютною ФМ, тому що наявність синхросигналу виключає невизначеність початкової фази, що заважає застосуванню абсолютної фазової модуляції.

Повернемося тепер до розглянутого алгоритму і пристосуємо його до випадку – практично найбільш важливого – коли синхросигнал відсутній і “підстроювання” проекції зразків сигналу приходиться вести безпосередньо по інформаційних посилках. У даному випадку необхідно усереднювати не

проекції прийнятого сигналу, а зведені проекції. При цьому операція зведення полягає в перетворенні прийнятих проекцій до проекцій, наприклад, першого варіанта сигналу з використанням прийнятого рішення про переданий зразок сигналу.

Нехай, як і раніше, $\Delta\tilde{\varphi}_n$ - різниця фаз між варіантом сигналу, на користь якого прийняте рішення на n -ій посліці і першим варіантом сигналу, \tilde{a}_n - амплітуда сигналу, на користь якого прийняте рішення на n -ій посліці. Тоді $\Delta\tilde{\varphi}_n$ приймає значення з дискретної множини дозволених фаз, визначених в (3.12). Що стосується \tilde{a}_n , то ця величина дорівнює фактичній амплітуді, прийнятій на n -ій посліці змішаних сигналу з шумом, однак надалі вона ототожнюється з амплітудою того варіанту сигналу, на користь якого винесене рішення на n -ій посліці. Хвилястою лінією в обох випадках підкреслюється, що ці оцінки фактично можуть бути помилковими. Тоді зведені проекції x_{1n} і y_{1n} прийнятого сигналу на n -ій посліці обчислюються через прийняті проекції x_{on} і y_{on} за формулами:

$$\begin{aligned} x_{1n} &= \frac{a_1}{\tilde{a}_n} \left(x_{on} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{on} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n \right) \\ y_{1n} &= \frac{a_1}{\tilde{a}_n} \left(y_{on} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - x_{on} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Підкреслимо, що \tilde{a}_n і $\Delta\tilde{\varphi}_n$ визначаються рішенням про переданий на n -ій посліці варіант сигналу, прийнятим за результатами обробки величини x_{on} і y_{on} .

Далі, як і в алгоритмі прийому по синхросигналу, величини (3.21) усереднюються:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (x_{on} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n + y_{on} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \\ \tilde{y}_1 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{a_1}{\tilde{a}_n} (y_{on} \cos \Delta\tilde{\varphi}_n - x_{on} \sin \Delta\tilde{\varphi}_n) \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Відмінність алгоритму (3.22) від (3.18) полягає в тому, що в (3.18) усереднення проводиться на інтервалі синхросигналу, а в (3.22) – на “плинному” інтервалі в M посилок, що передують оброблюваній в даний момент.

Відзначимо, що при обчисленні оцінок по (3.22) немає необхідності в апріорних зведеннях про середню потужність сигналу, що знаходиться, тому що в цей алгоритм входять тільки відношення амплітуд.

Таким чином, співвідношення (3.21), (3.22) разом з (3.17) утворять шуканий алгоритм когерентної обробки.

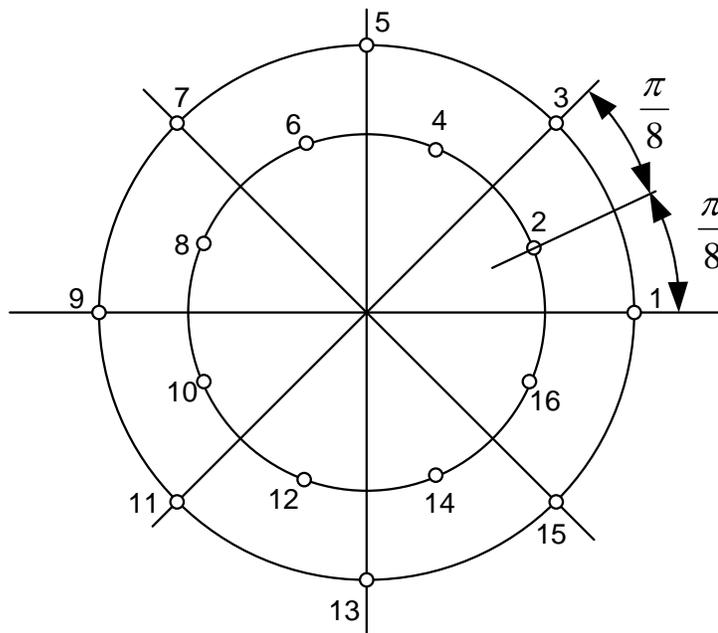


Рисунок 3.1 - Когерентна обробка радіосигналу

Варіанти різниць фаз $\Delta\varphi_j$, необхідні для обчислення по формулах (3.20) і (3.21), неважко визначити за рис.3.2.

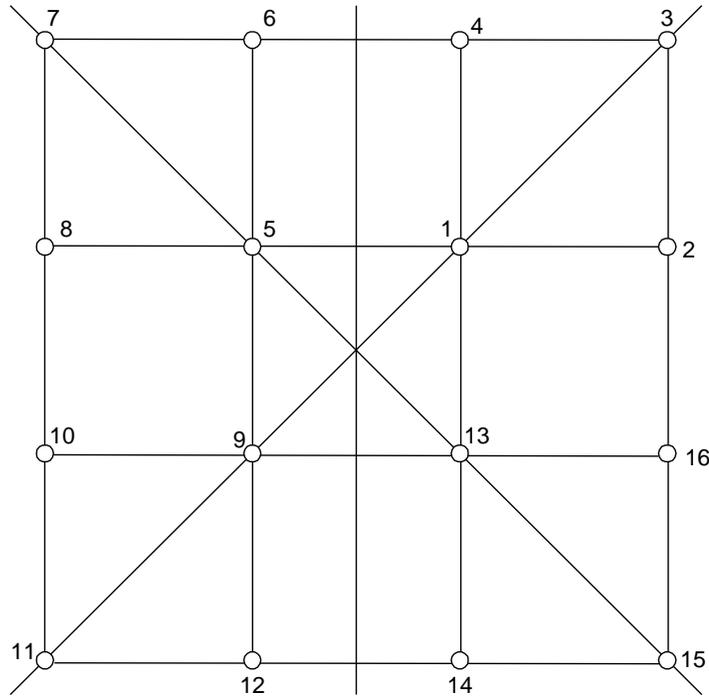


Рисунок 3.2 - Шістнадцятипозиційний сигнал з квадратурно-амплітудною модуляцією (QAM)

Для деяких варіантів зручно обчислити безпосередньо $\cos\Delta\varphi_j$ і $\sin\Delta\varphi_j$.

Наприклад, для сигналу з номером 4 маємо:

$$\sin\Delta\varphi_j = \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{2}(\sin\varphi_4 - \cos\varphi_4) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{y_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} - \frac{x_4}{\sqrt{x_4^2 + y_4^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{3}{\sqrt{10}} - \frac{1}{\sqrt{10}} \right) = \frac{1}{\sqrt{5}}$$

$$\cos\Delta\varphi_j = \cos\left(\varphi_4 - \frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{2}(\sin\varphi_4 + \cos\varphi_4) = \frac{2}{\sqrt{5}}. \quad (3.24)$$

Таким чином, при прийомі 4-го варіанту сигналу зведені проекції згідно (3.21), (3.22) і (3.23), обчислюються за формулою:

$$\begin{aligned}
 x_{1n} &= \frac{a_1}{a_4} \left(x_{on} \frac{2}{\sqrt{5}} - y_{on} \frac{1}{\sqrt{5}} \right) = \frac{1}{5} (2x_{on} - y_{on}), \\
 y_{1n} &= \frac{a_1}{a_4} \left(y_{on} \frac{2}{\sqrt{5}} - x_{on} \frac{1}{\sqrt{5}} \right) = \frac{1}{5} (2y_{on} - x_{on}).
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

Аналогічним чином, для 2-го варіанта сигналу одержуємо $\sin\Delta\varphi_2 = -\frac{1}{\sqrt{5}}$, $\cos\Delta\varphi_2 = \frac{2}{\sqrt{5}}$, а зведені проекції при прийомі 2-го варіанта сигналу дорівнюють:

$$\begin{aligned}
 x_{1n} &= \frac{1}{5} (2x_{on} - y_{on}) \\
 y_{1n} &= \frac{1}{5} (2y_{on} - x_{on})
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

Тригонометричні функції інших фазових вузлів системи сигналів рис.3.21 одержуємо з фазових кутів сигналів 1, 2, 3, 4.

Дійсно, ця система сигналів формується шляхом подвійної фазової модуляції, так що сигнали 5, 6, 7, 8 будуються поворотом сигналів 1, 2, 3 і 4 - на 90° , сигнали 9, 10, 11 і 12 – поворотом сигналів на 180° , сигнали 13, 14, 15, 16 – поворотом на -90° .

