

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Пояснювальна записка
до бакалаврської роботи

на тему: “Дослідження методів оптимального прийому багатопозиційних сигналів в UMTS”

Виконав: студент 5 курсу, групи РТЗ-51
спеціальності
172 Телекомунікації і радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)
Ванденко Д.О.
(прізвище та ініціали)
Керівник
(прізвище та ініціали)
Рецензент
(прізвище та ініціали)
Нормоконтроль _____

Київ - 2021

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 БАЗОВА МЕРЕЖА UMTS – ПЛАТФОРМА КОНВЕРГЕНТНОЇ МЕРЕЖІ	10
1.1 Базова мережа CN - універсальна телекомунікаційна мобільна система UMTS.....	10
1.2 Архітектура базової мережі UMTS	12
1.3 Елементи базової мережі, які є загальними для всіх областей та підсистем .	16
1.4 Домен комутації каналів КК	18
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ОСНОВНИХ МЕТОДІВ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ	22
2.1 Аналіз основних методів оптимального прийому.....	22
2.2 Дослідження основних принципів побудови багатопозиційних фазомодульованих сигналів	30
2.3 Аналіз характеристик завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів	16
2.4 Способи модуляції	20
3 АНАЛІЗ І СПОСОБИ ОРГАНІЗАЦІЇ КАНАЛУ УПРАВЛЯЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ІНВАРІАНТНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ	26
3.1 Дослідження умов і методів досягнення інваріантності.....	26
3.2 Система з постійними параметрами, інваріантна до адитивної перешкоди ..	30
3.3 Система зі змінними параметрами, інваріантна до адитивної завади.....	38
3.4 Система з постійними параметрами, інваріантна до неадитивної завади ..	43
ВИСНОВКИ	49
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	51
ДЕМОНСТРАТИВНІ МАТЕРІАЛИ	53

ВСТУП

Згідно з визначенням Міжнародного союзу електрозв'язку, під мережею наступного покоління (NGN) слід розуміти мережу з пакетною комутацією, придатну для надання послуг електрозв'язку і для використання декількох широкосмугових технологій транспортування з включеною функцією QoS, в якій пов'язані з обслуговуванням функції не залежать від технологій, що лежать в основі та забезпечують транспортування. Передбачається підтримка універсальної мобільності, яка дозволить забезпечити постійне і повсюдне надання послуг користувачам [10].

Поняття мережі наступного покоління нерозривно пов'язано з терміном конвергенція. Для його визначення доцільно звернутись до рекомендації Міжнародного союзу електрозв'язку Q.1761. Вона зокрема визначає конвергенцію як направлений розвиток раніше окремих одна від одної мереж в напрямку підтримки спільною платформою послуг і прикладного забезпечення.

Звернувшись до рекомендації Q.1702, можна знайти визначення конвергентних послуг (converged services). Так, конвергентні послуги – це інтеграція Інтернет, мультимедіа, електронної пошти, оперативного пересилання повідомлень, мобільної комерції та інше з обслуговуванням голосового трафіка.

Доцільно виділити три рівні конвергенції:

- Конвергенція мереж;
- Конвергенція послуг;
- Конвергенція на рівні прикладного забезпечення.

Сьогодні під конвергенцією найчастіше розуміють FMC (Fixed-Mobile Convergence). За визначенням Міжнародного союзу електрозв'язку FMC – це можливість надавати послуги користувачеві в мережі з певною заданою конфігурацією незалежно від використовуваної мобільної або фіксованої технології доступу і від місця розташування користувача.

Поєднуючи ці погляди, можна сказати, що FMC — конвергенція послуг — процес, коли та сама послуга або додаток може застосовуватися як на мобільному, так і на фіксованому терміналі й при цьому можливість безперервного переходу між ними.

Розвиток сучасних телекомунікаційних мереж безсумнівно призводить до реалізації FMC. Під FMC повинні бути впроваджені процеси зміни мережних архітектур і бізнес-моделей операторів, а також процеси зміни логіки представлення телекомунікаційних послуг, які призводять до виникнення інфокомунікаційної інфраструктури, яка відповідає принципам [8]:

- безшовності на рівні комутаційних пристроїв, архітектур і послуг;
- гнучкості в способах доступу користувача до послуг мережі;
- поширення конвергентних абонентських терміналів;
 - персоналізації з можливостями налаштування послуг з мобільних та фіксованих мереж;
 - надання послуг найзручнішим і найефективнішим чином залежно від умов їхнього надання.

Крім перерахованих технічних принципів процес FMC відбиває загальні економічні закони ринку послуг, згідно яким у всіх галузях перемагають великі компанії, розширюючи в такий спосіб спектр і збільшуючи обсяг послуг, які надаються. Так само і оператори зв'язку повинні проводити диверсифікацію свого бізнесу і починають надавати послуги, які раніше вважали «непрофільними» для даного оператора, бо користувач швидше вибере того постачальника послуг, який зможе задовольнити його вимоги. Так само оператор конвергентної мережі за рахунок збільшення обсягів надання послуг, а відповідно, і обігу одержаних від них коштів, буде мати конкурентні переваги у сфері ціноутворення.

Мобільні оператори зможуть диференціювати надання послуг, одержати прибуток від додаткових послуг, підвищити якість викликів у місцях підтримки бездротового доступу, зберегти абонентів, знизити навантаження на мобільну мережу передачі даних. Оператори фіксованого зв'язку зможуть надавати нові послуги з додатковою вартістю, зберігати і збільшувати абонентську базу.

1 БАЗОВА МЕРЕЖА UMTS – ПЛАТФОРМА КОНВЕРГЕНТНОЇ МЕРЕЖІ

1.1 Базова мережа CN - універсальна телекомунікаційна мобільна система UMTS

Базова мережа CN універсальної телекомунікаційної мобільної системи UMTS може розглядатися як платформа для всіх послуг зв'язку, які надає абонентам UMTS. До основних послуг зв'язку відносяться встановлення з'єднання з комутацією каналів та маршрутизація пакетних даних. У 5-й версії проекту 3GPP R5 була ведена нова підсистема, яка отримала назву «підсистема мультимедіа IP» - IMS (IP Multimedia subsystem). Це дозволило системам мобільного зв'язку надавати послуги на основі інтернет – протокола, непомітно інтегруючись з Інтернет – технологією. В результаті користувач отримує вдосконалений пакет послуг мобільного зв'язку.

Базова мережа CN підтримує в каналах UMTS вимоги до якості обслуговування QoS крізних з'єднань. У разі з'єднання з іншими мережами також необхідне перенесення вимог QoS на відповідні зовнішні канали. На рис. 1.1. зображено, як базова мережа UMTS виконує функції шлюзу під час формування крізного тракту. Технічні вимоги до системи UMTS не обумовлюють характеристики зовнішнього каналу, що може створити деякі проблеми на локальному рівні, коли на ділянці між UMTS і зовнішнім каналом не виконуються вимоги до якості обслуговування QoS.

За дотримання показників якості QoS на ділянці між мобільним терміналом МТ та базовою мережею відповідає радіоканал доступу. Він бере на себе функції підтримки якості QoS у радіо тракті, звільняючи від цього базову мережу. Базова мережа володіє власними ресурсами підтримки QoS у своїх каналах, які реалізуються на рівні обслуговування магістральних каналів і відповідних фізичних каналів. Особливості розгортання базової мережі є в тому, що у розпорядженні оператора більший вибір технологій для організації магістральних

каналів. Ці канали створюють системи передачі на ділянці між вузлами базової мережі. Типові приклади таких технологій систем передачі – це системи плезіохронної та синхронної цифрової ієрархії (ПЦІ та СЦІ), які використовують імпульсно-кодову модуляцію ІКМ, а також системи асинхронної передачі АТМ з комутацією осередків. У документі 5-ї версії 3GPP R5 акцентування зроблено на поступову заміну цих технологій Інтернет – протоколом ІР, оскільки наявність уніфікованої, однорідної транспортної мережі спрощує функціонування протоколів найвищого рівня.

Концепція UMTS – це своєрідна філософія створення універсальної основи, яка дозволяє підтримувати широкий спектр різних методів радіо доступу. Озираючись на процес еволюції мережі, яка описана у розділі 2, можна виділити 3 методи радіодоступу, визначених у документі 3GPP R5 - це WCDMA/HSDPA, GSM/EDGE і, можливо, додатковий доступ. Методи WCDMA/HSDPA та GSM/EDGE вже реалізовані, в той час як додатковий доступ ще знаходиться на стадії вивчення. Базова мережа UMTS розвивається не так прямолінійно, як радіомережі [4, 5]. Це пояснюється наявністю традиційної інфраструктури базових мереж, а також різноманітними впливами сучасних технологій на еволюцію базових мереж. На рис. 1.1 представлена концептуальна модель базової мережі UMTS.

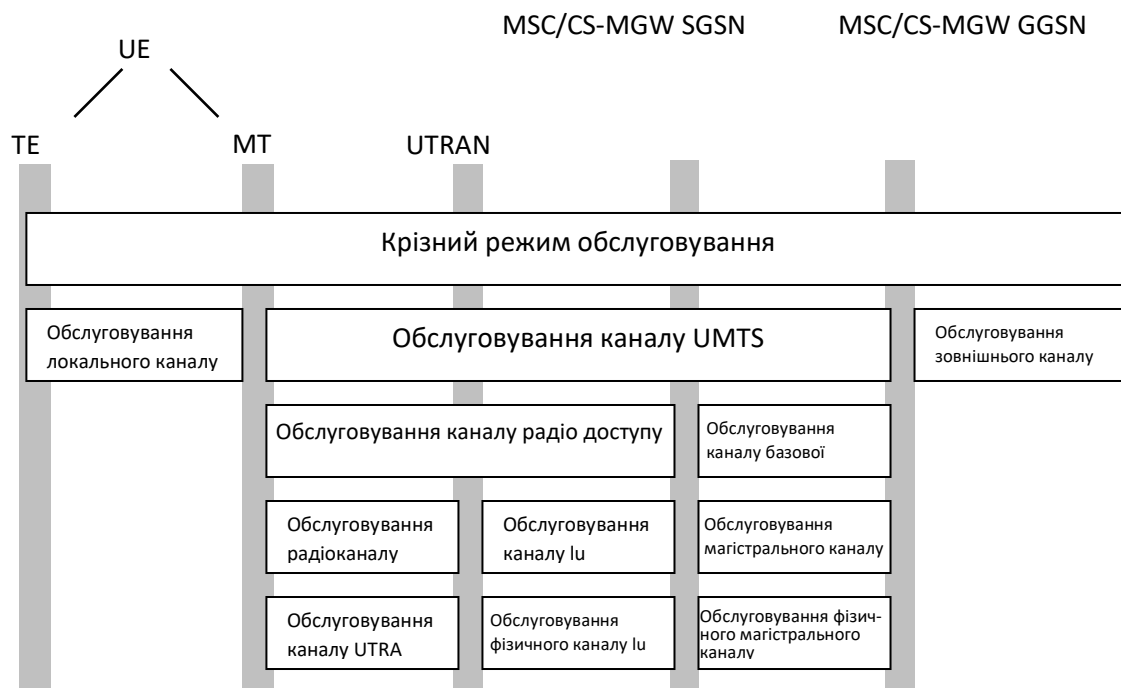


Рис. 1.1. Архітектура каналів базової мережі з точки зору якості обслуговування Qos:

UE – обладнання користувача UE; TE – кінцеве обладнання TE;

MT – мобільне закінчення MT

1.2 Архітектура базової мережі UMTS

У документі 3GPP R99 були запропоновані нові рішення та методи підвищення пропускної спроможності мереж доступу. З появою документів 3GPP версій R4 та R5 базова мережа також зазнала суттєвих змін. У цьому розділі будуть представлені, хоча й стисло, основні характеристики базової мережі у відповідності до вимог 3GPP R5.

Як зображено на рис. 1.2, універсальна основа бездротового доступу. Базова мережа UMTS містить групи обладнання, які називаються областями або підсистемами, кожна з яких відповідає за певні характеристики трафіку.

Базуючись на такому розподіленні, вирізняють наступні елементи базової мережі UMTS:

- Область комутації каналів – КК;
- Область комутації пакетів – КП;
- Підсистема мультимедіа IP - IP-IMS;
- Область широкого транслявання - ВС (Broad Cast), (рис. 1.3).

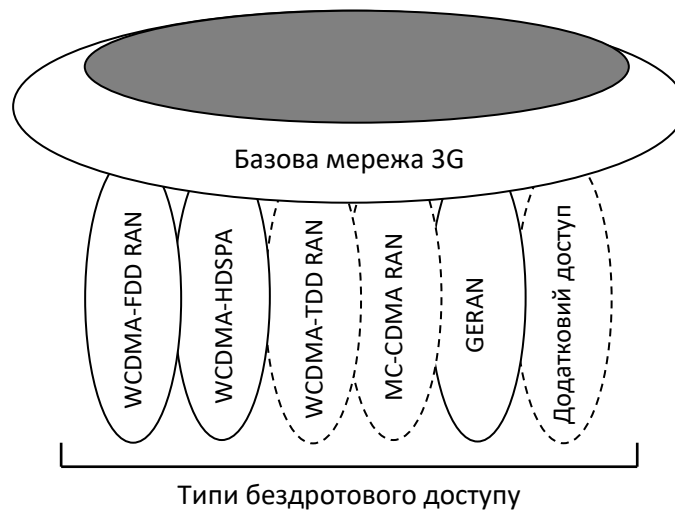


Рис. 1.2. Універсальна основа бездротового доступу

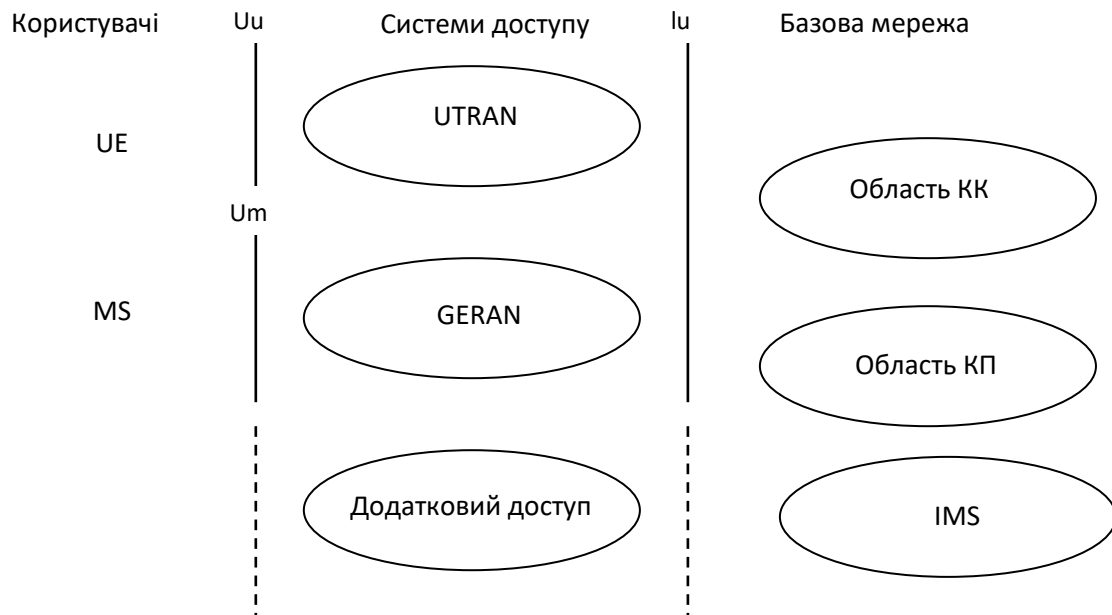


Рис. 1.3. Структура базової мережі на рівні доменів та підсистем

У чому ж є різниця між областю, доменом та підсистемою базової мережі? Під доменом базової мережі розуміють елемент, безпосередньо пов'язаний з однією або декількома мережами доступу за допомогою інтерфейсу, позначеного як Іu. [12]