Ці зведені проекції усереднюються, у результаті чого одержуємо оцінки проекцій першого варіанта сигналу \tilde{x}_1 і \tilde{y}_1 . По формулах (3.20) далі обчислюються оцінки всіх проекцій \tilde{x}_j і \tilde{y}_j .

Слід зазначити, що розглянуті тут алгоритми когерентної обробки багатопозиційних АФМ чи АФРМ сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами, тому що в цих системах для поділу ортогональних сигналів використовуються ті ж, що й у розглянутих алгоритмах, процедура обчислення проекцій прийнятого сигналу на два взаємоортогональних опорних коливань з довільною початковою фазою.

У багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формується від однієї довільної частини. Разом з тим початкові фази каналних сигналів мають різні зсуви, а в ряду випадків вони взагалі слабо зв'язані (наприклад, у радіоканалах із селективними згасаннями – некорельовані). Внаслідок цього в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи формування опорних коливань, заснованих на підстроюванні фази керованого генератора.

Описані алгоритми когерентної обробки не потребують підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів і дозволяють досить просто реалізувати як ортогональний поділ сигналів, так і когерентний прийом. Дійсно, для поділу каналів використовуються ті ж опорні коливання, що і при оптимальному некогерентному прийомі, а когерентний прийом здійснюється на підставі підстроювання варіантів сигналу в кожному каналі багатоканального модему [30].

3.4 Моделювання когерентного багаточастотного модему

Задачі, що можуть бути вирішені шляхом моделювання, формулюють таким чином. Зауважимо, що запропоновані алгоритми когерентної обробки багатопозиційних АФМ чи АФРМ сигналів особливо зручні для багатоканальних (багаточастотних) систем з ортогональними каналними сигналами, тому що в цих системах для розділу ортогональних сигналів використовуються ті ж процедури обчислення проекцій прийнятого сигналу на два взаємоортогональних опорних коливання з довільною початковою фазою.

У багаточастотних демодуляторах опорні коливання всіх каналів звичайно формуються від загального задаючого генератора. Разом з тим початкові фази каналних сигналів мають різні зсуви, а в ряду випадків вони взагалі слабо зв'язані (наприклад, у радіоканалах із селективними згасаннями –

некорельованні). Унаслідок цього в багатоканальних демодуляторах важко використовувати методи формування опорних коливань, заснованих на підстроюванні фази керованого генератора.

Описані алгоритми когерентної обробки не потребують підстроювання фази опорних коливань каналних сигналів і дозволяють досить просто реалізувати як ортогональний поділ сигналів, так і когерентний прийом. Дійсно, для поділу каналів використовуються ті ж опорні коливання, що і при оптимальному некогерентному прийомі. Когерентний прийом здійснюється на підставі підстроювання варіантів сигналу в кожному каналі багатоканального модему.

1. Визначення ймовірності помилки при ідеальних опорних коливань для різних відношень сигнал/завада. Це дозволить визначити потенційну завадостійкість демодулятора при використанні різних груп багатопозиційних сигналів.

2. Визначення ймовірності помилки при формуванні варіантів сигналів для різних інтервалів усереднення. Визначення мінімального інтервалу усереднення, при якому завадостійкість близька до потенційної.

3. Порівняння різних систем сигналів по завадостійкості при розглянутому методі обробки.

4. Визначення тривалості початкового входження в зв'язок, а також тривалість входження після різних за величиною стрибків фази сигналу.

При дослідженні був використаний метод статистичного моделювання, у якому всі процеси задаються у виді алгоритмів і орієнтованих на використанні для розрахунків на ЕОМ.

Як джерело дискретної інформації для моделювання була використана програма формування псевдовипадкової послідовності чисел від 0 до 15. Моделювання діяння адитивного флуктуаційного шуму заснованого на формуванні чисел з нормальним законом розподілу, нульовою середньою і

заданою дисперсією. Ці числа, у свою чергу, можуть бути отримані з послідовності псевдовипадкових чисел, рівномірно розподілених на інтервалі $(0, 1)$, на підставі центральної граничної теореми теорії ймовірностей.

Моделююча програма складається з головної і дев'яти підпрограм.

У задачу головної моделюючої програми входить: введення робочих масивів; завдання початкових значень окремим змінним і масивам, введення вихідних даних сигналів, що характеризують задану систему, і відношення сигнал/шум; звертання до різних підпрограм. Головною програмою також здійснюється підрахунок імовірності помилки, керування роботою всіх блоків моделі і вивід на друк (принтер) необхідних вихідних даних і результатів.

Для зручності опису позначимо підпрограми відповідно номерами 1, 2, ..., 9.

Підпрограма 1 установлює початкові параметри системи і задає необхідне число посилок усереднення.

Підпрограма 2 забезпечує підрахунок витраченого часу при розрахунку.

Підпрограма 3 здійснює видачу випадкових чисел від 0 до 15, а також при необхідності завдання різних стрибків фаз і амплітуди вхідного сигналу.

Підпрограма 4 виконує об'єднання вхідного сигналу з шумом; відносне кодування сигналу; обчислення по формулі 3.17.

Підпрограма 5 проводить обчислення за формулами 3.21 і 3.22.

Підпрограма 6 здійснює обчислення дисперсії завади у залежності від заданої величини відношень сигнал/шум.

Підпрограми 7-8 задають систему сигналів. Значимо, що при переході в іншу систему сигналів потрібні лише невеликі зміни в підпрограмах 7 і 8.

Розрахунок проводився окремо для кожного сигнального сузір'я за допомогою системи „MathCAD ® v.7.0 Professional Edition”. Текст програми наведено в додатку. В результаті зроблених розрахунків визначені імовірності похибки для різних відношень сигнал/завада. Імовірність похибки визначалася таким чином. Порівнювалися номери переданих і прийнятих векторів сигналів. Потім визначалося відношення помилкове прийнятих векторів сигналу до загального числа переданих векторів. Причому, у залежності від очікуваної ймовірності похибки був заданий необхідний обсяг вибірки Q .

При визначенні обсягу вибірки доцільно скористатися результатами. Як відомо [10] для кожного Q і заданої імовірності “довірення” β побудувати область, всередині якої значення імовірності помилки ($P_{ном}$) сумісно зі знайденим у досвіді значенням частоти ($P_{ном}^*$). Зображені криві, що обмежують також області для різних Q при імовірності “довірення” $\beta = 0.9$. Наприклад, при $P_{ном}^* = 0.1$ для забезпечення інтервалу “довірення” [0.09 - 0.11], необхідний обсяг вибірки складе ≈ 200 , при $P_{ном}^* = 0.07$ для забезпечення інтервалу “довірення” [0.065 - 0.075] необхідний обсяг складе ≈ 1000 . Таким чином, обсяг вибірки необхідно вибирати не менш $\frac{20}{P_{ном}^*}$.

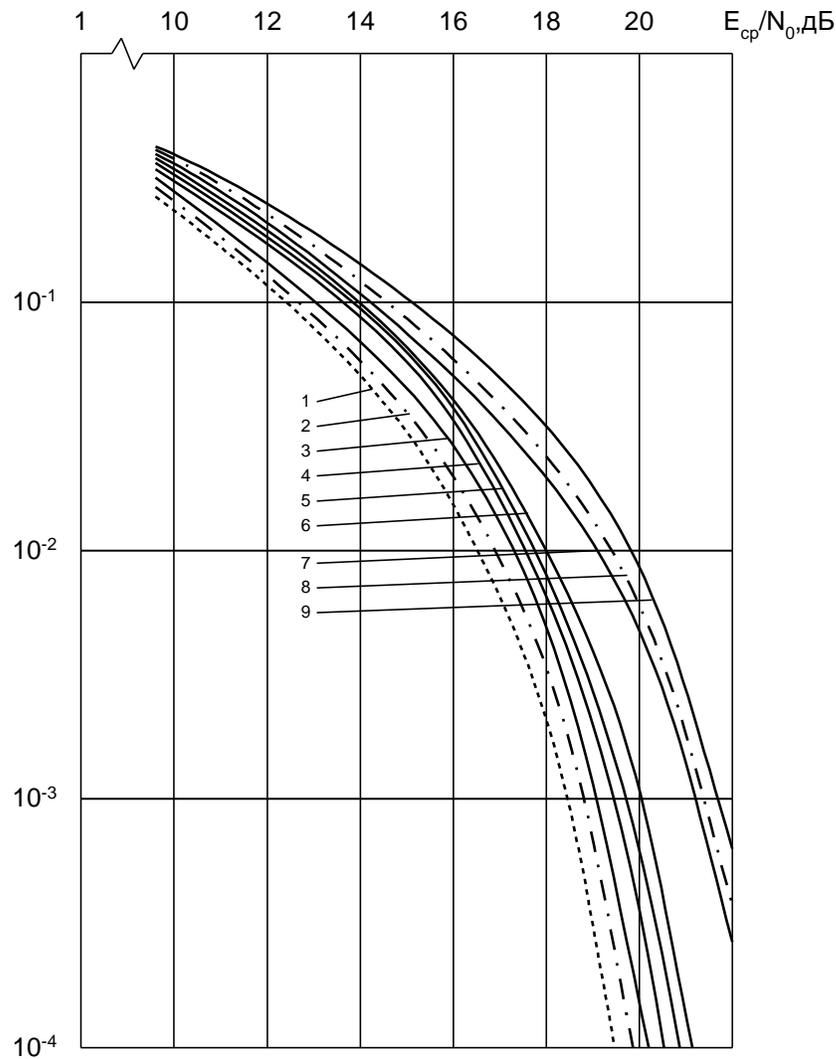


Рисунок 3.3 - Залежність імовірності помилок від відношення сигнал-шум

Графіки, приведені на рис.3.3 ілюструють залежність імовірності помилки $P_{ном}$ від відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму для системи сигналів АФМ, зображеної на рис.3.1. Криві на рисунку позначені цифрами 1, 2...9. Крива 1 характеризує потенційну завадостійкість даної системи сигналів при строго когерентному прийомі. Крива 2 отримана в результаті моделювання при точних опорних коливаннях і характеризує потенційну завадостійкість розробленого алгоритму обробки. Криві 3...7 отримані в результаті моделювання і характеризують завадостійкість

демодулятора при когерентному прийомі сигналів для різних інтервалів усереднення M , що відповідно вибиралися рівними 1, 5, 10, 20 і 100.

- $M = 100$ (крива 3)
- $M = 20$ (крива 4)
- $M = 10$ (крива 5)
- $M = 5$ (крива 6)
- $M = 1$ (крива 7)

Крива 8 характеризує теоретичну завадостійкість для 4 - кратної ФРМ при когерентному методі прийому. Крива 9 отримана експериментально в результаті лабораторних досліджень 48 - каналного модему за допомогою імітатора каналу Т4 типу "канал 2". Ця крива визначає реальну завадостійкість демодулятора 48 - каналного модему з оптимальним некогерентним методом прийому, у якому використаний 16 - позиційний сигнал, приведений на рис.9/3.7, (χ_2 у два рази більше ніж χ_1).

Аналіз цих графіків (рис.3.3) підтверджує висновок про перевагу використання когерентних методів прийому для багатопозиційних сигналів. Енергетичний вигравш можна одержати як від застосування більш ефективної системи сигналів (наприклад, QAM чи АФМ), так і від використання розробленого алгоритму когерентного прийому.

У даному випадку, порівнявши криву 3 і криву 9, видно, що сумарний вигравш складає ≈ 3 дБ.

Мінімальний інтервал усереднення, обумовлений числом посилок M , при якому реальна завадостійкість близька до потенційного (рис.3.22), складає ≥ 20 посилок.

На рис.3.4 зображені криві, що характеризують завадостійкість когерентного прийому сигналів для різних M при використанні конструкції сигналу QAM-16, представленої на рис.3.2. Криві позначені цифрами 1, 2...7, де:

- крива 1 - теоретична завадостійкість для цієї системи сигналів;
- крива 2 - отримана в результаті моделювання для точних опорних коливань;
- крива 3 - для $M = 100$;
- крива 4 - для $M = 20$;
- крива 5 - для $M = 10$;
- крива 6 - для $M = 5$;
- крива 7 - для $M = 1$;

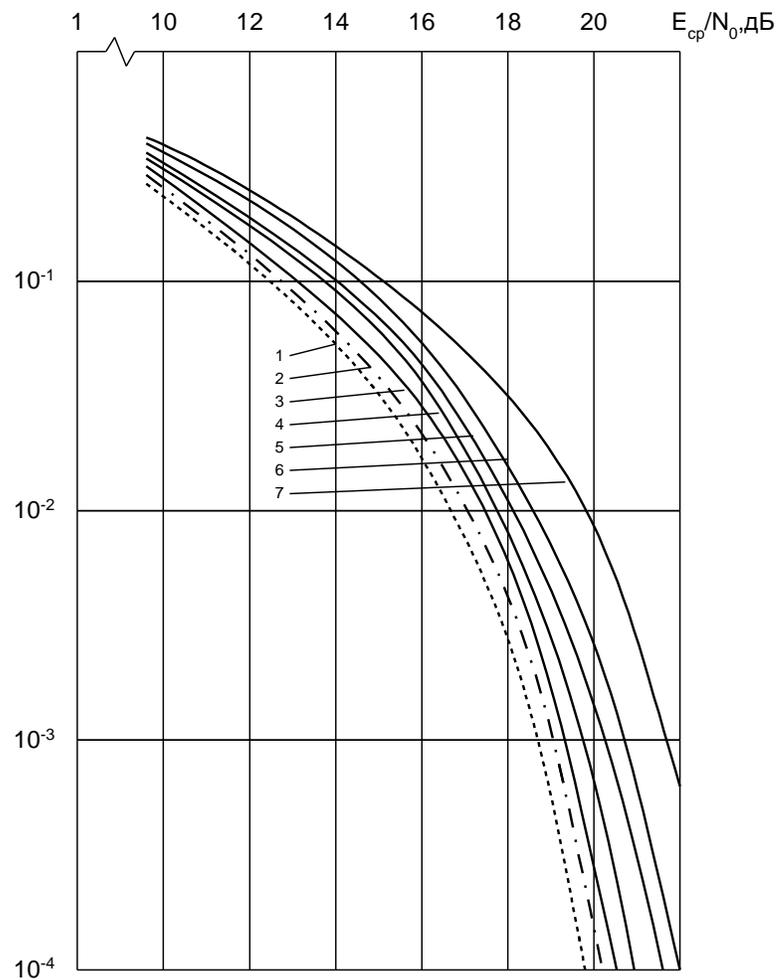


Рисунок 3.4 - Залежність імовірності помилок від відношення сигнал-шум

На графіку представлена кількісна залежність наближення до ідеального варіанта (ідеальним є варіант, при якому опорні коливання - точні; на графіках рис.3.3 і рис.3.4 - це криві 2) при різних інтервалах усереднення M для систем сигналів QAM і АФМ, причому $\Delta = h_M^2 - h_{no}^2$. Для обох систем сигналів число усереднених посилок, при якому завадостійкість близька до потенційної, повинне бути не менш 20.

На графіку рис.3.5 представлені криві, що характеризують завадостійкість двох систем сигналів QAM і АФМ при $M=100$. Порівняння цих кривих показує, що застосування системи сигналів, позначеної АФМ дає якийсь (незначний) енергетичний вигравш у порівнянні з QAM, однак, іноді на практиці доцільно використовувати і систему QAM, якщо це спрощує реалізацію демодулятора. Потім порівнювалася послідовність векторів переданого і прийнятого сигналів, і фіксувався номер послідовності, починаючи з якої ці послідовності збігалися. Це дозволило визначити кількість неправильно прийнятих посилок сигналу, а, отже, і час входження в синхронізм.

Відзначимо, що в процесі входження в синхронізм усереднення проводиться не на плинному інтервалі в M посилок, а на інтервалі прийнятих посилок сигналу доти, поки кількість прийнятих посилок не досягне M .

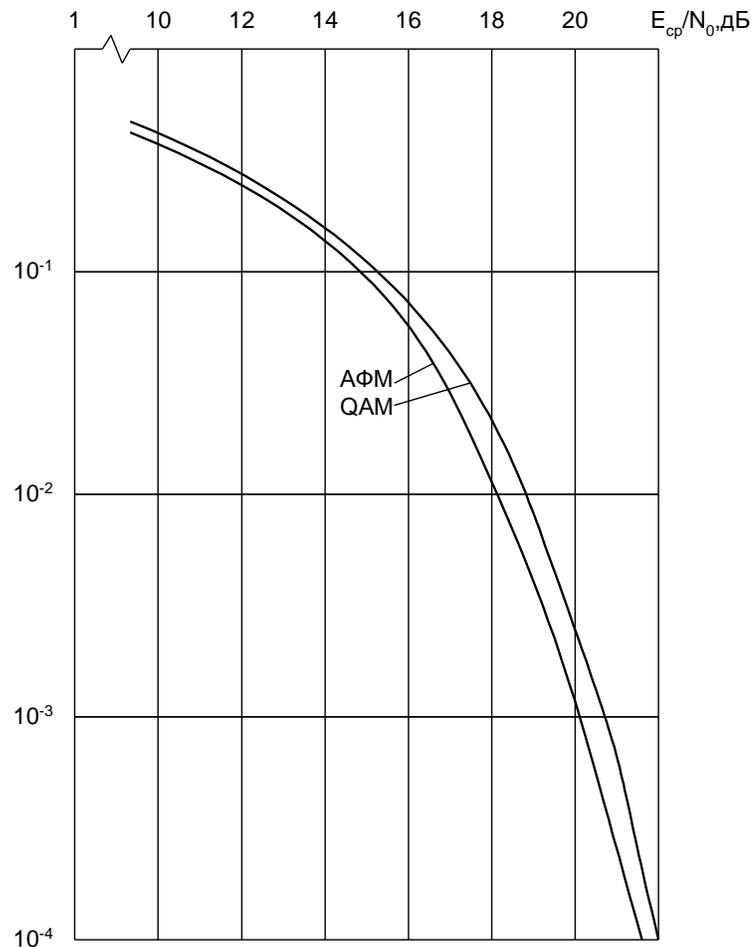


Рисунок 3.5 - Залежність імовірності помилок від відношення сигнал-шум для системи сигналів АФМ і QAM

Тому, визначаючи, що система входить у синхронізм через інтервал часу до k посилок, необхідно врахувати, що задана завадостійкість, буде забезпечуватися через інтервал часу M посилок. На рис.3.6 представлена кількісна залежність завадостійкості демодулятора до ідеального варіанту при різних M .