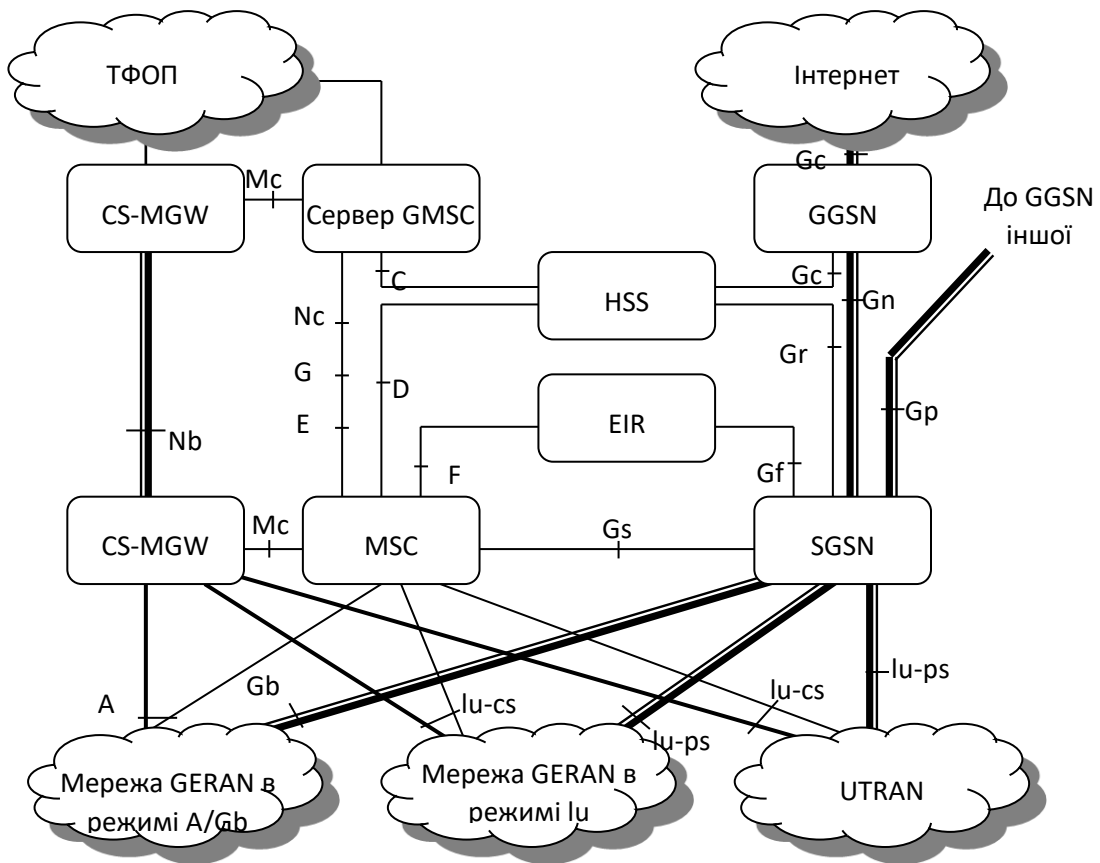


Рис. 1.4. Конфігурація базової мережі, яка підтримує комутацію каналів (КК) та комутацію пакетів (КП)

Щоб ідентифікувати області в залежності від природи трафіку, який вони обслуговують, це позначення часто доповнюють: Іu cs (англійська аббревіатура C-Circuit Switched відповідає українському позначенню КК-комутація каналів) означає інтерфейс між мережею доступу і доменом комутації каналів КК, який передає трафік з КК; інтерфейс Іu ps (англійська аббревіатура PS-Packet Switched

відповідає українському позначенню КП-комутація пакетів) передбачений для передачі пакетного трафіку; а lu bc – для передачі трафіку у режимі транслювання. Підсистеми базової мережі не мають прямого інтерфейсу (типу lu) із мережею доступу. Вони використовують інші, спеціально визначені інтерфейси для з'єднання з однією або декількома доменами базової мережі. [13]

Рис. 1.4 показує найбільш важливі інтерфейси базової мережі UMTS. Більш повне уявлення про інтерфейси можна отримати з документу 3GPP TS23.002, версія 5.12.0.

Жирними лініями на рисунку позначено абонентський трафік (абонентська площа), а тонкими лініями – проходження сигнальної інформації (площина управління). Говорячи про базову мережу, необхідно підкреслити наступні моменти:

- Сполучення, зображені на рисунку, - це логічні, прямі сполучення. Але на практиці сполучення можуть встановлюватися іншими шляхами, в залежності від особливостей транспортної мережі.
- Медіа шлюз домену комутації каналів CS - MGW (CS – MGW - Circuit Switched Media Gateway) та сервер центру GMSC (GMSC - Gateway Mobile Switching Center) можуть бути об'єднані в одному фізичному пристрої. У цьому випадку цей елемент позначається аббревіатурою GMSC.
- Якщо структура домену КК відповідає вимогам 3GPP R99, то медіашлюз CS-MGW і сервер MSC можуть бути поєднані в одному фізичному пристрої. У цьому випадку цей елемент позначається, як MSC/VLR (VLR - гістьовий реєстр) (VLR - Visitor Location Register).
- Якщо вузол підтримки GPRS - SGSN (SGSN - Serving GPRS Support Node) та MSC/VLR об'єднані в одному фізичному пристрої, то він позначається аббревіатурою UMSC (UMTS MSC).

1.3 Елементи базової мережі, які є загальними для всіх областей та підсистем

Базова мережа підтримує ряд функцій, які є загальними для всіх її областей та підсистем. Ці загальні функції в основному зосереджені в елементі, який називають «домашнім абонентським сервером» HSS (Home Subscriber Server).

Якщо подивимось на рис.1.5, то побачимо, що на ньому зображена область транслявання BC. Область й визначена, як частина базової мережі, її реалізація у мережах 3G є предметом подальшого вивчення.[12]

З рисунка 1.5 можна зробити висновок, що більшість функції домашнього серверу HSS – це функції, вже давно існуючі в мережах. Раніше вони підтримувались окремими елементами – домашнім реєстром HLR (HLR-Home Location Register) та центром аутентифікації AuC (Authentication Center). Архітектура 5-ї версії 3GPP R5 розглядає HLR та AuC як підмножину сервера HSS, але при цьому вони виконують ті ж функції:

- Функція управління мобільністю MM забезпечує мобільність абонента з використанням домену KK, домену КП та підсистеми IMS. Наприклад, сервер HSS зберігає адресну інформацію, яка дозволяє точно визначити місцезнаходження абонента (терміналу) в ієрархії управління мобільності MM.
- Функції формування інформації для забезпечення конфіденційності та авторизації доступу в основному реалізується підмножиною AuC, яка відсилає сигнали до доменів та підсистем базової мережі через HLR.
- Функції надання послуг: сервер HSS забезпечує доступ до інформації щодо профілів послуг, які використовуються областями KK і КП та/або додатками підсистеми IMS та системи CAMEL. Для підтримки додатків підсистеми мультимедіа IP-IMS домашній сервер HSS взаємодіє з сервером додатків SIP (Session Initiation Protocol) – протокол ініціювання сесії, та сервером структури та ємності послуг OSA/SCS (Open Service Architecture/Service Capability Server). Крім того, сервер HSS взаємодіє з IM-SSF (для підтримки послуг CAMEL, пов'язаних з підсистемою IMS) та з GSM SCF (для підтримки послуг CAMEL в областях KK і КП).

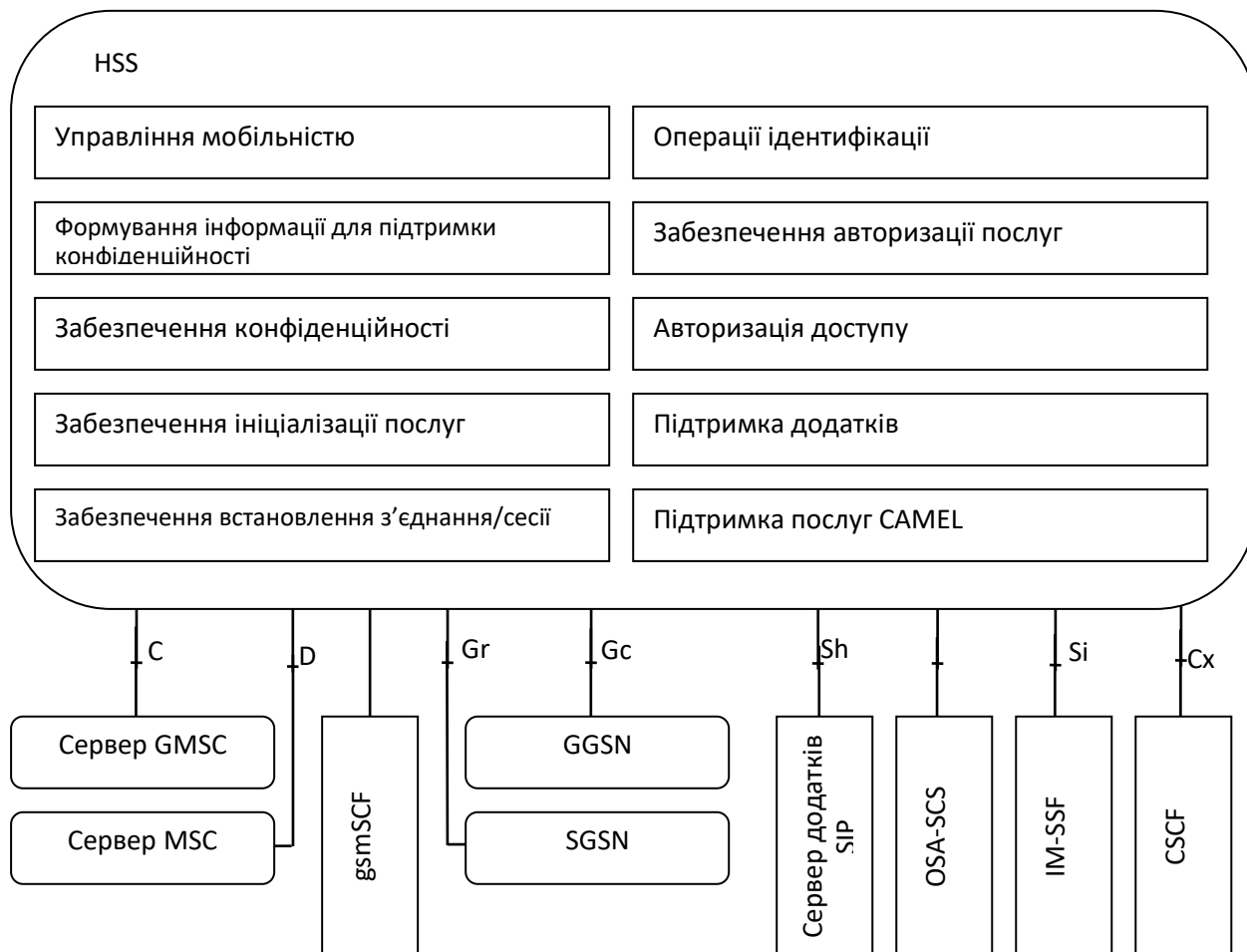


Рис. 1.5. Логічна діаграма, яка представляє функції домашнього абонентського серверу HSS та інтерфейсу базової мережі. HSS – домашній абонентський сервер HSS

- Функції встановлення сполучень або сесії: сервер HSS підтримує процедури встановлення з'єднання та/або сесії доменів КК і КП та підсистеми IMS. Для вхідного трафіку HSS підтримує інформацію про те, який елемент управління з'єднанням та/або сесією обслуговує абонента на даний момент.

- Функції ідентифікування: сервер HSS забезпечує необхідний взаємозв'язок між всіма ідентифікаторами, які однозначно визначають місце користувача у системі: в області КК це ідентифікатори IMSI та MSISDN, в області КП – IMSI, MSISDN та IP-адреса, а у підсистемі IMS – особовий ідентифікатор та загальнодоступні ідентифікатори.

- Функції авторизації послуг: сервер HSS забезпечує базову авторизацію мобільного закінчення MT під час встановлення з'єднання/сесії, а також під час виклику послуг. Крім того, HSS надає відповідним обслуговуючим елементам оновлену інформацію відносно послуг, які потрібно надати абоненту.

Крім сервера HSS існує ще один функціональний елемент, який є загальним для всіх підсистем та областей – це реєстр ідентифікування обладнання EIR (Equipment Identity Register). У реєстрі EIR зберігається інформація про обладнання кінцевих користувачів та його статус. Для цього ведуться три «списки»: грубо кажучи, «білий список» містить інформацію про звичайне, стандартне крайове обладнання, «чорний список» - інформацію про вкрадене обладнання, а «сірий список» - серійні номери підозрілого обладнання. Зазвичай на практиці реалізуються тільки два списки – «чорний» та «сірий», а «білий» список використовується рідко. Реєстр EIR підтримує ці списки, а також надає інформацію про обладнання користувачів за запитом базової мережі. Якщо реєстр EIR заносить крайове обладнання у «чорний список», то базова мережа припиняє подачу трафіку до такого обладнання та від нього. Якщо крайове обладнання занесено у «сірий список», трафік буде передаватися, але при цьому може складатися звіт з активності такого обладнання.

1.4 Домен комутації каналів КК

Домен КК включено до архітектури мережі стандарту 3GPP R5 для підтримки послуг з комутацією каналів та сумісністю зі старим обладнанням. Структуру області КК стандарту 3GPP R99 було прямо перенесено зі стандарту GSM. Стандарт 3GPP R4 запропонував альтернативний засіб реалізації області

КК, при цьому оператор отримав можливість окремого регулювання області КК і можливості передачі трафіку (див. рис 1.6).

Використання в області КК окремого серверу MSC та медіа шлюзу області комутації каналів CS-MGW дозволило розділити абонентську площину від площини управління. Це вирішило питання з масштабованістю системи, оскільки один сервер MSC може управляти декількома медіашлюзами CS-MGW. Ще одна перевага розподіленої архітектури домену КК – це можливість географічної оптимізації абонентської площини. Наприклад, оператор може довільно розташувати медіашлюзи CS-MGW по всій мережі та, використовуючи відповідні методи маршрутизації, організувати з'єднання таким чином, що абонентська площина пройде крізь мережу найкоротшим у географічному відношенні шляхом.