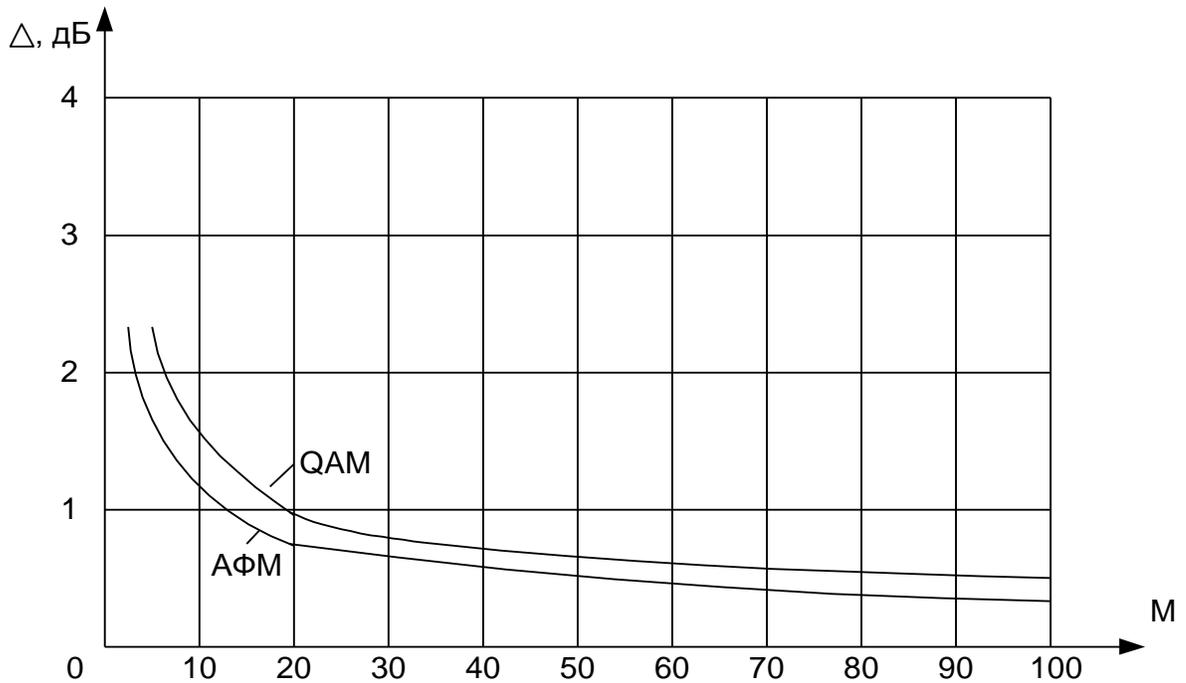


Рисунок 3.6 – Кількісна залежність наближення до ідеального варіанту при різних M

Графіки, представлені на рис.3.7 і рис.3.8, ілюструють залежність початкового входження в синхронізм (рис.3.7), а також залежність тривалості входження в синхронізм після стрибка фази (рис.3.8) від відношення сигнал/шум і величини розбіжності переданого сигналу від оцінок варіантів сигналу в демодуляторі і величини стрибка. По осі абсцис відкладені різні кути ($\Delta\varphi$, град), що характеризують розбіжність переданого сигналу від оцінок варіантів сигналу в демодуляторі (рис.3.8) і величину стрибка фази переданого сигналу. По осі ординат - відповідно тривалість початкового входження і тривалість входження в синхронізм після стрибка фази. Кожна крива отримана для визначення відношенням сигнал/шум при числі усереднених посилок рівному 10 ($M=10$).

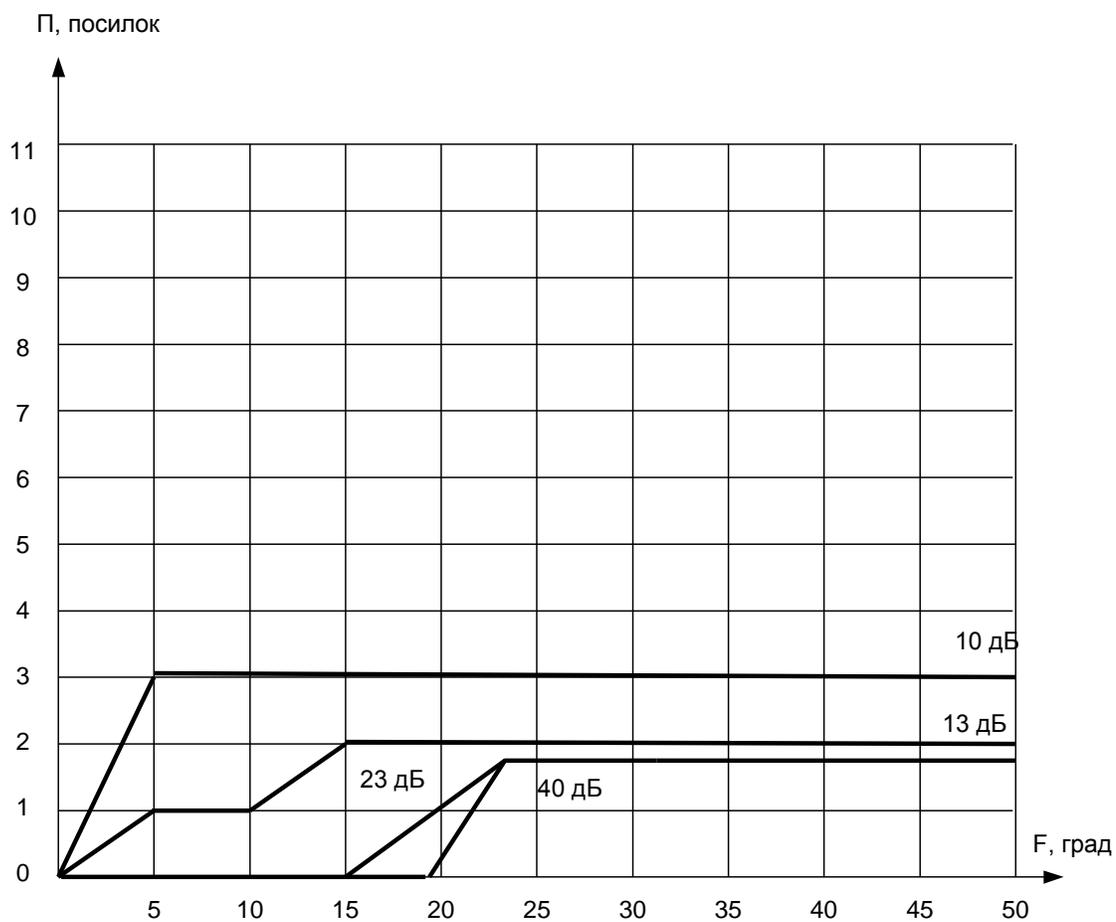


Рисунок 3.7 – Залежність тривалості входження у зв'язок від величини стрибка фази при різних відношеннях сигнал-шум