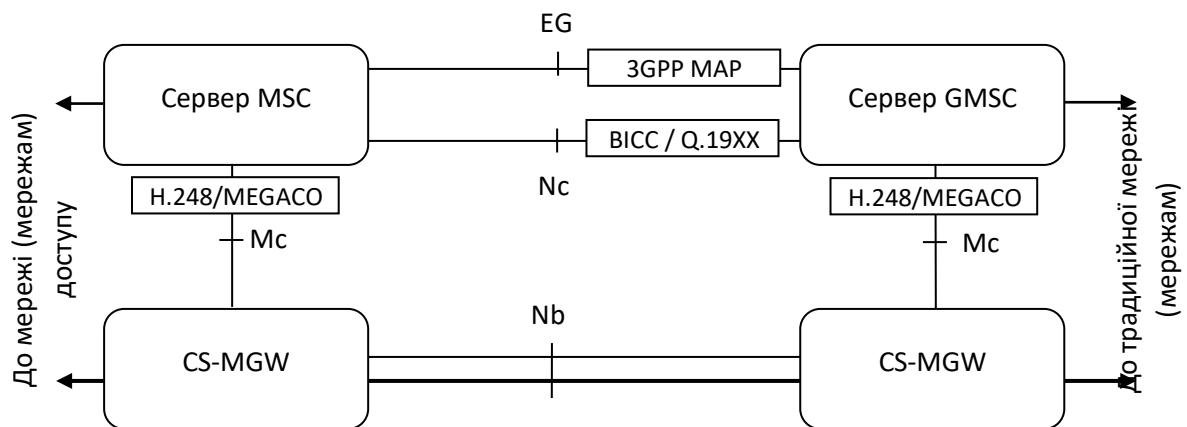


Рис. 1.6. Область комутації каналів КК базової мережі UMTS з розподіленими функціями центра комутації мобільного зв'язку MSC стандарту 3GPP R4

Жирна лінія – абонентська площина, тонка лінія – площина управління

Медіа шлюзи CS-MGW можуть також містити різноманітні модулі перетворення, які дають оператору можливість оптимізувати схему транспортної мережі. Наприклад, за допомогою медіашлюзу CS-MGW оператор може перетворити магістральний тракт з КК таким чином, щоб на ділянці між

сполученням з мережею доступу та сполученням з традиційною телефонною мережею загального користування ТМЗК можна було замість інших транспортних технологій використовувати протокол IP.

У відповідності зі стандартом 3GPP R4 розподілена архітектура області КК передбачає розподіл функцій центру комутації мобільного зв'язку MSC. При цьому функції управління викликами і гостьового реєстру VLR виконує елемент, який отримав назву «сервер MSC», а виконання з'єднань в абонентській площині та пов'язані з цим завдання (наприклад, мережева взаємодія) покладено на інший елемент - медіашлюз MGW. Оскільки базова мережа в цілому містить шлюзи різних типів, рекомендовано додавати перед аббревіатурою MGW літери CS (Circuit Switched) (КК), щоб підкреслити, що в цьому випадку мова йде про медіа шлюз області комутації каналів - CS-MGW. [16]

При розподілі на сервер MSC та медіашлюз CS-MGW в області КК з'являється новий інтерфейс. Цей інтерфейс позначається як Mc та використовує протокол управління медіашлюзами MGPP (Media Gateway Control Protocol) у відповідності з Рекомендацією MCE-T H.248. Проте H.248 дає лише основи механізму передачі інформації для даного інтерфейсу, а повна реалізація протоколу включає різні спеціальні доповнення (розширення), які визначаються стандартами 3GPP. Інтерфейс Mc дозволяє передавати транзакції H.248 – такі, що залежать і такі, що не залежать від з'єднання. Транзакції, які не залежать від з'єднання, використовуються даним інтерфейсом для організації передачі медіашлюзом CS-MGW інформації щодо своєї працездатності на сервер MSC. Транзакції, які залежать від з'єднання, можна уявити як «конверти», які переносять інформацію площини управління, яка надходить від абонента (через мережу доступу), або з традиційної мережі. Транзакції обох типів були вперше описані у документі 8GPP TS29.232 версія 5.0.0.

Інтерфейс Nc призначено для передачі управляючої інформації під час мережевих з'єднань. У принципі для цієї мети підходить будь – який протокол управління викликами, який підтримує канал виклику та окрему передачу управляючої інформації. Для виконання даних функцій 3GPP було прийнято

протокол управління викликами BICC (Bearer Independent Call Control). Точніше кажучи, BICC – це не унікальний протокол, а комбінація різних модулів, які використовуються спільно. Ці модулі в основному описані у Рекомендації MCE-T Q.1950 «Протокол незалежного управління викликами в каналі».

Інтерфейс Nb обслуговує і абонентську площину, і так звану «площину управління транспортною мережею». В абонентській площині інтерфейс Nb підтримує кадрові протоколи та інші механізми передачі даних користувача. Існуючі стандарти дозволяють реалізувати інтерфейс Nb на базі транспортних систем IP або ATM. Обидва варіанти вперше були запропоновані у документі 3GPP TS29.414 версія 5.0.0.

Сервери MSC, звичайно, повинні взаємодіяти один з одним. Така взаємодія необхідна, наприклад, під час передачі обслуговування від одного MSC до іншого у мережі радіодоступу GSM/EDGE (GERAN) або при переміщенні обслуговуючого контролера радіомережі RNC у наземній мережі доступу UMTS (UTRAN). У таких випадках управління абонентським навантаженням перейде від одного серверу MSC до іншого, при цьому медіашлюз CS-MGW з боку мережі доступу також зміниться. Тому сервери MSC мають інтерфейси E та G, які працюють за протоколом мобільних додатків MAP (Mobile Application Protocol), які переносять інформацію, пов'язану з управлінням мобільністю MM, між серверами MSC. Детальний опис протокола MAP можна знайти у документі 3GPP TS29.002.

Згідно стандарту 3GPP R5 область КК не варто реалізувати у відповідності до директив 3GPP R4. У якості альтернативи можна продовжувати будувати область КК у відповідності до документу 3GP R99. У цьому випадку область з КК будується за принципами мереж GSM та підтримує традиційні функції таких мереж. Перевагою такого підходу є скорочення потреб в інвестуванні у будівництво мереж. Однак є і деякі недоліки. Зберігаючи в області КК архітектуру 3GPP R99, оператор може втратити можливість масштабованості мережі.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ОСНОВНИХ МЕТОДІВ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Аналіз основних методів оптимального прийому

У даному розділі проведемо дослідження оптимальних методів обробки багатопозиційних сигналів, коли початкова фаза прийнятого сигналу вважається невідомою. Ці дослідження необхідні при реалізації багатоканальних модемів на місцевих (міських, сільських) мережах та мережах цільового призначення. Як відомо, при цифровизації каналів низької якості за допомогою модемів необхідно передбачити також випадки з невідомою початковою фазою надходжуваного сигналу. В загальній теорії зв'язку під оптимальним некогерентним прийомом розуміють некогерентний метод (алгоритм) обробки, що забезпечує мінімум імовірності помилки в прийомі елементу сигналу в каналі з гаусовським білим шумом при випадковій і рівномірно розподіленій початковій фазі прийнятого елемента, (про яку нічого більше не відомо). Всі інші неінформаційні параметри сигналу, крім початкової фази, у першу чергу частота та інтервал обробки, при оптимальному некогерентному прийомі повинні бути відомі точно. Що стосується амплітуди сигналу, то при використанні сигналів з рівною енергією вона може бути невідомою [4]. Стосовно до ФМ сигналів оптимальний некогерентний метод прийому може бути використаний тільки для визначення переданої різниці фаз (а не абсолютної фази), котра при цьому методі обробки принципово є невідомою.

Якщо початкова фаза прийнятих елементів сигналу невідома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то когерентний (або квазікогерентний) демодулятор просто непрацездатний, у той час як некогерентний модулятор забезпечує досить високу завадостійкість і знаходиться поза конкуренцією. Якщо ж початкова фаза прийнятих елементів сигналу відома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то придатні

як когерентний, так і некогерентний демодулятори. Причому когерентний має більш високу завадостійкість. Наскільки має переваги в цих умовах когерентний демодулятор залежить від кратності модуляції, розмірності (числа елементів) оброблюваного відрізка сигналу та інших факторів. Програш у завадостійкості оптимального некогерентного прийому когерентному зростає в міру збільшення позиційності і розмірності оброблюваного сигналу. Зокрема, при чотирьохпозиційній ФРМ програш більший, ніж при двоопозиційній ФРМ; при прийомі сигнально-кової конструкції в цілому програш більший, ніж при поелементному прийомі.

Між відомою або зовсім невідомою початковою фазою, є великий спектр проміжних ситуацій. З одного боку, початкова фаза точно невідома і змінюється за часом, але, з іншого боку, може бути оцінена з деяким ступенем точності за передісторією процесу. Співвідношення між завадостійкістю квазікогерентного й оптимального некогерентного методів обробки в проміжних ситуаціях залежить від динаміки зміни фази і частоти сигналу та апріорних даних про ці зміни, від співвідношення між тривалістю елемента, тривалістю сеансу зв'язку й інтервалом кореляції фази в каналі і, нарешті, від наявних алгоритмічних і технічних засобів спостереження за частотою і фазою.

Невідома, невизначена початкова фаза сигналу має місце на початок будь-якого сеансу зв'язку, на протязі всього інтервалу прийому при короткочасних сеансах, при передачі інформації окремими імпульсами або пакетами, розділеними пасивними паузами, та у всіх інших випадках, коли до момента обробки передісторія сигналу або відсутня, або занадто короткочасна. Аналогічні ситуації може бути у систем неперервної передачі інформації, що працюють з каналами зі змінними параметрами. Взагалі в каналах з порівняно швидкими змінами параметрів, коли на інтервалі однієї – двох посилок початкова фаза незначно змінюється, а інтервал когерентності занадто швидкий, щоб при даному відношенні сигнал-шум дати досить точну її оцінку, некогерентний прийом може дати кращі результати по завадостійкості, ніж квазікогерентний. Реалізаційні втрати квазікогерентного прийому через похибку установки початкової фази

опорного коливання можуть виявитися більшими, ніж теоретичний програвш оптимального некогерентного прийому когерентному. У зв'язку з цим у названих ситуаціях віддають перевагу некогерентному, зокрема оптимальному некогерентному прийому.

Іноді до некогерентного прийому звертаються і в інших випадках. Наприклад, у каналі з постійними параметрами когерентний прийом сигналів з однократної ФРМ має більшу завадостійкість, ніж оптимальний некогерентний, однак вигравш цей незначний. Адже некогерентний демодулятор не вимагає формування когерентних із прийнятими сигналами опорних коливань і, відповідно, простіший когерентного. Остання обставина в ряді випадків є вирішальною при виборі між когерентними й оптимальним некогерентним методами прийому. Крім оптимального некогерентного методу існують різні субоптимальні, близькі до нього по завадостійкості, але все-таки уступають некогерентного методу прийому, котрий реалізуються ще простіше.

Як відомо, при когерентному прийому сигналів без надлишковості перехід до обробки в цілому декількох елементів сигналу не приводить до збільшення завадостійкості порівняно з поелементним прийомом [6]. Виявляється, при оптимальному некогерентному прийомі ФРМ сигналів це не так, і збільшення інтервалу обробки, декількох посилок сигналу з ФРМ, приводить до зменшення ймовірності помилки, котра наближається до ймовірності помилки при строго когерентному прийомі цих же сигналів. Зрозуміло, цей висновок зроблено, коли початкова фаза сигналу залишається постійною на всьому розглянутому інтервалі обробки.

Таким чином, оптимальний некогерентний прийом сигналів із ФРМ дозволяє шляхом збільшення інтервалу обробки наблизиться до потенціальної завадостійкості даної системи сигналів без оцінювання початкової фази. Тому оптимальні некогерентні демодулятори сигналів із ФРМ одержали широке застосування в багаточастотних (багатоканальних) системах з ортогональними каналними сигналами, котрі використовуються для передачі інформації в цифровій формі.

При передачі цифрової інформації різними каналами зв'язку виникає великий ряд ситуацій, при яких приймач повинний обробляти сигнал з невідомою або неточно відомою частотою несучого коливання - канали з невизначеною частотою сигналу. Таким каналам і ситуаціям адекватний автокореляційний метод прийому при використанні сигналів із ФРМ другого порядку. Якщо при ФРМ-1 автокореляційний прийом привабливий, головним чином, своєю простотою, то при ФРМ-2 автокореляційний прийом, що є в цьому випадку однією із субмаксимальних модифікацій алгоритму прийому відповідних сигналів невідомої форми, має унікальну властивість інваріантності до частоти несучого коливання, властивістю, що не має місця ні при когерентному, ні при максимальному некогерентному методах обробки. Внаслідок цього автокореляційні алгоритми прийому сигналів із ФРМ-2 мають принципове значення в теорії і техніці зв'язку. Їх доцільно застосовувати в каналах з невизначеною частотою сигналу.

Алгоритми та пристрої когерентного прийому займають одне з центральних місць в теорії і техніці оптимальної обробки сигналів. Історично вони були розроблені раніше інших оптимальних алгоритмів і пристроїв прийому сигналів, але увагу когерентні демодулятори привертають завдяки їхнім властивостям: при певних умовах забезпечують максимально можливу завадостійкість, котру неможливо здійснити іншими способами [1]. Зміст когерентної обробки полягає в наступному: прийнята суміш сигналу з шумом порівнюється з ідеальними зразками переданого сигналу і вибирається той зразок, котрий найменше віддалений (за евклідовою відстанню) від прийнятої суміші. Строго когерентний прийом може бути реалізований тільки в тому випадку, коли всі можливі варіанти переданого сигналу на вході демодулятора відомі (прийнятий сигнал апріорно відомий) з точністю до інформаційного параметра. Якщо в якості варіантів сигналу використовуються (при ФМ або ФРМ) відрізки гармонічних коливань з певними значеннями початкової фази, то в ідеальному приймачі-демодуляторі повинні зберігатися зразки цих коливань, котрі співпадають за частотою і фазою з прийнятими сигналами, тобто в приймачі повинні формуватися когерентні з

прийнятим сигналом опорні коливання. Звідси і назва – когерентний приймач, когерентний демодулятор.

Ієрархію оптимальних алгоритмів відкриває когерентний прийом, оптимальний в умовах, коли варіанти переданого сигналу відомі повністю. Наступним є оптимальний некогерентний прийом, що має статус оптимального при варіантах сигналу з невідомою і рівномірно розподіленою початковою фазою. Якщо піти далі шляхом зменшення апіорних відомостей про прийнятий сигнал, то можна синтезувати інші методи прийому, оптимальні при відповідних умовах. При цьому чим менше апіорних відомостей про параметри сигналу є (або використовується) при його обробці, тим нижча завадостійкість. Завершують цю ієрархію оптимальних методів алгоритми обробки сигналів невідомої форми - алгоритми автокореляційної обробки фазомодульованих сигналів.

Серед спектру когерентних методів (алгоритмів) є як гірші, так і кращі з погляду завадостійкості, складності реалізації та інших показників. Сигнал з ФМ можна приймати тільки когерентним методом, в той час як сигнал з ФРМ можна обробляти різними методами. Якщо ж початкова фаза прийнятих елементів сигналу відома або може бути оцінена за передісторією процесу з високою точністю, то придатні як когерентний, так і некогерентний демодулятори. Причому когерентний має більш високу завадостійкість. Наскільки має переваги в цих умовах когерентний демодулятор залежить від кратності модуляції, розмірності (числа елементів) оброблюваного відрізка сигналу та інших факторів. Програш у завадостійкості оптимального некогерентного прийому когерентному зростає в міру збільшення позиційності і розмірності оброблюваного сигналу. При виборі позиційності сигналів з ФМ або ФРМ необхідно враховувати, що при збільшенні швидкості передачі інформації за рахунок збільшення числа позицій фази (різниці фази) завадостійкість швидко зменшується. Проте при рівній інформаційній швидкості перехід від однократної ФМ або ФРМ до двократної дозволяє зайняти вдвічі меншу смугу частот без зниження завадостійкості. Перехід до трикратної ФМ і ФРМ зі збереженням інформаційної швидкості приводить до деяких втрат завадостійкості, так як при цьому зменшення

мінімального фазового зсуву не компенсується подовженням посилки. Проте зменшення впливу міжсимвольної інтерференції (за рахунок подовження посилки) дає можливість переходу до восьмипозиційної системи. При подальшому збільшенні числа позицій з метою досягнення більш високих швидкостей використовуються комбіновані амплітудно-фазові методи модуляції та інші. При прийомі багатопозиційних сигналів з ФРМ і АФРМ переваги когерентного прийому значні. У всіх випадках для ефективної реалізації когерентної обробки необхідна постійна і достатньо мінливо змінна початкова фаза сигналу в каналі, щоб її можна було оцінити більш чітко, ніж інформаційну фазу.

Задача вибору оптимального багатопозиційного сигналу для побудови ефективного цифрового каналу передачі управляючої інформації (ЦКПУІ) складається з задач двох типів. Першим з них є розгляд можливості застосування каналів передачі інформації користувачів мережі в якості ЦКПУІ. Такий тип задач вирішується шляхом вибору такого каналу (з уже відомими інформаційними і ймовірністними характеристиками), що відповідає вимогам до ЦКПУІ найбільшою мірою. Другим типом задач побудови ефективного ЦКПУІ є розробка спеціальних каналів. Цей тип задач, у свою чергу, поділяється на дві групи: до першої групи належать задачі створення спеціального ЦКПУІ в іншому цифровому каналі, (що зводиться до підвищення завадостійкості за рахунок пропускної спроможності каналу і вибору оптимального сигнального сузір'я, у якому створюється ЦКПУІ), до другої групи належать задачі створення спеціального ЦКПУІ на основі аналогового каналу. Для мережі управління мережами зв'язку України задача є актуальною внаслідок розповсюдження мереж диспетчерського зв'язку, що базуються здебільшого на аналогових принципах і відрізняються низьким рівнем стандартизації.

На відміну від стандартизованих, здебільшого, дискретних значень параметрів цифрових каналів, характеристики аналогових каналів визначаються середовищем передачі (металевий кабель, НВЧ хвилевід, радіо) і мають безперервний характер. Це приводить до необхідності застосування механізмів

оптимізації в тих випадках, де при розгляді цифрових каналів використовувався вибір найбільш придатного з дискретного ряду стандартних значень якого-небудь параметра.

Велике значення ЦКПУІ у функціонуванні мережі зв'язку та велике співвідношення кількості переданої інформації користувачів мережі до кількості керуючої інформації в більшості випадків роблять вихідні вимоги до ЦКПУІ з надійності, а також з достовірності і затримки при передачі управляючої інформації більш жорсткими, а економічні вимоги – помірнішими, ніж для каналів передачі інформації користувачів. Це дає можливість забезпечити для ЦКПУІ відношення середньої потужності сигналу в смузі каналу до спектральної щільності потужності шуму (співвідношення «сигнал/шум», signal to noise rate - SNR) більше 10 дБ. При таких співвідношеннях «сигнал/шум» стає можливим визначення фази сигналу на вході демодулятора з точністю, достатньою для реалізації квазікогерентного методу демодуляції, що, у свою чергу забезпечує додатковий виграш до 6-8 дБ для багатопозиційних сигналів у порівнянні з неоптимальними методами прийому. Можливість реалізації квазікогерентного демодулятора дозволяє застосувати модуляцію сигналами з ортогональними гармонійними несучими (ОГС, Orthogonal Frequency Division Multiplex - OFDM), що мають в умовах обмеженої смуги пропускання ряд переваг перед одноканальним режимом передачі і сигналами з частотним розділенням каналів без взаємного перекриття спектрів сигналів частотних підканалів:

- інваріантність до нерівномірності АЧХ і нелінійності ФЧХ каналу, що дозволяє значно спростити амплітудні і фазові коректори, а, при достатній кількості частотних підканалів, зовсім відмовитися від них;
- швидке спадання спектральної щільності потужності сигналу поза смугою пропускання каналу, що зменшує потужність перехресних завад, дає можливість значно зменшити смугу розфільтровки, спростити смугові фільтри;
- ефективне використання смуги пропускання каналу шляхом максимізації швидкості передачі в кожному частотному підканалі;

- збільшення тривалості тактового інтервалу без зниження швидкості передачі інформації, що зменшує вплив імпульсних завад, завмирань, багатоприменовості й інших видів завад і викривлень на кожному окремому тактовому інтервалі і наближає статистичні характеристики завад до параметрів математичної моделі білого шуму;
- можливість як модульного нарощування шляхом збільшення числа частотних підканалів з відповідним устаткуванням обробки сигналу, так і широкі можливості оптимізації шляхом об'єднання однотипних вузлів у складі цього устаткування;
- дворазове, порівняно з ЧРК без взаємного перекриття частотних підканалів, звуження спектра групового сигналу дозволяє використовувати низькочастотну область смуги пропускання, що для найбільш розповсюдженого - симетричного кабелю характеризується меншим загасанням і потужністю перехресних завад. Крім того, дворазове звуження спектра сигналу дозволяє відповідно зменшити частоту дискретизації при цифро-аналоговому й аналого-цифровому перетворенні, що, у свою чергу, дозволяє значно зменшити число всіх подальших операцій цифрової обробки сигналу.

Застосовуваний у даний час для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно мале число операцій з його обробки. Однак, метод ШПФ не виключає необхідності підстроювання фаз сигналів підканалів, а кількаразові операції «множення-додавання» відліків сигналу зменшують точність обробки. Крім того, модульне нарощування демодулятора шляхом додавання нових частотних підканалів при використанні ШПФ ускладнено.

Тому дослідження універсального квазікогерентного алгоритму демодуляції OFDM сигналів, що не має перерахованих вище недоліків, є актуальним.

2.2 Дослідження основних принципів побудови багатопозиційних фазомодульованих сигналів

Існують різні способи формування і обробки фазомодульованих сигналів. Проведемо дослідження: способів модуляції - серед яких актуальні багаторівневі або багатопозиційні методи, що впливають на швидкість і ефективність передачі; принципів побудови багатопозиційних фазомодульованих сигналів і сигналів з комбінованими способами модуляції. [3].

Принцип побудови m -позиційних фазомодульованих сигналів дуже простий: m сигнальних точок розташовуються на колі з радіусом, залежним від потужності (або енергії посилки) сигналу на рівних відстанях з кутовим інтервалом $2\pi/m$ радіан. Такі сукупності сигнальних точок-векторів для випадків $m = 2, 3, 4, 8$ показані на рис.1.2. Радіуси кіл, на яких розташовані сигнальні точки, співпадають з кінцями направлених відрізків, прирівняні до кореня квадратного з енергії посилок сигналу: $R = \sqrt{E}$.

Якщо на посилці передається гармонійне коливання з параметрами a, ω і φ , то ця величина дорівнює:

$$R = \sqrt{E} = \sqrt{\int_0^T a^2 \sin^2(\omega t + \varphi) dt} = \frac{a\sqrt{T}}{\sqrt{2}}. \quad (2.1)$$

Значення (2.1) збігається з евклідовою відстанню між центром кола і будь-якою точкою на ній. На рис.2.1, a зображено двопозиційний (однократний) сигнал з фазами 0 і π . Відстань між сигнальними точками в даному випадку $d_2 = 2\sqrt{E}$ - це максимально можлива відстань між точками кола з радіусом \sqrt{E} . Вона цілком визначає потенційну завадостійкість даної двопозиційної системи. Відстань $d_2 = 2\sqrt{E}$ є відліковою величиною, з якою зіставляється відстань між варіантами сигналу в різних багатопозиційних системах. Двопозиційний сигнал кодується

елементарно: одному з його варіантів символ 0, а іншому - символ 1, як показано на рис. 2.1, а.

На рис. 2.1., б показаний трипозиційний ФМ сигнал з векторами, що знаходяться на 120° . Це єдина з багатопозиційних систем із ФМ, у якій відстані між усіма варіантами сигналу однакові (еквідистантні сигнали).

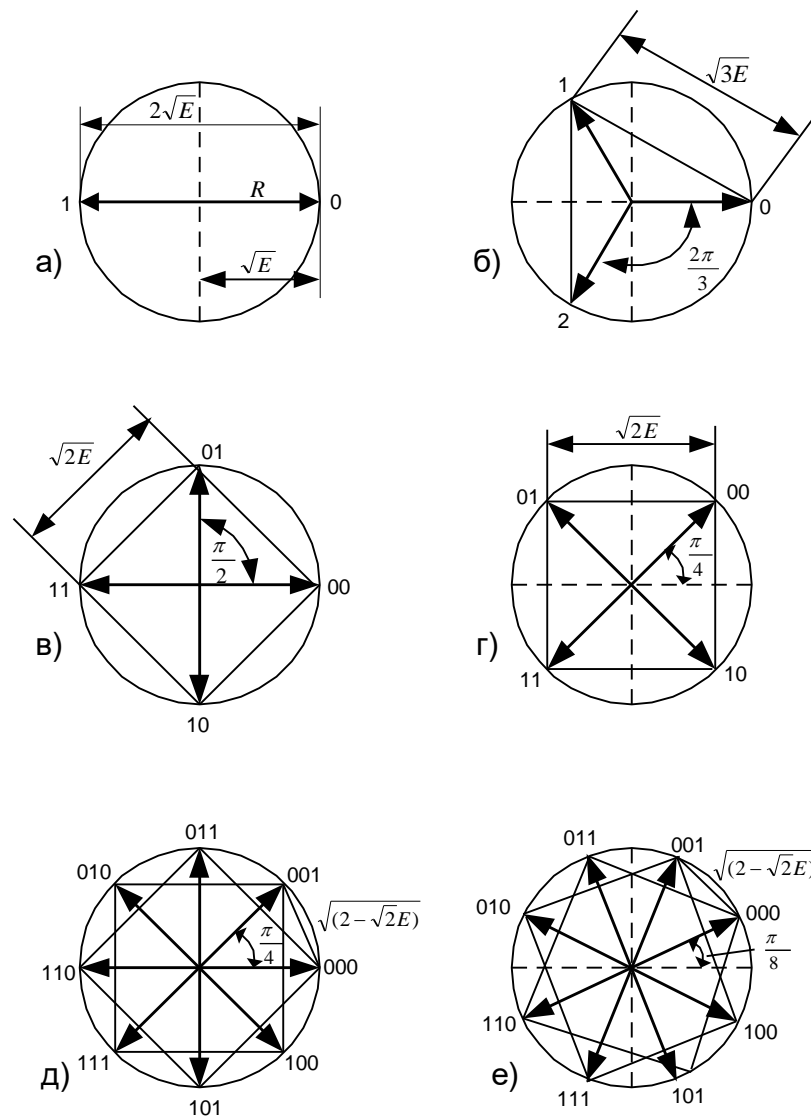


Рис. 2.1. Багатопозиційні фазомодульовані сигнали:
 а) двійкові (однократні); б) трійкові; в, г) четвіркові (двократні);
 д, е) восьмирічні (трикратні)

Відстань між двома гармонійними сигналами S_1 і S_2 тривалістю T , які відрізняються за фазою на φ :

$$d(S_1, S_2) = \sqrt{\int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt} = \sqrt{\int_0^T [a \sin(\omega t + \varphi) - a \sin \omega t]^2 dt} = \quad (2.2)$$

$$\sqrt{a^2 T - a^2 T \cos \varphi} = \sqrt{2E} \sqrt{1 - \cos \varphi},$$

де $E = a^2 T / 2$. У табл. 2.1 приведені розраховані за формулою (2.2) відстані d_m між найближчими варіантами сигналу в m -позиційних системах з ФМ і програш (за мінімальною сигнальною відстанню) m -позиційної системи двопозиційної. У загальному випадку мінімальна відстань між сигналами не є характеристикою, що однозначно визначає завадостійкість. Імовірність похибки в ідеальному прийомі залежить від системи сигналів в цілому, а не тільки від відстані між найближчими варіантами сигналу. Однак для заданої конфігурації сигнальних точок імовірність похибок є монотонно спадаючою функцією мінімальної відстані. У випадку трипозиційної системи (рис.2.1, б) відстань між сигналами $d_3 = \sqrt{3E}$ і відрізняється від d_2 на 1,25 дБ. Тому при однаковій тривалості посилки трипозиційна система незначно поступається двопозиційній за завадостійкістю, перевершує за швидкістю передачі в $\log_2 3 = 1,58$ рази. Цей параметр зручний для якісного порівняння різних систем сигналів. Розглянута трипозиційна система ФМ сигналів при заданій імовірності похибки є оптимальною по енергетичних витратах, які припадають на передачу одного біта інформації.

Але незважаючи на це, вона використовується порівняно рідко через необхідність спеціального перетворення двійкового коду у трійковий.

Найбільш широке використання одержали чотирипозиційні (двократні) сигнали, показані на рис.2.1, в і г. Двократна система представлена в двох найбільш популярних варіантах: з фазами (або різницями фаз) $0, \pi/2, \pi$ і $3\pi/2$ (рис.2.1, в) або $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ і $7\pi/4$ (рис.2.1, г).

В обох випадках мінімальна відстань між варіантами сигналу $d_4 = \sqrt{2E}$, що відповідає відстані між ортогональними сигналами. Зображені чотирипозиційні сигнали є найкращими за завадостійкістю з усіх двовимірних чотирипозиційних сигналів. Крім того, ці сигнали мають чудову властивість: при однаковій швидкості передачі вони забезпечують таку ж завадостійкість, як і двопозиційні сигнали з ФМ (рис.2.1, а), тому що зменшення відстані між сигналами в $\sqrt{2}$ рази цілком компенсується подовженням посилки сигналу вдвічі. Кожна посилка з двократною ФМ чи ФРМ несе два біти інформації. На рис.2.1, в, г показана типова система кодування двократних сигналів дворозрядними двійковими комбінаціями - система коду Грея, який має властивість: кодові комбінації, які відповідають найближчим фазам (або різницям фаз), відрізняються тільки одним двійковим символом [9]. При двократній ФМ код Грея є єдиним маніпуляційним кодом, який має таку властивість. У результаті його використання помилковий прийом, як правило, приводить до спотворення тільки одного з двох переданих двійкових символів.

Таблиця 2.1

Відстані d_m між найближчими варіантами сигналу в m -позиційних системах з ФМ

Кратність модуляції N	Число фаз m	Мінімальна різниця фаз	Мінімальна евклідова відстань між сигналами d_m	d_2 / d_m , дБ
1	2	π	$2\sqrt{E}$	0
$\log_2 3$	3	$2\pi/3$	$\sqrt{3E} \approx 1,73\sqrt{E}$	1.25
2	4	$\pi/2$	$\sqrt{2E} \approx 1,41\sqrt{E}$	3.01
3	8	$\pi/4$	$\sqrt{(2 - \sqrt{2})E} \approx 0,765\sqrt{E}$	8.34
4	16	$\pi/8$	$\sqrt{(2 - \sqrt{2 + \sqrt{2}})E} \approx 0,39\sqrt{E}$	14.2
5	32	$\pi/16$	$\sqrt{(2 - \sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}})E} \approx 0,196\sqrt{E}$	20.2

Системи сигналів рис.2.1, *в* і *г*, мають однакову потенційну завадостійкість і відрізняються тільки реалізаційними аспектами. У системі рис.2.1, *г* мінімальний фазовий зсув дорівнює $\pi/4$. Тобто на кожній посилювачі, є той чи інший ненульовий стрибок фази на відміну від системи рис.2.1, *в*, у якій при передачі комбінації 00 фазовий зсув дорівнює нулеві. Це визначає деякі особливості реалізації модулятора і демодулятора.