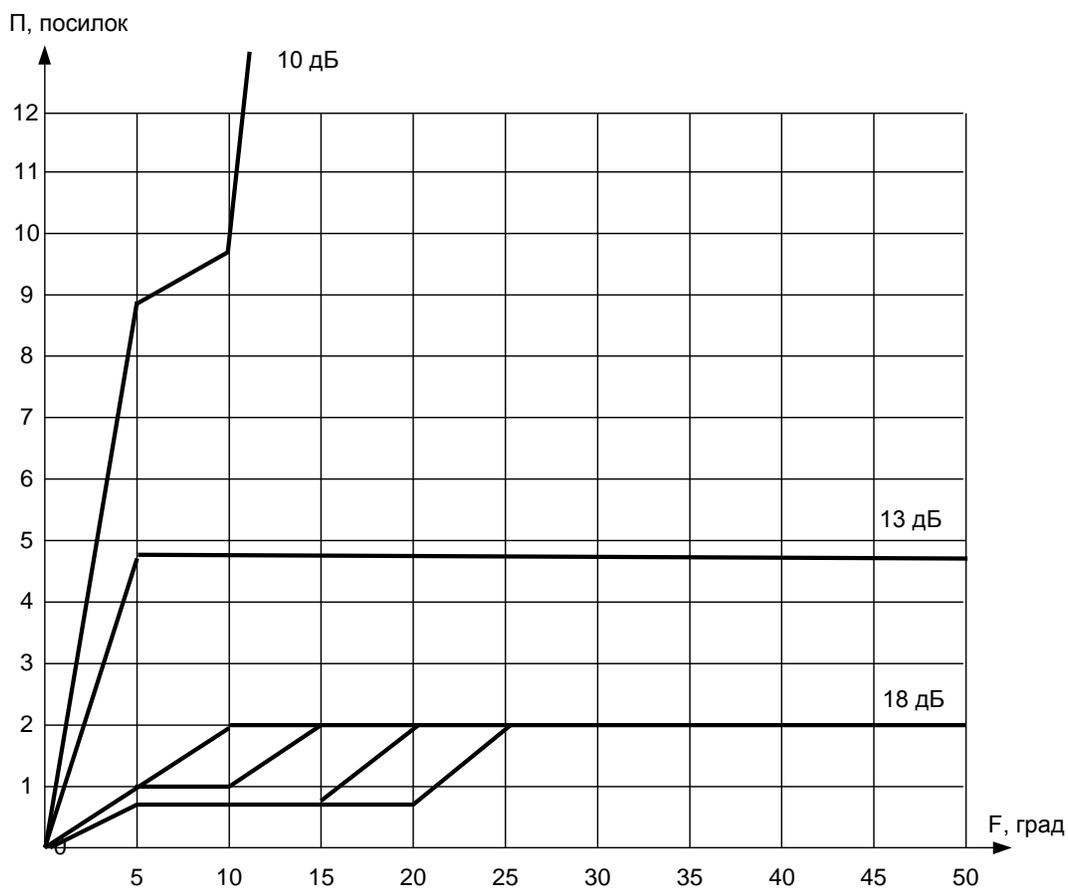


Рисунок 3.8 – Залежність тривалості початкового входження у зв'язок при різних відношеннях сигнал-шум (для $M=10$)

Можна зробити висновок, що при відношенні сигнал/шум не менше 20дБ тривалість початкового входження в синхронізм, а також після стрибка фази складає ≈ 2 посліжки.

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі досліджені і представлені універсальні алгоритми оптимального когерентного прийому багатопозиційних АФМ і АФРМ сигналів багатоканальних модемів з ортогональними сигналами.

1. Розроблений універсальний алгоритм оптимального прийому багатопозиційних АФМ сигналів в багатоканальних модемах з взаємоортогональними сигналами, оснований на максимально правдоподібному оцінюванні варіантів сигналу.

2. Розроблені конкретні алгоритми когерентної обробки ефективних систем багатопозиційних сигналів.

3. За допомогою статичного моделювання на ЕОМ знайдені характеристики завадостійкості розроблених алгоритмів в залежності від тривалості інтервалу усереднення оцінюваних параметрів.

4. Визначено, що завадостійкість розробленого алгоритму когерентного прийому сигналів з повільно змінними параметрами наближена до потенційного при тривалості усереднення більше 20.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Телекомунікаційні та інформаційні мережі: Підручник [для вищих навчальних закладів] / П.П. Воробієнко, Л.А. Нікітюк, П.І. Резніченко. – К.: САММІТ-Книга, 2010. – 708 с.: іл.
2. Автоматизовані системи управління та зв'язок: курс лекцій /Укладачі Л.В. Борисова , О.В. Загора, А.Б. Фещенко – Х.: НУЦЗУ. – 2018. – 282 с.
3. Мирошніков В.В., Мілих М.М., Чумак О.І. Системи передачі цифрової інформації: Навчальний посібник. – К.: УНДІЗ, 2001. – 82 с.
4. Беркман Л.Н. Приймання дискретних повідомлень в пристроях зв'язку / За ред. Стеклова В.К. – Навч. посіб. - К.: ДП УНДІЗ, 2002 – 46 с.
5. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Рудик Л.В., Стец О.С. Підходи до ситуаційного управління телекомунікаційними мережами // Зв'язок – 2005. - № 1 – С. 47-57.
6. Стець О.С. Оцінювання стану контрольованого об'єкта телекомунікаційної мережі за допомогою інформаційно-ентропійного методу // Зв'язок. - 2007. - №1. - С. 56 - 58.
7. Беркман Л.Н., Варфоломєєва О.Г., Грушевська В.П. Типові сигнали та завади в електрозв'язку. Навчальний посібник. – Київ: ДУТ ННІТІ, 2015. – 92 с.
8. Бірюков М.Л., Стеклов В.К., Костік Б.Я. Транспортні мережі телекомунікацій: системи мультиплексування. - К.: Техніка, 2005. – 312 с.
9. Варфоломєєва О.Г. Методика розрахунку показників ефективності системи управління мережами телекомунікацій із застосуванням методу експертних оцінок // Зв'язок.-2005.- №7(59). - С. 22-25.

ДОДАТКИ

1. ANALYTICAL PART

1.1 Analysis of radio signal processing methods

Analog systems (Advanced Mobile Phone Service - AMPS, Nordic Mobile Telephony - NMT, Total Access Communications Systems - TACS) were developed until the mid-1980s, when the growing need for "cheap" and affordable mobile communication required a rapid increase in the number of users, although analog communication was unable to cope with this due to its inherent technological limitations: the complexity of dividing analog signals during multiplexing and the small number of possible non-interfering channels led to the fact that it remained an expensive and privileged communication). Generally speaking, any mobile communication system, whether satellite, cellular or simply wireless, is a cellular communication system, at least in the sense that it is a "regular" cellular communication. Each of them uses a network of "base stations", each of which has a certain coverage area. For satellites, these are "spots", for cellular stations, respectively, "cells". All zones differ greatly in area, which is inversely proportional to the wavelength of the radiation used. All mobile communication systems have common problems arising from some factors specific to each of them. All of them are mass service systems with a limited number of channels, therefore, a limited number of possible users. They use radio waves as a carrier, which is where the problem of mutual interference arises during operation, the task of frequency-territorial planning. Radio frequency spectrum is a limited natural resource and we have long had problems with its distribution. Physics and technology impose limits on the frequency range suitable for use in mobile communication, so there is a need for efficient algorithms for multiplexing data on a single passband. There are three main approaches and all of them are used in mobile communication and will be discussed in the current review. Mobile communication systems make significant use of the fact

that radio waves are strongly attenuated during propagation. The attenuation coefficient k for a typical radio channel lies somewhere between 2 and 6, with an average of 4. The signal power decays as $\exp(-kt)$. Therefore, to solve the problem of interference, it is necessary to increase the distance between stations operating on the same frequency (Fig. 1.1).

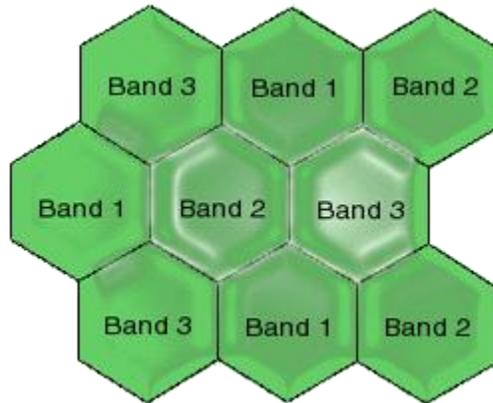


Figure 1.1 - An example of a solution to the task of frequency-territorial planning

1.2. Wireless access methods

The concept of multiple access in wireless communication is based on the isolation of signals related to different channels within the used domain (carrier). Spatial, frequency, temporal, and code domains are distinguished. Access methods are distinguished according to domains: frequency division multiple access - FDMA (frequency-division multiple access), time division - TDMA (time-division multiple access), code division - CDMA (code-division multiple access). The main idea of all three methods is to use orthogonal or nearly orthogonal signals. At the same time, correlators are used, which project the received signal into the subspace of the desired signal without any influence of extraneous signals.

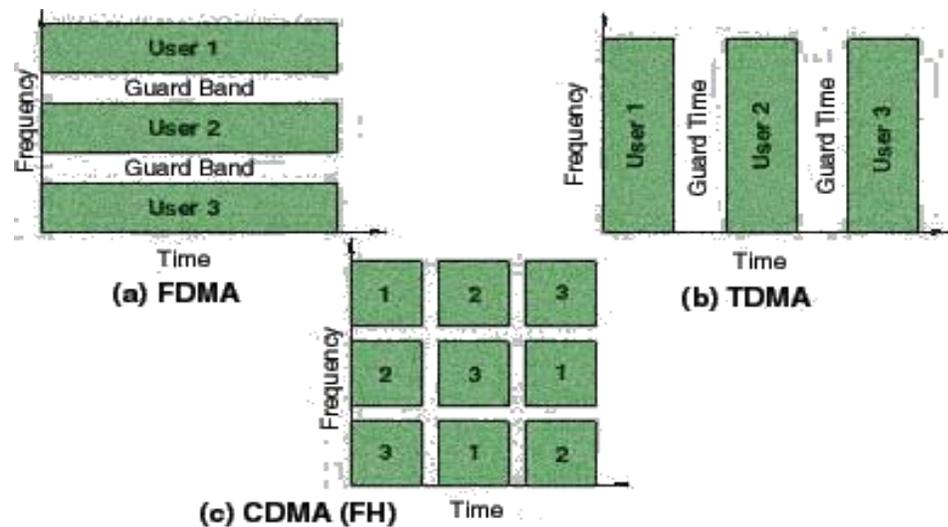


Figure 1.2 An example of different access methods

FDMA - signals belonging to different channels use non-overlapping frequency bands and therefore can be easily separated using appropriate frequency filters. At any moment in time, any user uses a unique frequency range and as a result the signals from different users are purely orthogonal, at least in the ideal case. In practice, it is impossible to completely exclude the influence of neighboring signals on each other, which leads to the need to introduce some protective bands in which reception and transmission are excluded, but at the same time narrows the space suitable for use. It is useful to combine FDMA with time-division duplexing (TDD - time-division duplexing), in which the subscriber device and the base station communicate on the same frequency band in turn. Specificity of the channel: when using FDMA, the transmission is carried out continuously compared to TDMA. Therefore, interference between transmitted symbols is practically absent and the signal delay time (1-10 μsec) is small compared to the duration of the symbol ($\sim 40 \mu\text{sec}$). The Doppler effect when the source is moving (for example, a car on an expressway) is also small (1-100 Hz) compared to the channel width ($\sim 100 \text{ kHz}$). Thus, the equipment of the base station is relatively simple. If you combine FDMA with TDD, the base and subscriber equipment use the same frequency range. In this case, almost all the work of signal

processing can be put on the base station, using at least two antennas: they must modulate the radiation in such a way, using the characteristics of the last subscriber transmission, that the two waves coherently interfere at the subscriber antenna. The subscriber device will use the same parameters for reception and transmission, without the need for a rectifier and other complex equipment. This becomes possible because two devices use the same channel, even if it is a virtual (segmented) channel. Effect of antenna height: in cellular communication, the requirement of continuous communication for a mobile subscriber leads to the requirement of a large area covered by a single base station (up to 30 km). As a result, the antennas of the base station have a comparatively greater height with a sufficiently high power of the emitter. When using FDMA c TDD, the subscriber terminal and the base emit in the same frequency range, so there may be a problem of interference introduced by neighboring bases into the signals from the subscriber. Therefore, it is worth increasing the distance between bases operating in the same range.

TDMA - different channels use different time slots and are distinguished by the base station by their reception time. Signals are grouped according to the round-robin principle. Quite simple filters are used on the base to separate the signals of different subscribers. Guard time can be made as small as the requirement of synchronization of the entire network will allow. Usually these are intervals of 30-50 msec. at the same time, all subscriber devices must be uniformly synchronized with the base station, for this, a single time is broadcast on one of the broadcast channels of the base. TDMA can be combined with TDD or FDD (frequency-division duplexing). The first connection is used when there is a small difference between the antennas of the subscriber device and the base (for example, it is used in the DECT wireless telephony standard). With a high base antenna height, the use of FDD is more effective, which is typical for cellular communication. In this case, different channels are used for reception and transmission, so it is not possible to "lighten" the subscriber device - it is necessary to implement a complex antenna (multi-frequency) and

rectifier (equalizer) both on the subscriber device and on the base station, which increases the price and energy consumption. Features of the channel: compared to the transmission rate (data rate) in FDMA, which is the same on all frequency bands, in TDMA it increases as many times as the number of users sharing this band - i.e. 8 for GSM and 3 for D-AMPS. This results in a decrease in the duration of the symbol by the same number of times and an increase in the overlapping of symbols (intersymbol collisions). (For example, at a transmission speed of 25 cps and eight users, the duration of the symbol will be equal to 5 μ sec. With a wave propagation delay of even 1 μ sec. in wireless telephones, the use of a rectifier will be justified, what to say about cellular communication, where propagation delays reach 20 μ sec. The channel can be said to be frequency-selective because this effect will vary at different frequencies. The receiver for such a system will be quite complex, but the channel provides some natural flexibility that makes the transmission more resistant to signal attenuation). Initial channel assignment: In both FDMA and TDMA, the channel must not be permanently assigned to any subscriber device. That would be too wasteful. Therefore, the original channel assignment is used. To implement this function, it is necessary to have a special reserved transmission channel (uplink)

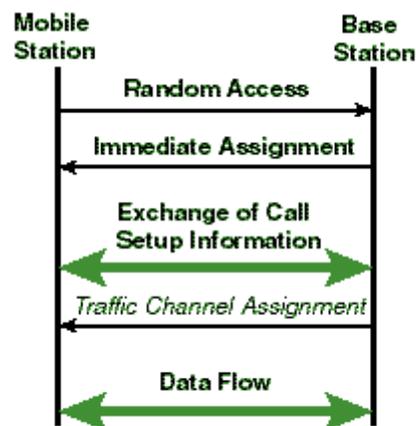


Figure 1.3 - Channel assignment procedure

The procedure begins with sending a request from the subscriber device for channel allocation. Because we have a random access channel, it requires the use of some collision prevention protocol. After receiving the request, the base directs the mobile device to a special control channel for channel configuration and assignment. Upon completion of the exchange of configuration information, the mobile device is assigned a channel (frequency or time slot) on which the entire exchange takes place.

CDMA - different subscriber interfaces use weakly correlated signals, so the corresponding equipment can separate signals that differ, even if they are transmitted simultaneously and on the same frequency. Two methods are widely used - the method of frequency hopping (FH - frequency hopping) and the method of direct sequence (DS - direct sequence). When a signal passes through a filter configured for a specific subscriber, the output of signals related to other subscribers is much smaller than the signal of the specified subscriber. This is mainly achieved by using spreading sequences with low correlation. Because of their similarity to noise, such sequences are often called pseudo-noise sequences. CDMA systems are called broadband (spread-spectrum) because of the use of wide bands. In the direct sequence method, a high-frequency pseudo-random sequence modulates the transmitted signal so that the range of the resulting signal is equal to the frequency of the sequence. Thus, the correlation of the signals will be determined by the correlation of the sequences.

The signals of CDMA subscribers share common frequency and time domains, but are separated from each other by the type of carrier radio wave. At the same time, there is no need for hard synchronization between subscriber devices and frequency distribution and management.

Features of the propagation environment: Broadband signals are very well suited for mobile communication systems due to their natural frequency flexibility: as already noted, propagation delays for cellular systems are a few microseconds. and therefore the agreed bandwidth will be less than 1 MHz. Propagation sequences can be chosen to fill the agreed range and make the channel frequency-selective, that is,

different frequency components of the signal respond differently to attenuation. The various components can subsequently be coherently combined and deciphered with the resolution of the order of symbol duration.

This requires knowledge of the response time of the channel, which is calculated using the training sequence thanks to the so-called pilot signal. If the combination of components turns out to be too difficult, you can get by with the largest power component - using a filter to suppress other frequencies, but at the same time the technique loses a little flexibility. Multiple access conflicts: if it is possible to control the relative time of the transmitted signals, for example in the operation of the base (downlink), the signals can be made uniquely orthogonal and a suitable filter at the receiver can be used to separate the signals. But with a dispersed (due to a different frequency component) channel, the signals arriving at the receiver will no longer be completely orthogonal and the components of other people's signals will not be suppressed by the filter.

When transmitting by subscriber devices, the necessary synchronization at the symbol duration level is generally impossible and, therefore, additional measures are required to ensure conflict control. In addition, there is the near-far user problem, where the strong signals of users close to the station suppress the weaker signals of users far away, which can greatly reduce the efficiency of the system.

There are two approaches to solving this problem: power control with soft handovers and (multiuser detection). Power control is designed to ensure approximately the same power level of the emitted signal for all users within the same cell. To be effective, the control method must be accurate enough and have sufficient frequency to compensate for frequency attenuation. As already mentioned, for a mobile device moving at a speed of 100 km per hour and transmitting at a frequency of 1 GHz, the Doppler shift will be of the order of 100 Hz. Therefore, the channel for such a subscriber will change its characteristics 100 times per second, and control signals from the base will have to be transmitted at a speed of the order of 1000

symbols per second. If we take into account that the movement parameters of different subscribers can vary greatly, the base station will have to have a large dynamic range for power control.

For downlink, power control is required only if the subscriber is equidistant from two different stations. The problem associated with the conflict at the boundary of the distribution of two or more zones can be turned into an advantage if the idea of a "soft" handover is used.