На рис.2.1, *д* і *е* представлені два варіанти восьмипозиційних (трикратних) фазомодульованих сигналів. У першому варіанті фази або різниці фаз приймають значення $(i-1)\pi/4$, де $i = 1, 2, \dots, 8$, а в другому варіанті — значення $(2i-1)\pi/8$. Перший варіант ніби об'єднує сигнали двох чотирипозиційних систем (рис.2.1, *в* і *г*), зсунутих один до одного на $\pi/4$. Другий варіант не містить нульової фази і має постійний зсув щодо першого на $\pi/8$. Кожна послідовність восьмипозиційного сигналу несе три двійкові одиниці інформації. В трикратній системі, так як і в двократній, існує єдиний оптимальний маніпуляційний код, у якому триразрядні двійкові комбінації, відповідні найближчим один до одного сигнальним векторам, відрізняються тільки в одному двійковому символі — це код Грея. На рис.2.1 комбінації маніпуляційного коду Грея проставлені у відповідних векторах.

Відстань між найближчими векторами в трикратних системах сигналів, показаних на рис.1.2, $d_8 = \sqrt{(2 - \sqrt{2})E}$, що на 8.3 дБ менше, ніж в однократній системі. Ця відстань не мінімальна, як у розглянутих раніше сигналах меншої кратності.

Рівномірне розміщення всіх сигнальних точок на колі, тобто використання рівнопотужних сигналів, які відрізняються лише фазою, є оптимальним тільки для дво-, три- і чотирипозиційних (рис.2.1, *а-г*). При $m > 4$ оптимальними є нерівнопотужні сигнали, що відрізняються як фазою, так і амплітудою і розміщені рівномірно всередині кола, радіус якого визначається максимально припустимою енергією сигналу. З точки зору теорії модуляції такі сигнали відносяться до комбінованих способів модуляції, при яких одночасно змінюються декілька параметрів сигналу - у випадку, який розглядається, амплітуда і фаза чи різниця

фаз. Сигнали з амплітудно-фазовою (АФМ) або амплітудно-фазорізницевою модуляцією (АФРМ) [6].

Найпростіший принцип побудови сигналів з АФМ полягає в тому, що сигнальні точки розміщуються на двох концентричних колах. Проте це не завжди приводить до оптимального результату. В якості прикладу на рис.2.2 показаний восьмипозиційний сигнал з АФМ - сигнальні точки позначені хрестиками. Чотири сигнали розміщені на колі радіусом $R = \sqrt{E}$, а чотири — на колі радіусом $r < R$ із зсувом по фазі на $\pi/4$. Дана сукупність сигналів оптимізується за критерієм максимуму мінімальної відстані між сигналами шляхом вибору відношення радіусів R і r . Дійсно, чим більший r при фіксованому R , тим більша відстань між точками внутрішнього кола, але тим менша відстань між точками внутрішнього і зовнішнього кіл. Тому шуканий максимум досягається, коли ці відстані стають рівними, тобто коли трикутник abc на рис.2.2 – рівносторонній:

$$ab = bc = ca. \quad (2.3)$$

Найдемо відношення R/r , при якому виконується умова (2.3).

$$\frac{ad}{2} = r \sin \frac{\pi}{4}, \quad \frac{bc}{\sin \pi/4} = \frac{R}{\sin(\pi - \pi/4 - \pi/6)}. \quad (2.4)$$

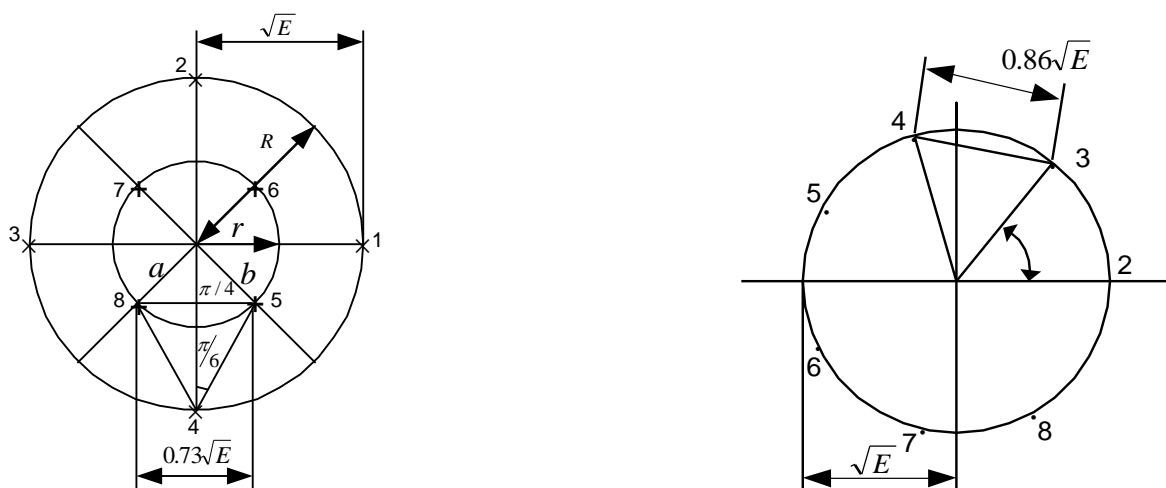


Рис. 2.2. Восьмипозиційний сигнал з АФМ із розташуванням сигнальних точок на двох концентричних колах

Рис. 2.3. Найкращий восьмипозиційний сигнал у двовимірному просторі

Підставивши (2.4) у (2.3), одержимо:

$$R/r = 2 \cos \pi/12 \approx 1,932 \quad (2.5)$$

При цьому оптимальному відношенні R/r мінімальна відстань між сигналами

$$d_8 = ab = \frac{\sqrt{E} \sin \pi/4}{\cos \pi/12} \approx 0,73\sqrt{E}. \quad (2.6)$$

Ця відстань трохи менша, ніж у системи восьмипозиційних ФМ сигналів, розташованих на одному колі радіусом $R = \sqrt{E}$ (рис.2.1, d і e і табл.2.1). Таким чином, у випадку трикратної системи розміщення сигнальних векторів на двох концентричних колах замість одного не дає виграшу. Оптимальною за критерієм максимуму мінімальної відстані виявляється найпростіша восьмипозиційна система з АФМ, у якій сім сигналів розміщені рівномірно на колі радіусом $R = \sqrt{E}$, а восьмий сигнал дорівнює нулеві [3]. Така сукупність сигнальних точок показана на рис.2.3. Мінімальна відстань у цій системі:

$$d_8 = ab = \frac{\sqrt{E} \sin 2\pi/7}{\cos \pi/7} \approx 0,86\sqrt{E}. \quad (2.7)$$

Недолік сигналу, показаного на рис.2.3, той, що й у всіх сигналів з АФМ - нерівнопотужність варіантів. Нерівнопотужність сигналів викликає певні труднощі як при їх передачі каналами зв'язку (особливо при наявності нелінійних перетворень), так і при реалізації оптимальної обробки. Не дивлячись на відомі

недоліки АФМ, цей спосіб модуляції широко використовується, так як при зростанні m рівнопотужні фазомодульовані сигнали швидко втрачають завадостійкість.

Розглянемо 16-позиційні сигнали з ФМ і АФМ. На рис.2.4 показані дві системи подібних сигналів. Точками на колі радіусом $R = \sqrt{E}$ позначені 16 варіантів сигналу з ФМ. Сигнальні точки в цьому випадку розміщені рівномірно на колі з кроком $\pi/8$. Зазвичай вони кодуються чотирирозрядними двійковими комбінаціями чотирикратного коду Грея. Однак у даному випадку код Грея є не єдиним оптимальним маніпуляційним кодом. Відстань між найближчими сигнальними точками в 16-позиційній системі з ФМ чи ФРМ $d_{16}(FM) = 0.39\sqrt{E}$ (табл.2.1), що відповідає програшу більше 14 дБ у порівнянні з двопозиційною системою. В колі даного радіусу можна побудувати кращу систему сигналів з АФМ.

Система з 16 сигналів з АФМ на рис.2.4 позначена хрестиками.

Непарні сигнали цієї системи рівномірно розміщені на колі більшого радіусу з інтервалом $\pi/4$. Непарні сигнальні точки системи з АФМ збігаються з непарними сигнальними точками системи з ФМ. Парні сигнали системи з АФМ рівномірно розміщені на колі меншого радіусу $r < R$ з тим же інтервалом $\pi/4$ і з загальним зсувом відносно непарних варіантів на $\pi/8$.

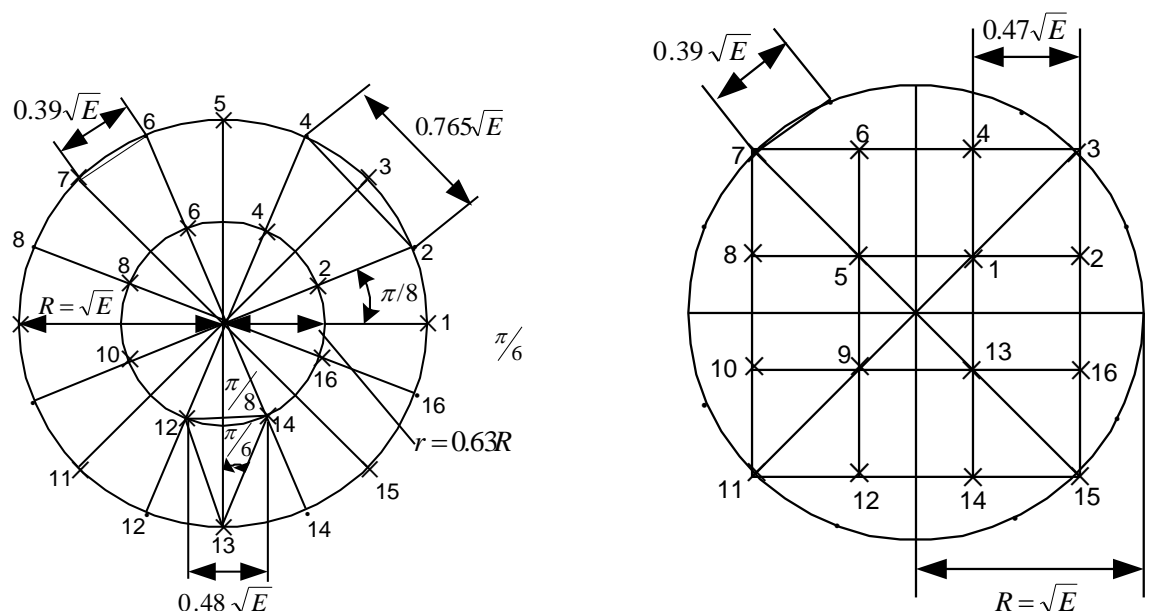


Рис. 2.4. Шістнадцятипозиційний сигнал із АФМ із сигнальними точками на двох концентричних колах

Рис. 2.5. Шістнадцятипозиційні сигнали із ФМ та АФМ із сигнальними точками у вузлах квадратної решітки при обмеженій максимальній потужності

Мінімальна відстань між точками системи максимізується вибором такого відношення R/r при якому відстань між сусідніми точками на колі радіусом r дорівнює відстані між найближчими точками на двох колах: $ab = bc = ca$. Аналогічно (2.3 - 2.5):

$$ab = 2r \sin \pi / 8; \quad (2.8)$$

$$bc = \frac{R \sin \pi / 8}{\sin(\pi - \pi / 8 - \pi / 6)}. \quad (2.9)$$

Порівнюючи (2.8) і (2.9), одержуємо:

$$R/r = 2 \cos 5\pi / 24 \approx 1.587. \quad (2.10)$$

При даному оптимальному відношенні R/r мінімальна відстань між сигналами:

$$d_{16}(A\Phi M) = ab = \frac{\sqrt{E} \sin \pi / 8}{\cos 5\pi / 24} \approx 0.482\sqrt{E}, \quad (2.11)$$

як видно, більша, ніж $d_{16}(\Phi M)$.

Розглянемо другий приклад. На рис.2.6 показана 16-позиційна система сигналів з АФМ, у якій сигнальні точки, позначені хрестиками і пронумеровані, розташовані у вузлах квадратної решітки. Розмір решітки визначається тим, що діагональ великого квадрата дорівнює діаметру описаного кола $2R = 2\sqrt{E}$. На колі для порівняння розміщені 16 сигнальних точок системи з ФМ. У розглянутому прикладі обидві системи, що порівнюються, мають однакове обмеження максимальної потужності сигналу, яка у системі з АФМ досягається при передачі сигналів з номерами 3, 7, 11 і 15. За таких умов мінімальна відстань між сигнальними точками:

$$d_{16}(A\Phi M) = \sqrt{2E} / 3 \approx 0.47\sqrt{E}. \quad (2.12)$$

Це більше, ніж у системи з 16-позиційною ФМ, і майже стільки ж, скільки в системі сигналів з АФМ, представлений на рис. 2.4.

Найбільший ефект дає перехід від ФМ до АФМ у систем з обмеженою середньою потужністю. У цьому випадку сигнальні точки 3, 7, 11 і 15 системи сигналів, показаної на рис. 2.5, будуть лежати на колі радіусом, більшим, ніж $R = \sqrt{E}$, і, отже, мінімальна відстань буде більшою, ніж $0.47\sqrt{E}$. Для сигналів із ФМ усі параметри (у тому числі мінімальна відстань) зберігаються попередніми, так як для цих сигналів середня і максимальна потужності рівнів.

На рис. 2.6 у якості прикладу представлені ті ж, що і на рис. 2.5, 16-позиційні сигнали з ФМ і АФМ, але для випадку обмеженої середньої потужності. На колі радіусом $R = \sqrt{E}$, де E — енергія посилки сигналу з ФМ, показані 16 сигнальних точок чотирикратного фазомодульованого сигналу.

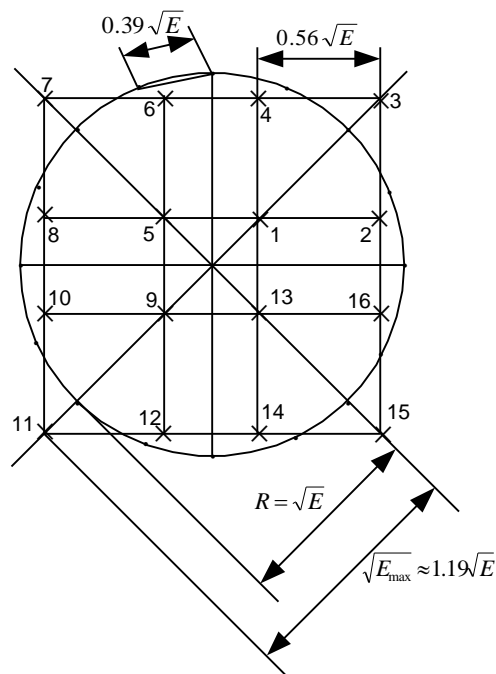


Рис. 2.6. Шістнадцятипозиційні сигнали з ФМ і АФМ із сигнальними точками у вузлах квадратної решітки при обмеженій середній потужності

Шістнадцять сигнальних точок системи з АФМ, відзначені хрестиками, розташовані у вузлах квадратної решітки, яка у даному випадку виходить за межі

кола радіусом \sqrt{E} . Для знаходження порівняльних енергетичних параметрів сигналів необхідно виходити з рівності середньої потужності або середньої енергії сигналів із ФМ і АФМ. У сигналів із ФМ середня і максимальна енергії посилок сигналу

$$E_{cp}(\Phi M) = E_{\max}(\Phi M) = E. \quad (2.13)$$

У сигналів з АФМ середня енергія через енергію варіантів:

$$E_{cp}(A\Phi M) = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} E_i. \quad (2.14)$$

Максимальна енергія має місце в сигналах з номерами 3, 7, 11 і 15:

$$E_3 = E_7 = E_{11} = E_{15} = E_{\max}. \quad (2.15)$$

Енергію інших сигналів записуємо через E_{\max} :

$$E_1 = E_5 = E_9 = E_{13} = E_{\max} / 3;$$

$$E_2 = E_4 = \dots = E_{16} = \sqrt{5} E_{\max} / 3.$$

Таким чином, підставивши (2.15) у (2.14), одержимо:

$$E_{cp}(A\Phi M) = (2 + \sqrt{5}) E_{\max} / 6. \quad (2.16)$$

Прирівнюючи (2.13) і (2.16), маємо:

$$E_{\max} = \sqrt{6 / (2 + \sqrt{5})} \sqrt{E} \approx 1.19 \sqrt{E}. \quad (2.17)$$

Як видно, при обмеженій середній потужності максимальна довжина вектора сигналу розглянутої системи з АФМ приблизно на 20% більша від довжини вектора сигналу з ФМ. При цьому мінімальна відстань між векторами збільшується з $0.47\sqrt{E}$ при обмеженій максимальній потужності (рис.2.5) до

$$d_{16}(A\Phi M) \approx 0.56\sqrt{E} \quad (2.18)$$

при обмеженій середній потужності (рис.2.6).

Розрахунки показують, що для випадку сигналів з АФМ, розташованих на двох концентричних колах (рис.2.4), ті ж, що й у (2.17) і (2.18) параметри при обмеженій середній потужності:

$$\sqrt{E_{\max}} \approx 1.2\sqrt{E}; \quad d_{16}(A\Phi M) \approx 0.58\sqrt{E}. \quad (2.19)$$

Таким чином, розглянуті 16-позиційні сигнали з АФМ - один варіант на рис.2.4, а другий на рис.2.5 і рис.2.6 - приблизно еквівалентні за потенційною завадостійкістю при обмежених як максимальній, так і середній потужностях. Ці варіанти не є строго оптимальними, однак наближені до оптимального за завадостійкістю. Вони зручні для реалізації і внаслідок цього часто використовуються. Розглянуті багатопозиційні фазомодульовані сигнали і багатопозиційні сигнали з амплітудно-фазовою (фазорізницевою) модуляцією найбільш часто використовуються у систем цифрового зв'язку.

2.3 Аналіз характеристик завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів

Для визначення сигналів будемо використовувати наступні характеристики:

Енергію сигналу:

$$E_i = \int_0^T S_i^2(t) dt \quad (2.20)$$

Взаємну енергію сигналів $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{ij} = \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt, \quad (2.21)$$

енергію різниці між сигналами $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{i-j} = \int_0^T [S_i(t) - S_j(t)]^2 dt = E_i + E_j - 2E_{ij} \quad (2.22)$$

коефіцієнт взаємної кореляції:

$$\rho_{ij} = \frac{E_{ij}}{\sqrt{E_i E_j}} \quad (2.23)$$

Згідно теорії потенційної завадостійкості мінімум ймовірності помилки відображення сигналу на виході приймача P_0 для рівноймовірних сигналів забезпечується оптимальним приймачем, алгоритм роботи якого має вигляд:

$$\int_0^T [X(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [X(t) - S_j(t)]^2 dt, i, j = 1, \dots, M; i \neq j \quad (2.24)$$

При виконанні цієї нерівності приймач виносить рішення про передачу сигналу

$S_i(t)$. Приймач містить M каналів, в кожному з яких розраховується квадрат

відстані $\|X - S_i\|^2 = \int_0^T [X - S_i(t)]^2 dt, i = 1, \dots, M$, та пристрій, де проходить порівняння

відстаней та приймається рішення щодо сигналу, який надсилаєм.

В загальному випадку алгоритм має вигляд:

(2.25)

$$Y_i > Y_j, i = 1, \dots, M, j = 1, \dots, M; i \neq j.$$

Y_i, Y_j – результати обробки сигналів та завад в каналах приймача. Рішення щодо сигналу, який надсилаємо виноситься по виходу каналу, в якому Y має найбільшу величину. Ймовірність помилки в відображенні сигналу S_i на виході приймача:

$$P_0(S_i) = 1 - P_{np}(S_i)$$

При великому відношенні сигнал-шум розрахунок ймовірності помилки в багатопозиційній системі можливо оцінити сумарною ймовірністю помилки, що створюється сигналом S_i та кожним з $(M-1)$ інших сигналів:

$$P_0(S_i) \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M P_{0ij} \quad (2.26)$$

При $M > 8$, P_0 визначається:

$$P_0 = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \left[1 - \Phi\left(a_{ij} \sqrt{\frac{2E_6}{N_0}}\right) \right]. \quad (2.27)$$

Якщо розглянути ансамблі двовірних сигналів, то в загальному випадку завадостійкість залежить як від виду сигналів, що передаються так від способу прийому. При оптимальному прийомі реалізується потенційна завадостійкість. Тому подальша оптимізація системи передачі повинна проводитись вибором найкращого ансамблю сигналів.

При одному й тому ж самому способі прийому різні ансамблі забезпечують різну завадостійкість. Це зумовлено особливостями розташування меж областей, які оточують кожний сигнал. Ймовірність правильного відтворення будь-якого сигналу можливо збільшити, якщо розсунути межі області цього сигналу. При цьому зменшуються об'єми області сусідніх сигналів, що збільшує ймовірність помилки відтворення цих сигналів. Мінімум середньої ймовірності помилки досягається при розміщенні меж на рівних відстанях від сигнальних точок.

Оптимізація ансамблю зводиться до знаходження такого розміщення сигнальних точок, при якому області сигналів мають найбільшу величину, найбільш близькі одна до одної по розмірам та наближаються по формі до кіл.

Якщо число сигналів в ансамблі, побудованому на основі мережі найбільшої густини вкладки, достатньо велика, тоді таке розміщення сигнальних точок може бути достатньо близьким до оптимального. Області сигналів в цьому випадку однакові, за виключенням крайніх областей.

При великій кількості сигналів в ансамблі M ймовірність помилки залежить від відстані d між ближніми сигнальними точками. Тому порівняння ансамблів можливо проводити по коефіцієнту завадостійкості.

$$a = \frac{d}{2\sqrt{E_6}} \quad (2.28)$$

В цьому випадку відстань d вимірюється разом з енергетичними затратами на передачу одного двійкового символу (біта) :

$$E_6 = \frac{E_c}{\log_2 M} \quad (2.29)$$

В системах з обмеженою середньою потужністю (в одноканальних системах з лінійним каналом та обмеженим енергоресурсом передавача, в багатоканальних системах з розподілом каналів по частоті та інші) використовується середня енергія $E_{\sigma \text{ ср}}$. В системах з обмеженою піковою потужністю завадостійкість оцінюють по відношенню до максимальної енергії сигналу з ансамблю $E_{\sigma \text{ max}}$.

При мінімальній відстані між сигналами d та рівноймовірній передачі сигналів середня енергія дорівнює:

$$E_{\text{ср}} = \frac{d}{2M} \sum_{i=1}^{\frac{M}{2}} (2i-1)^2, \text{ де } M - \text{ парне.} \quad (2.30)$$

В цьому випадку коефіцієнт завадостійкості дорівнює:

$$a_c = \frac{d}{2\sqrt{E_{\sigma \text{ ср}}}} = \sqrt{\frac{M \log_2 M}{2 \sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2}} \quad (2.31)$$

Максимальна енергія, найбільш віддаленого сигналу від початку координат, визначається:

$$E_M = \frac{[(M-1)d]^2}{4} \quad (2.32)$$

Тоді коефіцієнт завадостійкості по максимальній енергії дорівнює:

$$a_M = \frac{d}{2\sqrt{E_{\sigma \text{ max}}}} \sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2}} \quad (2.33)$$

При двійковій передачі $E_c=E_M$ та $a_c=a_M=1$. З ростом числа сигналів в ансамблі M значення коефіцієнтів a_c та a_M поступово згасає, але при цьому збільшується питома швидкість:

$$\gamma_c = \gamma_{0 \text{ max}} = \max H(S)/N = \log M/N \quad (2.34)$$

Питома швидкість є характеристикою ансамблю сигналів. Вона визначає продуктивність джерела рівноймовірних сигналів, що виражена в бітах на один відлік.

На основі вище викладеного коефіцієнти завадостійкості для $M=16, 32, 64, 128$ представлено на рис. 2.7.

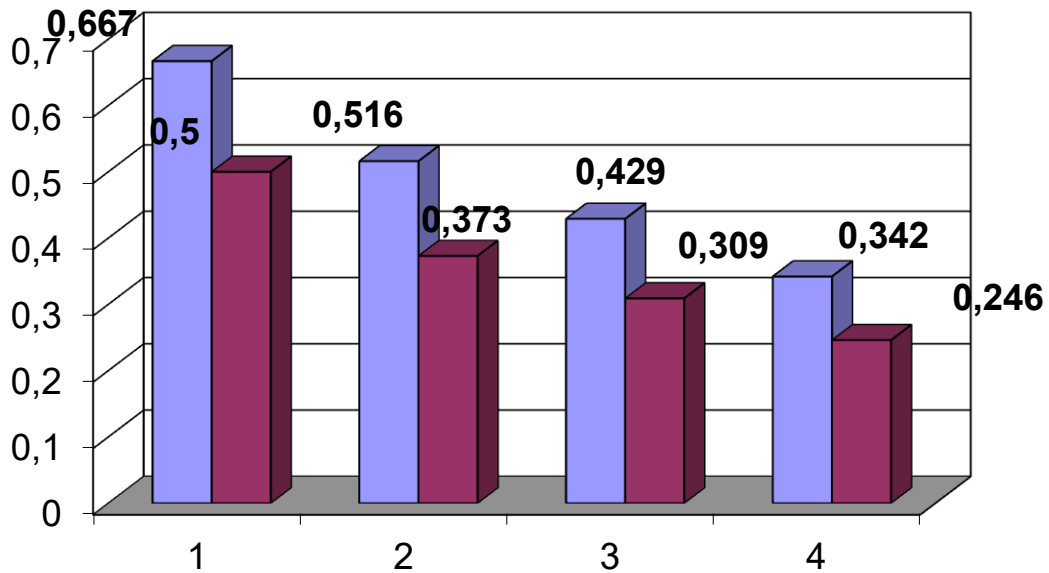


Рис. 2.7. Коефіцієнти завадостійкості для НАР 16, 32, 64, 128

2.4 Способи модуляції

Спосіб модуляції відіграє основну роль у досягненні максимально можливої швидкості передачі інформації при заданій імовірності помилкового прийому. В модемах для телефонних каналів, як правило, використовуються три види

модуляції: частотна, відносна фазова (фазорізницева) і квадратурна амплітудна модуляція, котру часто називають багатопозиційна амплітудно-фазова модуляція. Всі інші види - не більш, ніж варіації цих трьох [10]. Проаналізуємо деякі з них.

Відносна фазова модуляція. При відносній фазовій модуляції - фазорізницевій модуляції (ВФМ, DPSK - Differential Phase Shift Keying) у залежності від значення інформаційного елемента змінюється тільки фаза сигналу при незмінній амплітуді і частоті. Причому кожному інформаційному біту ставиться у відповідності не абсолютне значення фази, а її зміна щодо попереднього значення. Частіше

застосовується чотирьохфазна ВФМ (ВФМ-4), котра базується на передачі чотирьох сигналів, кожний з яких несе інформацію про два біти вихідної двійкової послідовності. Якщо інформаційний елемент є (двобіт), то в залежності від його значення (00, 01, 10 чи 11) фаза сигналу може змінитися на 90° , 180° , 270° або не змінитися зовсім. З теорії інформації відомо, що фазова модуляція найбільш інформативна, однак збільшення числа кодуємих біт вище трьох (8 позицій повороту фази) приводить до різкого зниження завадостійкості. Тому на високих швидкостях застосовуються комбіновані амплітудно-фазові методи модуляції.

Квадратурна амплітудна модуляція. Багатопозиційну амплітудно-фазову модуляцію називають також квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ, QAM, Quadrature Amplitude Modulation). При квадратурній амплітудній модуляції змінюється як фаза, так і амплітуда сигналу, що дозволяє збільшити кількість кодуємих біт і при цьому істотно підвищити завадостійкість. В даний час використовуються способи модуляції, у яких число кодуємих інформаційних біт на одному бодовому інтервалі може досягати 8...9, а число позицій сигналу в сигнальному просторі - 256...512. Квадратурне представлення полягає у представленні коливання лінійною комбінацією двох ортогональних складових - синусоїдальної та косинусоїдальної. Користуючись геометричним трактуванням, кожен сигнал КАМ можна зобразити вектором у сигнальному просторі. Відзначаючи тільки кінці векторів, для сигналів КАМ отримаємо зображення у виді сигнальної точки, координати якої визначаються значеннями $x(t)$ та $y(t)$. Сукупність сигнальних точок утворюють, так зване, сигнальне сузір'я (signal constellation).

$$S(t) = x(t)\sin(\omega t + \varphi) + y(t)\cos(\omega t + \varphi),$$

де $x(t)$ та $y(t)$ - біполярні дискретні величини. Така дискретна модуляція (маніпуляція) здійснюється по двох каналах на несучих, зсунутих на 90° один від одного, тобто знаходяться у квадратурі.

Чотирифазна ФМ зі зсувом (OQPSK – Offset QPSK) дозволяє уникнути стрибків фази на 180° . Формування сигналу в квадратурній схемі проходить за

тими ж принципами, що і в модуляторі ФМ-4, за відмінністю: модуляційні елементи інформаційної послідовності $x(t)$, $y(t)$ зміщені за часом на тривалість одного елемента T . Зміни при такому зміщенні модулюючих потоків визначаються лише одним елементом, а не двома як при ФМ-4. В результаті стрибки фази на 180° відсутні, так як кожний елемент послідовності, що надходить на вхід модулятора синфазного чи квадратурного каналу, може викликати зміни фази на 0 , $+90^\circ$ або -90° . Для опису сигналу характерна взаємна незалежність багаторівневих імпульсів, що маніпулюють $x(t)$, $y(t)$ у каналов, тобто одиничному рівню в одному каналі може відповідати одиничний чи нульовий рівень в іншому каналі. У результаті вихідний сигнал квадратурної схеми змінюється не тільки за фазою, але і амплітудою. Оскільки в кожному каналі здійснюється амплітудна маніпуляція, цей вид модуляції називають квадратурною маніпуляцією зі зміною амплітуди (QASK - Quadrature Amplitude Shift Keying) чи просто квадратурною амплітудною модуляцією - КАМ. Проте, застосування багатоточкової КАМ у чистому виді пов'язано з серйозними проблемами, через недостатність завадостійкості кодування. Тому у всіх сучасних високошвидкісних протоколах використовується різновид цього виду модуляції, так звана, модуляція з ґратчастим кодуванням чи трелліс-кодування (TCM, Trellis Coded Modulation), котра дозволяє підвищити завадозахищеність передачі інформації - знизити вимоги до відношення сигнал/шум у каналі на величину від 3 дБ до 6 дБ.

Суть цього кодування полягає у введенні надмірності. Простір сигналів розширюється вдвічі шляхом додавання до інформаційних бітів ще одного, котрий утворюється за допомогою перевіряючого кодування над частиною інформаційних біт і введенням елементів запізнювання. Розширена в такий спосіб група піддається одній і тій же багатопозиційній амплітудно-фазовій модуляції.