In downlink, all base stations within range can transmit to the cell, which in turn can combine signals from different base stations to use the complexity of its antenna. With uplink, you can achieve a similar effect by selecting the strongest signal received by neighboring base stations. The station that receives the strongest signal will control the power of the cell to minimize its energy consumption. To implement a "soft" handover, firm synchronization between neighboring base stations is required, which destroys one of the main advantages of CDMA over TDMA. But this problem is also solved thanks to multiuser detection. The main content of this approach consists in the complete simulation of multi-user conflicts and the development of devices that would reject the unwanted signal. (The technologies here are very different - from the calculation of optimal (maximum-likelihood) sequences, multi-level schemes using learning algorithms with feedback, to linear decorrelating receivers). CDMA has several useful properties: in combination with FDD, it offers a natural solution to the problem of power control in uplink and downlink, the method allows to solve the problem of speech pauses - when the subscriber is silent, nothing is transmitted and the level of conflicts is reduced, thus, the total number subscribers can be almost doubled.

Comparison of three methods: as always, there is no unequivocal answer to the question of which method is better. FDMA is very well suited for wireless phones with very small areas and propagation delays. For cellular communications and most types of personal communications systems (PCS), the choice shifts to TDMA and

CDMA. In terms of complexity, TDMA requires non-linear adaptive rectifiers (equalizers) in an environment with longer propagation delays, CDMA requires RAKE receivers and complex power management.

Time synchronization is required in both cases, albeit with different purposes. The complexity of coding in both systems is comparable. One of the most often cited advantages of CDMA is the gradual deterioration of communication quality when the number of subscribers increases, while in TDMA the user will receive a constant rejection if all channels are busy. But for TDMA, there are proposals for further development - redistribution of channels during speech pauses, increase in bandwidth at the expense of an acceptable level of loss, etc. All these improvements will be able to bring TDMA closer to CDMA with its flexibility, while retaining all its advantages.

1.3. Mobile communication systems

Cordless - uses FDMA. Examples of systems: CT-2, DECT, PHPS.

Cellular - TDMA, CDMA and combinations of all three. Examples of systems: GSM/DCS1800, D-AMPS, IS-54, IS-95, PDC. The cellular communication system is a telephone-telephone-oriented system that provides ISDN-type services. The system should provide user authentication and data encryption, medium and high bandwidth (up to 1000 Erlang per km²), continuous communication within a zone of 0.3 - 30 km, an effective way of redistributing the radio channel. Should provide management of mobile subscribers (location updating, roaming, handover), relatively low quality of speech - medium and low level of sampling frequency (4-16 kb/s). The mobile device must be portable.

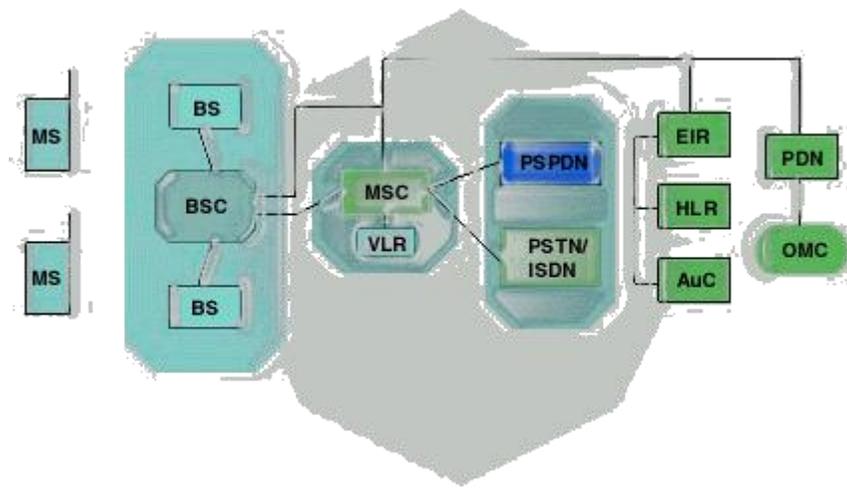


Figure 1.4 - Typical architecture of a cellular communication system

The system consists of mobile devices (MS), a subsystem of base stations (BSS), represented by a controller (BSC) and transceivers (BS, BTS), which provide communication with cells within the coverage. The network subsystem (NSS) contains special mobile switching equipment (MSC) that connects all system elements with the public switched telephone network (PSTN), ISDN and the packet switched information network Switched Public Data Network - PSPDN). Registration records of home & visitor locations (HLR/VLR) - databases that hold the system subscriber's data and are used to manage (monitor) his movement. Copies of all subscriber secret keys are stored in the authentication center (Au), and serial numbers of mobile devices are stored in the equipment identity register (EIR). All system components are managed and monitored from the operation and maintenance center (OMC). PMR - TDMA, FDMA. Examples of systems: TETRA, APCO Project 25.

1.4 Cellular systems of the second generation

1.4.1 GSM - Global System of Mobile Communications

The GSM standard was specified by the European Telecommunications Standards Institute (ETSI) as a pan-European digital cellular system for mobile

communications. It arose as a response to the need for a pan-European standard to replace numerous old analog systems, such as Nordic Mobile Telephone (NMT), Total Access Communication Systems (TACS). Research into the creation of this system was conducted from the beginning of the 1980s to their middle, when the standardization process began. Previously, several different implementations of GSM systems were created.

In Europe, a range of about 900 MHz was allocated and the countries signed a memorandum of understanding, according to which they undertook to deploy national systems with the possibility of roaming. The first phase of standardization was completed by 1990 - it is the basis of modern GSM networks, it specifies all the main services, including telephony, urgent calls, conferences, fax messages, short messages, data transmission at a speed of up to 9600 bps.

The architecture of the GSM network exactly corresponds to the one described above.

The key to the subscriber's mobility is the SIM card (subscriber identity module), with which the subscriber can use any terminal (cell phone) by inserting his card into it. It contains all the information about the subscriber and is used to perform the main protection functions - authentication and key generation for data flow encryption.

GSM uses eight-channel TDMA with FDD. In Europe, two bands of 25 MHz are allocated for it, while channels of 200 KHz are allocated. The data is modulated by GMSK with a frequency of 270 Kb/s. Each TDMA frame consists of 8 time slots corresponding to eight independent physical channels. Each physical channel can be used alternately by several logical channels. Slow frequency hopping is used to combat poor transmission conditions. In addition, additional functions are implemented - power control of both the base and the cell, MAHO - mobile assisted handover, non-permanent transmission based on the determination of speech pauses.

The standardization process is still ongoing, new features are being added to meet the specific needs of users. In cities, an extension of GSM is used - DCS1800, which operates in the range of about 1800 MHz, which uses a less powerful signal and, accordingly, a smaller zone size. GSM is constantly developing and the area of its use is expanding.

Originally a European system, GSM is now used in more than 100 countries. But in some countries, for example in the USA, Japan, the development of their own cellular systems continues. GSM has design limitations that cannot be completely eliminated without a radical redesign of the system, and which are already beginning to show in densely populated areas. First of all, it is a limited number of possible logical simultaneously working channels - that is, a limited number of users. As a result, the issue of frequency-territorial planning is very acute.

To solve this problem, mini and micro zones with small coverage radii are being developed. But there are other disadvantages - in relation to communication interruption during handovers, low data transfer speed - only 9600 Kb/s. The currently proposed solutions are too expensive and do not solve the problem as a whole. Therefore, generally speaking, GSM is not suitable for the role of a global communication system. This task requires independent development and a completely different organization. Therefore, the evolution of GSM operators consists in modernization and the arrival of a new generation of communication based on the UMTS standard, which uses WCDMA.

1.4.2 Regional cellular systems

IS-54: The main reason for the appearance of IS-54 systems in the USA was the rapidly growing demand for mobile communication in the 80s. At the same time, a necessary requirement for the new system was compatibility with the then widespread analog AMPS system, developed back in the 70s by Bell Laboratories. Based on the requirement of backward compatibility, mobile devices, like base stations, had to be

able to work in two modes. IS-54 is related to a group of related standards defining the interaction of different parts of the system. In particular, the IS-54 standard defines the network component of the system - MSC and BSS interaction, automatic roaming, various administrative functions and protection functions. At lower levels, the system used the X.25 network. The system was allocated the same frequency range as for AMPS, which made it possible to make the transition from analog to digital communication as inconspicuous as possible. The access method used is TDMA/FDD. AMPS-like 30kHz bands are used for the channel, and each is divided into three time slots. IS-54 is less ISDN-oriented than GSM, but still provides a basic set of functions, with a maximum transmission speed of 9600 Kbit/s. On the basis of this system, in particular, the E-TDMA system, which was also used in Russia, was developed.