Доцільно вибрати для конкретної реалізації систему багатоканальних сигналів із максимальною еквівалентною енергією.

САР-модуляція. Амплітудно-фазова модуляція з подавленням несучої (САР - Carrier less Amplitude modulation/Phase modulation) є одним із найбільш поширених у даний час на DSL лініях способів модуляції. САР-модуляція є одна з

різновидів КАМ, її особливість полягає в спеціальній обробці модульованого інформаційного сигналу перед відправленням його в лінію. У процесі цієї обробки з спектра модульованого сигналу виключається складова, котра відповідає частоті несучого коливання КАМ. Після того як приймач приймає переданий інформаційний сигнал, він спочатку відновлює частоту несучого коливання, а вже після цього відновлює інформаційний сигнал. Такі маніпуляції з спектром виконуються для того, щоб зменшити частку неінформативної складової у спектрі переданого інформаційного сигналу. Це у свою чергу проводиться для забезпечення більшої енергетики сигналу і зменшення рівня перехресних завад у сигналах, що передаються одночасно одним кабелем. Основні принципи формування вихідного CAP-модульованого сигналу відповідають принципам формування КАМ-сигналу. Відмінності зазначених методів полягають у наявності додаткових процедур, необхідних для формування і відновлення спектра CAP-модульованого сигналу. Для подавлення гармоніки несучого коливання використовуються синфазний і квадратурний фільтри. Для адекватного відновлення сформованого таким чином сигналу на приймаючій стороні повинні бути виконані відповідні операції по відновленню несучого коливання. Тому, принаймні, теоретично приймач CAP може взаємодіяти з передавачем КАМ.

CAP- модуляція використовується для формування сигналів у технологіях xDSL. Відповідно до визначення значення відносного відношення сигнал/шум відповідає рівень завади, при якій імовірність помилкового біта на прийомній стороні не буде перевищувати значення 10^{-7} . Як і у випадку КАМ, завадостійкість методу модуляції зменшується при підвищенні його спектральної ефективності.

Оскільки амплітудно-фазова модуляція з подавленням несучої є, по суті, квадратурно-амплітудною модуляцією, їй властиві всі позитивні якості, що притаманні цьому класу способів - відносна простота реалізації і висока спектральна ефективність. Безсумнівною перевагою CAP-модуляції є висока енергетична ефективність зформованого сигналу. Саме цей спосіб модуляції теоретично спроможний забезпечити максимальні значення відношення сигнал/шум. Усі ці позитивні якості CAP-модуляції дозволяють застосовувати її

для побудови ефективних і економічних приймально-передавальних пристроїв широкого спектра технологій DSL - від SDSL до VDSL.

Спосіб DMT- модуляції. Багаточастотний спосіб модуляції (для побудови цифрових абонентських ліній ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) регламентовано рекомендацією ITU G.992 метод передавання ортогональними гармонійними сигналами, що одержав назву у закордонній літературі - DMT (Discrete Multi Tone.) Основні положення цього методу модуляції були сформульовані й запатентовані фахівцями Amati Communications ще на початок 1990 р. У 1993 р. технологія була обрана ANSI для реалізації у перспективних системах передачі даних. Складність технічної реалізації даного способу на початковому етапі його розвитку обмежувала область можливого застосування. Проте сьогодні спосіб DMT має численні технічні реалізації і є одним з основних способів модуляції найбільш перспективних технологій xDSL – ADSL і VDSL. Технологія DMT використовує принцип поділу спектра на велику кількість вузько-смугових каналів і паралельну передачу малих фрагментів даних у кожному каналі одночасно. Кожний з каналів модулюється окремо (використовується амплітудно-фазова модуляція), при цьому частота модуляції дорівнює середній частоті кожного з каналів. Згідно стандарту ANSI T1.413 весь частотний діапазон поділяється на смуги шириною по 4,3125 кГц. На етапі входження у зв'язок, а саме на етапі перевірки якості лінії, передавач, виходячи з рівня завад у частотному діапазоні ділянки, для кожного з окремих каналів вибирає придатну схему модуляції. На «чистих» частотних ділянках з малим рівнем шумів можуть бути використані методи з великими значеннями спектральної щільності, наприклад, КАМ-64, у той час, як на більш зашумлених ділянках можуть бути використані простіші алгоритми модуляції, наприклад, ФМ-4. Нижня частота виділяється для можливості передачі голосу одночасно з даними. Виділяється 256 підканалів, нумерація - лівостороння, з них 32-250 (136 кГц - 1.1 МГц) підканали для передачі в одному напрямку (щодо користувача це прийом даних чи downstream) і 6-31 (24 кГц – 136 кГц) підканали для передачі

даних у зворотному напрямку (щодо користувача – чи передача upstream), при цьому підканали 16 і 64 виділяються під пілот-канали для синхронізації.

Кожний підканал - це канал передачі даних із швидкістю 4 кБода і модуляцією QAM, при використанні 15-16 кратної маніпуляції швидкість передачі може досягати 60-64 кБіт/с. Однак, кратність маніпуляції для кожного з підканалів визначається незалежно один від одного, цілком залежить від співвідношення сигнал-шум у даному підканалі і може бути від 0 до 16 Біт/сек на Герц, у даному випадку залежність прямопропорційна. Значне збільшення швидкості передачі інформації також зумовлює підвищення точності і швидкодії використовуваних систем фазової синхронізації. Тому використання такого принципу регулювання швидкості передачі даних дозволяє найбільш точно узгодити параметри модульованого сигналу з параметрами лінії, якою він буде передаватися, тобто є найбільш адаптованим до умов лінії. При передачі даних інформація розподіляється між незалежними каналами пропорційно їх пропускній спроможності, приймач виконує операцію демультимплексування та відновлює вихідний інформаційний потік.

Спосіб DMT складний для апаратної реалізації, але при сучасному розвитку технологій DMT затверджено як основний спосіб модуляції стандартів ANSI для технологій ADSL та VDSL.

3 АНАЛІЗ І СПОСОБИ ОРГАНІЗАЦІЇ КАНАЛУ УПРАВЛЯЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ІНВАРІАНТНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ

3.1 Дослідження умов і методів досягнення інваріантності

Проведемо дослідження способів організації каналу управляючої інформації з інваріантними характеристиками завадостійкості, які є найважливішою задачею для систем керування з різнорідними телекомунікаційними мережами.

Слова «інваріант», «інваріантний» означають «незмінний». Ці терміни спочатку використовувалися в математиці, причому інваріантом називається величина (чи математичне вираз, формула), що характеризує деякий математичний чи фізичний об'єкт і не змінюється при певних його перетвореннях. Наприклад, дисперсія $D(\xi)$ випадкової величини ξ не змінюється від додавання до останньої довільної постійної величини a , отже, величина $D(\xi)$ є інваріантом перетворення виду $\xi + a$, тобто:

$$D(\xi) = \text{in var}(\xi + a) \quad (3.1)$$

або

$$D(\xi) = \text{in var } a, \quad (3.2)$$

тобто $D(\xi)$ є інваріантом перетворення $\xi + a$ або $D(\xi)$ інваріантна до впливу a .

Поняття інваріантності часто використовується в технічних науках для визначення властивості стійкості, нечутливості технічних систем до випадкових змін їхніх параметрів і до різних заважаючих впливів.

Під інваріантністю розуміємо здатність системи автоматичного регулювання протистояти заважаючим впливам. У ролі інваріанта виступає тут величина управляючого впливу по одній з координат (чи просто керування). Якщо керування по деякій координаті не залежить від заважаючого впливу, то система автоматичного регулювання називається інваріантною.

Проаналізуємо кілька форм інваріантності, що відрізняються умовами і методами досягнення інваріантності.

Перша форма припускає існування двох каналів передачі впливу, причому вплив по другому, штучно введеному каналу компенсує вплив по першому каналу. Умовою досягнення першої форми інваріантності є (крім існування двох каналів) можливість одержання рівного нулю сумарного коефіцієнта передачі по заважаючому впливі, від точки прикладання впливу до регульованої координати. Друга форма інваріантності пов'язана з використанням глибокого негативного зворотного зв'язку. Якщо величина управляючого сигналу по деякій координаті відома, то відхилення від неї, викликані заважаючим збурюванням, можна компенсувати за допомогою спеціального ланцюга зворотного зв'язку. При дуже великому коефіцієнті підсилення в ланцюзі будь-які відхилення практично цілком компенсуються [12].

Третя форма інваріантності в системах досягається при одноканальній передачі збурювання до точки керування шляхом створення ланцюга з рівною нулеві передатною функцією для збурювання. Створення подібного ланцюга можливо тільки при апріорно відомій формі збурюючого впливу.

Поряд з інваріантними системами існують і інваріантні системи управління мережами зв'язку (СУМЗ), що і є предметом аналізу даного розділу.

Слід відразу ж зазначити, що термін «інваріантна система» вимагає додаткового визначення, а саме: необхідно вказати, яка числова характеристика системи є інваріантом і відносно яких перетворень чи впливів. У випадку коли в СУМЗ в ролі заважаючих впливів виступають перешкоди, а характеристикою системи, що повинна бути інваріантом перешкод, є її завадостійкість, виражена кількісно, наприклад, через імовірність помилки, якщо мова йде про канали передачі управляючої інформації.

СУМЗ, кількісна характеристика завадостійкості якої є інваріантом певного класу перешкод, будемо називати інваріантною стосовно даних перешкод. Це визначення інваріантної СУМЗ можна представити в математичній формі, аналогічній формулі (3.1) або (3.2). Якщо позначити через P деяку кількісну

характеристику завадостійкості зв'язку, наприклад імовірність помилки, а через Ξ – безліч реалізацій розглянутої перешкоди, то в системі, інваріантної до перешкоди Ξ ,

$$P = \text{invar} \Xi. \quad (3.3)$$

Запис виду (3.3) досить часто використовується далі, причому в лівій частині рівності завжди стоїть числова характеристика завадостійкості даної СУМЗ, а праворуч – позначення перешкоди, стосовно якої ця характеристика є інваріантом.

Слід спеціально зазначити відмінності в проблематиці інваріантних СУМЗ в порівнянні з інваріантними системами автоматичного регулювання.

У системах автоматичного регулювання впливи, що заважають, і управляючі сигнали, як правило, просторово розділені (у всякому разі, у рамках вивчених у теорії інваріантності ситуацій). Це дозволяє вимірювати заважаючий вплив, (навіть якщо він є випадковим) і застосовувати всілякі компенсаційні методи реалізації інваріантності (див. першу і другу форми інваріантності).

У СУМЗ корисний сигнал і перешкода діють в одній і тій же точці (наприклад, на вході приймача) і, як правило, принципово не можуть бути цілком розділені. У СУМЗ завжди є суміш сигналу з перешкодою (зокрема, адитивна). Унаслідок цього в СУМЗ, як правило, неможливо або важко використовувати компенсаційні методи придушення перешкод і проблема досягнення інваріантності вирішується іншими способами, не характерними для систем автоматичного регулювання.

Інша особливість проблематики інваріантності СУМЗ полягає в тому, що в ролі інваріанта тут виступає не миттєве значення вихідної величини, а деяка її статистична характеристика, наприклад математичне очікування. Прикладом може служити імовірність помилки, що є математичним очікуванням періодичності помилок.

Імовірно, виникає запитання, чи існують інваріантні СУМЗ, і чи не суперечить це принципу інваріантності? Розглянемо роль і значення інваріантних систем управління у сучасній техніці зв'язку [15].

До сучасних СУМЗ пред'являються досить жорстокі вимоги по завадостійкості. СУМЗ, тому, найбільш важливою є задача забезпечення збору даних про стан параметрів контрольованих об'єктів. Для передачі управляючої інформації в СУМЗ доцільно використовувати канали зв'язку різного типу, які є основою, зокрема місцевих мереж зв'язку. Проаналізуємо методи досягнення цієї мети. У каналі зв'язку з постійними характеристиками імовірність помилки є постійною величиною, і, отже, можна заздалегідь спроектувати систему так, щоб її завадостійкість задовольняла заданим вимогам.

У каналах зв'язку з змінними характеристиками імовірність помилки є змінною величиною (неоднорідний канал зв'язку). У цьому випадку, якщо навіть вдається забезпечити середнє значення імовірності помилки нижче заданої припустимої величини, в окремі інтервали часу імовірність помилки стає більше припустимого значення. Більш того, у нестационарному каналі зв'язку, на відміну від стаціонарного, зменшення середньої імовірності помилки не свідчить однозначно про поліпшення якості функціонування системи. Якщо, наприклад, поряд зі зменшенням середньої імовірності помилки збільшився відсоток випадків, коли імовірність помилки більше припустимої, то варто вважати, що завадостійкість системи не збільшилася, а зменшилася.

Таким чином, для забезпечення прийнятної якості роботи реальної системи передачі дискретної інформації в каналі зі змінними характеристиками необхідно підтримувати імовірність помилки на рівні, що не перевищує деякої заданої припустимої величини. Ця задача може вважатися виконаною, якщо:

- імовірність помилки менше заданої і залишається незмінною, незважаючи на наявність завад, що викликають нестационарність каналу зв'язку;
- імовірність помилки під впливом завад, що викликають нестационарність каналу, змінюється довільно в області значень, менших заданого, і не перевершує цього значення ні при яких змінах характеристик каналу зв'язку.

В обох випадках можна говорити, що задана якість функціонування системи досягається завдяки незмінності ймовірності помилки, її незалежності (повної в першому випадку і часткової в другому) від тих причин, що викликають не

стаціонарність каналу зв'язку. Для позначення цієї властивості доречно використовувати термін «інваріантність».

Таким чином, потреба в інваріантних СУМЗ викликається необхідністю забезпечення заданої якості передачі інформації в каналі зі змінними характеристиками.

Зміни характеристик каналу зв'язку викликаються дуже різноманітними по своїй природі перешкодами - адитивними і неадитивними.

Адитивна перешкода складається з корисним сигналом, і на вхід приймача надходить перекручений сигнал. Параметри адитивної перешкоди безпосередньо визначають завадостійкість СУМЗ, і якщо вона є нестаціонарним випадковим процесом, то імовірність передачі інформації змінюється. Якщо, наприклад, потужність перешкоди збільшується з часом, то збільшується й імовірність помилки при прийомі одного елемента повідомлення.

Неадитивні перешкоди (визначення яких містить у собі заперечення властивості адитивності) приводять до зміни окремих параметрів сигналу і каналу. Наприклад, під впливом неадитивних перешкод може змінюватися частота сигналу чи коефіцієнт передачі каналу. Як правило, зміну параметрів каналу можна виразити через зміни параметрів сигналу. Неадитивні перешкоди непрямым чином впливають на завадостійкість: при зміні параметрів сигналу умови прийому поліпшуються чи погіршуються, отже, за інших рівних умов змінюється й імовірність помилки. Побудова ефективної системи передачі управляючої інформації, інваріантної до адитивної чи не адитивної перешкоди, і є основною задачею, яка вирішується далі.

3.2 Система з постійними параметрами, інваріантна до адитивної перешкоди

В каналах зв'язку часто приходиться зіштовхуватися з наявністю перешкод, які називають зосередженими по спектру, тому що, на відміну від потужності теплового шуму, їхня потужність зосереджена в порівняно вузькій смузі частот.