IS-95: In 1991, Qualcomm demonstrated the first example of a cellular system based on CDMA technology. After conducting field tests, the system formed the basis of the standard of broadband mobile communication systems of the second generation. IS-54 and a group of related standards specify the functions, architecture, and interaction between system components, with IS-CDMA as the access method. Each channel in CDMA is modulated with its own pseudo-random sequence, using a single carrier. The passband for such a system is 1.25 MHz - a tenth of one carrier allocated for cellular communication. To connect analog and similar digital systems, you just need to leave a part of the bandwidth for analog devices. All the advantages of CDMA are available in the system - "soft handovers", flexible control of the power of the transmitted signal, especially when transmitting speech, but at the same time all its disadvantages are present. IS-95 provides all the services available in IS-54.

PDC: Generally similar to IS-54, but not burdened with the requirement of compatibility with analog systems. In addition, it is an ISDN-oriented standard, like GSM.

1.5 Packet switching - future systems of the third generation

At the beginning of the 21st century, second-generation systems could no longer cope with the massive growth in demand for mobile communication services. User requirements require significantly more bandwidth, which can be achieved by moving to smaller radius cells and using more high-bandwidth carrier frequencies. Next-generation mobile communication systems (hereinafter referred to as mobile communication systems) must be integrated with promising fixed (terrestrial) networks, especially with broadband digital networks with integration of services (B-ISDN, IR). , network infrastructure and protocols, along with the integration of various applications and services.

The purpose of creating the UMTS system is declared to be the integration of mobile communication services, but UMTS does not support the entire spectrum of broadband connections. The goal of creating a wireless model of asynchronous transmission mode (WATM, Wireless ATM) under the WAND (Wireless ATM Network Demonstrator) project is the opposite of the previous one and consists in the integration of fixed and mobile broadband networks.

The introduction of UMTS should satisfy the needs of a wide variety of subscribers, from those who need simple and cheap terminals for voice communication to users of real-time multimedia services. The UMTS system offers a wide range of services, to a large extent, however, optimized for speech transmission. Its development was carried out mainly in accordance with the research program RACE (Research and Technology Development in Advanced Communications in Europe), funded by the EU Commission. The concept of UMTS was first announced in the mobile communication project (R1043) of the RACE I program and was further developed in the projects of the RACE II program. Perhaps the most important of them for the development of the UMTS system was the MONET project (Mobile NETWORKS, R2066). At this time, work is underway on the projects of the new

research program ACTS (Advanced Communication Technologies and Services), which develops the ideas of RACE. Standardization of UMTS is carried out by ETSI.

The Communication Standardization Sector of the International Telecommunication Union (ITU-T) is currently taking steps to standardize a similar IMT-2000. Whether ETSI and ITU-T will be able to ensure the merger of UMTS and IMT-2000 remains to be seen.

The UMTS RSZ is intended for the implementation of applications requiring speeds of up to 2 Mbit/s. UMTS services must be available to the subscriber regardless of his location; in the absence of a cellular radio network, communication should be provided using low-orbit satellite systems (LEO). However, not all terminals of the UMTS system will be able to use satellite communication services. Providing services to a large number of different users will require a wide range of supported environments and terminal subscriber equipment from UMTS. UMTS should be used equally successfully at work, at home and in a vehicle, indoors and outdoors, in the center of a big city and in an isolated sparsely populated area. Two frequency bands are allocated for UMTS: 1885-2025 MHz and 2110-2200 MHz.

If the development of existing cellular telephony systems really goes along the path of their transformation into a component part of UMTS, the bands of the order of 900 and 1800 MHz used today will be able to satisfy most of the needs for pure telephone service, while the spectrum areas reserved for UMTS will turn out to be in demand for new broadband services. Relatively wide frequency band and wide use of cells of a small radius (picocells), which sometimes do not exceed ten meters, provides UMTS high bandwidth. Continuity of the UMTS system service area is achieved through the use of macrocells with a radius of up to several tens of kilometers and LEO. The bandwidth of the radio interfaces is distributed in UMTS dynamically, according to the needs of the terminal equipment. According to the RACE program, interfaces based on multiple access with code (W-CDMA) and time

(TDMA) division have been developed. The question of using one or another method of access (or both) still remains open.

The mobile UMTS terminal provides the subscriber with the opportunity to connect to the access network and use the services of the UMTS system. The main functions of the UMTS access network are functions related to the radio channel, such as handover and connection management. Basic network functions include switching and data transport. Functions related to the mobility of the terminal are implemented by an intelligent communication network. Typical ISS services for UMTS include location determination, authentication, etc.

Based on the assumption of the evolutionary nature of the development of network and communication technologies, the UMTS concept assumes that modern public telephone networks and ISDN networks will evolve to the side of the broadband version of ISDN (B-ISDN), where ATM cell transport is supposed to be used as the basic mechanism for transmitting traffic between end devices . Until now, research has already begun on whether asynchronous transmission networks should have only a "fixed" implementation or, on the contrary, wireless ATM networks should be used to provide mobile terminal owners with the same range of services available to users of B-ISDN networks. B-ISDN is expected to be the UMTS core network. Most of the UMTS and B-ISDN integration options in UMTS projects are focused on the interaction of the two networks, and not on actual integration.

In general, a fixed B-ISDN terminal communicating with a mobile UMTS terminal should not know anything about the mobility of this terminal. The goal of UMTS development, in particular, was to minimize the impact of specific mobility features on the underlying network. For this, the specified functions must be placed in the access network (subscriber network) and, if possible, in the intelligent communication network. ATM user-network interface (UNI) is used to connect the UMTS network to B-ISDN. When accessing basic network resources, a mobile subscriber can use UMTS-specific signaling, which is then "translated" into signaling

messages of the appropriately modified Q.2931+ protocol. Alternatively, Q.2931+ signaling could be used completely up to the mobile terminal.

The terms of implementation of third-generation mobile communication systems differ markedly in different regions of the globe. The schedule that Japan intends to follow looks the most ambitious: the services of the IMT-2000 network should be available already in the year 2000, which was actually implemented in October 2001 by the DoCoMo operator in the i-mode network. The approach of the Europeans is more moderate: the final recommendations were made by the end of 1999, and the full-scale deployment of the system is still ongoing. Finally, the Americans demonstrate the greatest phlegmatic in this area, allowing the market to dictate the pace of adoption of new standards. One way or another, the IMT-2000 and UMTS systems are entering into operation in Europe.

Over the past few years, the situation in fixed networks has changed a little - the global computer network Internet has gained immense popularity. The Internet is essentially a network that is not focused on establishing connections, and therefore the protocols and addressing schemes used in it have little in common with those registered in ISDN broadband networks. However, the ubiquity of the IP protocol has led to the fact that the vast majority of modern data-oriented applications depend on the availability of IP Services, and the advent of the Resource Reservation Protocol (RSVP), Internet Telephony systems, and the spread of multimedia technologies have significantly expanded accessibility global network for real-time applications.

Today's realities are such that the organizations involved in the process of standardization of UMTS technology cannot but consider the Internet as another type of applied data transmission service between terminal equipment that must be supported in the UMTS network. However, in this communication environment, part of the advantages of UMTS will either be unavailable to end users, or the relevant services will have to be reproduced at the IP protocol level.

1.6 Conclusion by section

Today, there is a struggle of ideas and capitals of the two ways of European and American, namely TDMA and CDMA, it is already clear that despite the market struggle for profits between European and American manufacturers of telecommunications equipment, CDMA access technology, thanks to significant improvements and the latest inventions, will be the main access technology at least for mobile communication systems of the 3rd generation, such as UMTS, is built on W-CDMA, taking into account the GSM frequency licenses of European operators. And the American CDMA-2000 essentially differs only in the width of the frequency band, which is 5 MHz in W-CDMA and 1.25 MHz in CDMA-2000.

Touching on the issue of the competition of transport technologies in fixed and mobile communication, which in recent times has been raging between ATM and IR today thanks to the development of compression technology, the bandwidth of telecommunication networks, the lower cost of equipment and the trend of data traffic growth over voice traffic, which is already exceeds, it becomes clear that the scales are tipping in the direction of IR technology.

The growing demand for various telecommunication services today actually pushes humanity to design, standardize and build 4th generation systems, which will be more optimized for IR and will allow data transmission at speeds of more than 2 Mbit/s and provide QoS for real-time applications , voice, video.

This section provides an overview of what we currently have in personal mobile communications and telecommunications in general, and what we may soon have. The topic is connected with so many related areas and is such a science-intensive field that its study will require a considerable amount of time. As you can see, telecommunications technologies are now one of the fastest growing areas of human activity. This also includes what the Anglo-Saxons call "ubiquitous computing" - full mobility of access to all kinds of information resources. This will surely become a powerful social factor that will have a significant impact on the

formation of all aspects of society in the near future. Humanity is at a crossroads, there are different points of view on the problem of building global telecommunication networks of the future, and the issue of convergence of networks and services is very acute. What will be the telecommunications network of the future? This is not known to the author, but in this section the author tried to cover the main problems and show the pros and cons of possible ways of developing telecommunication networks of the future based on the history and realities of the present.