Якщо ця смуга менше, ніж $1/T$, то на інтервалі тривалості посилки T зосереджену заваду можна приблизно представити у виді гармонійного коливання з випадковими амплітудою, частотою і фазою:

$$\xi(t) = a_n \cos(\omega_n t + \varphi_n). \quad (3.4)$$

Якщо амплітуда корисного сигналу a_c порівняна з амплітудою перешкоди a_n , то, як правило, прийом сигналу стає неможливим через часті збої. Безпомилковий прийом в цих умовах можна забезпечити, якщо вибрати в якості корисний сигнал більш складної форми, ніж завада (3.4).

Виберемо, наприклад, сигнал у виді гармонійного коливання яке маніпулюється по фазі (так званий послідовний складений сигнал):

$$S(t) = \text{sign}\left(\sin\frac{\pi}{\Delta T}t\right) a_c \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad (3.5)$$

де ΔT – тривалість елемента складеного сигналу, значно менша тривалості посилки, тобто $\Delta T \ll T$.

Дві посилки сигналу (3.5), що мають протилежні початкові фази φ_c , зображені на рис. 3.1, б. Думаємо, що в системі здійснюється фазова чи фазорізницева модуляція сигналу (3.5).

На рис. 3.1, г представлена реалізація перешкоди (3.4), причому розглядається випадок, коли частота перешкоди збігається з частотою сигналу ($\omega_n = \omega_c$); амплітуда перешкоди також обрана рівній амплітуді сигналу ($a_n = a_c$) для зручності порівняння результатів їхньої обробки на виході приймача.

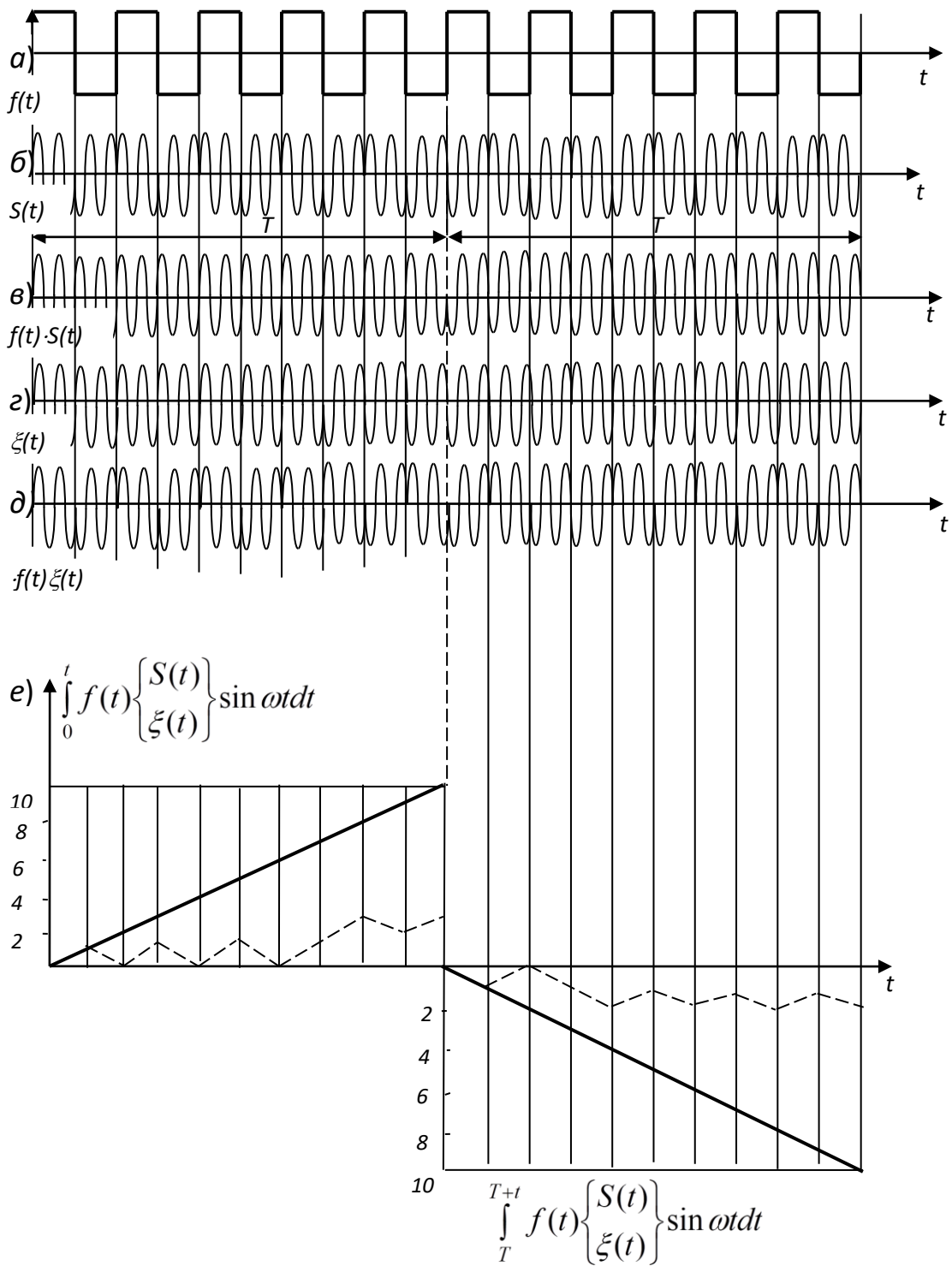


Рис. 3.1. Перетворення сигналу та завади у приймачі широкопasmової СУМЗ

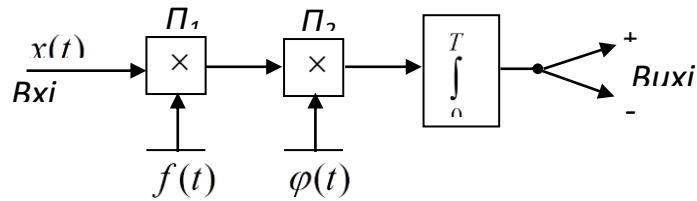


Рис. 3.2. Структурна схема приймача послідовного складеного сигналу

Простежимо тепер за перетвореннями сигналу і перешкоди в приймачеві. Приймач (рис. 3.2) складається з двох послідовно включених помножувачів Π_1 і Π_2 , що здійснюють множення прийнятого сигналу

$$x(t) = S(t) + \xi(t) \quad (3.6)$$

на опорні коливання $f(t) = \text{signsin} \frac{\pi}{\Delta T} t$ та $\varphi(t) = a_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$, і інтегратора. Так

як схема лінійна, можна розглянути окремо перетворення сигналу і перешкоди. Результати перемножування на виході Π_1 відповідно для сигналу і перешкоди представлені на рис. 3.1, в і 3.1, д. Як видно, у результаті перемноження широкопasmовий сигнал перетворився у вузькопasmовий, а вузькопasmова перешкода – у широкопasmову. Оскільки наступна частина схеми (Π_2 і інтегратор) є активний фільтр (корелятор), погоджений з вузькопasmовим сигналом, ефект впливу широкопasmовій перешкоді на виході інтегратора виявляється незначним. На рис. 3.1, е показаний вид вихідних напруг сигналу (суцільні лінії) і перешкоди (пунктирні лінії). Незважаючи на те, що потужність сигналу в даному випадку дорівнює потужності перешкоди, ефект перешкоди на виході приймача в багато разів (у даному випадку в п'ять – десять разів) менше ефекту сигналу [17].

Помітимо, що при обраній амплітуді перешкоди ніяка її реалізація не може привести до збою, тобто розглянута система строго (абсолютно) інваріантна до зосередженої по спектру перешкоди з обмеженою амплітудою. Неважко зрозуміти, що це досягнуто за рахунок надмірності сигналу, що складається з десяти елементів, що несуть ту саму інформацію. Збільшуючи число елементів

сигналу, тобто його надмірність, можна зменшувати ефект дії перешкоди або, що теж саме, забезпечувати інваріантність системи до перешкод з великим діапазоном зміни амплітуди.

Для забезпечення інваріантності до перешкод з амплітудами $a_n \leq \max a_n = A_n$ необхідно, щоб число елементів m складеного сигналу (3.5) було не менше ніж

$$m = 2 \div 3 \frac{A_n}{a_c} \quad (3.7)$$

Якщо співвідношення (3.7) виконується, то імовірність помилки в даній системі дорівнює нулю і, отже, $p = \ln \text{var } \xi$.

При заданій швидкості передачі інформації збільшення надмірності сигналу m приводить до пропорційного розширення його спектра – це і є плата за досягнуту інваріантність системи до зосереджених по спектрі перешкод. Розглянута система зв'язку являє найпростіший приклад дуже розповсюджених зараз широкосмугових систем зі складеними сигналами. Ці системи докладно розглянуті в спеціальних монографіях [13, 15].

У реальних широкосмугових системах справа ускладнюється тим, що, крім зосереджених перешкод, у них діє флуктуаційний шум. (Математичною моделлю флуктуаційного шуму є гаусівський випадковий процес з нульовим середнім значенням і постійною спектральною щільністю потужності.) Завадостійкість системи стосовно флуктуаційному шуму визначається винятково відношенням енергії сигналу Q до спектральної щільності потужності шуму σ_0^2 , тобто величиною

$$h^2 = \frac{Q}{\sigma_0^2} = \frac{P_c T}{\sigma_0^2} = \frac{P_c}{P_n} \Delta f T,$$

де P_c – потужність сигналу, P_n – середня потужність перешкоди, T – тривалість посилки сигналу, Δf – ширина смуги пропуску каналу), і не залежить від форми сигналу, у тому числі від числа елементів складеного сигналу з фіксованою енергією.

Як же визначити інваріантність системи стосовно зосередженої перешкоди ξ при наявності флуктуаційного шуму. Оскільки дія флуктуаційного шуму цілком визначається величиною h , варто вважати систему інваріантною до перешкоди ξ , якщо залежність імовірності помилки від h не змінюється при дії ξ . Таким чином, у даному випадку як інваріант стосовно впливу ξ виступає не число, а функція $p(h)$. У розглянутій широкосмуговій системі ця функція не є строгим інваріантом впливу ξ , однак при великій надмірності складеного сигналу функція $p(h, \xi)$ мало відрізняється від функції $p(h, 0)$ і, отже, можна говорити, принаймні, про часткову, відносну інваріантність системи до перешкоди ξ .

Відповідна поняттю відносності інваріантності математичний запис має вид.

$$p(h) \approx \text{in var } \xi . \quad (3.8)$$

Надмірність складених сигналів прийнято оцінювати величиною їхньої бази, під якою будемо розуміти добуток тривалості T сигналу на ширину його спектра Δf . Тому що $\Delta f \approx 1/\Delta T$, то база сигналу приблизно дорівнює числу елементів складеного сигналу: $\Delta f T = m$. Збільшуючи базу сигналу, можна принципово як завгодно наблизити функцію $p(h, \xi)$ до функції $p(h, 0)$, тобто відносно інваріантну систему до абсолютно інваріантної.

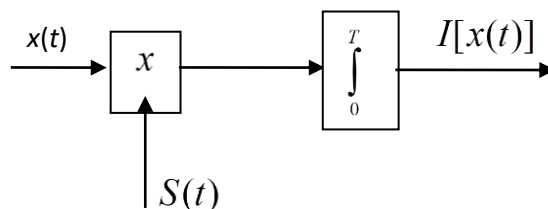


Рис. 3.3. Структурна схема когерентного приймача

Як оцінити величину бази сигналу, необхідну для досягнення заданого ступеня інваріантності системи? У випадку обох перешкод – флуктуаційного шуму

і зосередженої перешкоди – співвідношення (3.7) можна розглядати як необхідне, але аж ніяк не достатньою умовою інваріантності. Для перебування достатньої умови варто визначити залежність програшу в завадостійкість (у порівнянні з випадком відсутності перешкоди ξ) від ΔfT .

Програш у завадостійкості зручно виражати величиною еквівалентного збільшення енергії сигналу, необхідної для компенсації цього програшу. Оцінимо енергетичний програш, викликаний появою зосередженої перешкоди на виході когерентного приймача (рис. 3.3), що обчислює згортку прийнятого сигналу $x(t)$ [формула (3.6)] і опорного коливання $S(t)$:

$$J[x(t)] = \int_0^T x(t)S(t)dt. \quad (3.9)$$

Інтеграл (3.9) розпадається на два:

$$J[x(t)] = \int_0^T S^2(t)dt + \int_0^T \xi(t)S(t)dt.$$

перший із яких дорівнює енергії корисного сигналу, а другий являє собою ефект дії перешкоди. Розклавши сигнал і перешкоду в ряд Фур'є на інтервалі $[0, T]$ і обмежившись тільки доданками з частотами усередині смуги пропускання каналу, одержимо:

$$J[x(t)] = P_c T + \frac{T}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} a_k \alpha_k + b_k \beta_k,$$

де a_k, b_k – коефіцієнти розкладання сигналу, α_k, β_k – коефіцієнти розкладання завади, $k_2 - k_1 + 1 = \Delta fT$ – база сигналу.

Якби завади ξ не було, завадостійкість системи визначалася б енергією сигналу $Q = P_c T$. При наявності зосередженої завади енергія сигналу в гіршому випадку, коли результати обробки сигналу і завади мають різні знаки, зменшується на

величину $\gamma = \frac{T}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} a_k \alpha_k + b_k \beta_k$ і стає рівною:

$$Q_{\text{экв}} = Q - |\gamma|. \quad (3.10)$$

Оцінимо максимум величини $|\gamma|$, вважаючи, що сигнал має рівномірний спектр і що $a_k = b_k = c$. Тоді

$$\gamma = \frac{cT}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} \alpha_k + \beta_k.$$

Виразував коефіцієнти Фур'є α_k і β_k для завади (3.4), отримаємо

$$\begin{aligned} \sum_{k=k_1}^{k_2} \alpha_k + \beta_k = & \sum_{k=k_1}^{k_2} \cos \varphi_n \frac{\sin \Delta \omega_k T}{\Delta \omega_k T} + \sin \varphi_n \frac{\cos \Delta \omega_k T - 1}{\Delta \omega_k T} - \sin \varphi_n \frac{\sin \Delta \omega_k T}{\Delta \omega_k T} + \\ & + \cos \varphi_n \frac{\cos \Delta \omega_k T - 1}{\Delta \omega_k T} \end{aligned}$$

де $\Delta \omega_k = \omega_n - k \frac{2\pi}{T} = 2\pi(f_n - k/T)$.

Враховуючи, що

$$\left| \sin(\Delta \omega_k T + \varphi_n) + \cos(\Delta \omega_k T + \varphi_n) - \sin \varphi_n - \cos \varphi_n \right| < 3,$$

отримаємо

$$\left| \sum_{k=k_1}^{k_2} \alpha_k + \beta_k \right| < 3a_n \sum_{k=k_1}^{k_2} 1/\Delta \omega_k T,$$

так як $\Delta \omega_k = \omega_n - k \frac{2\pi}{T}$ та $k_1 \frac{2\pi}{T} \leq \omega_n \leq k_2 \frac{2\pi}{T}$

Таким чином, для ефекту дії завади на виході приймача справедлива наступна оцінка зверху:

$$|\gamma| < \frac{3ca_n T (\ln \Delta f T + 1)}{4\pi}. \quad (3.11)$$

Знайдемо тепер величину $q = Q/Q_{\text{эке}}$, що показує, у скільки разів енергія сигналу більше еквівалентної енергії сигналу з урахуванням дії зосередженої завади [7].

Для цього виразимо величину коефіцієнтів розкладання сигналу через його потужність. Скориставшись співвідношенням $\sum_{k=k_1}^{k_2} a_k^2 + b_k^2 = P_c$, з урахуванням

рівності $a_k = b_k = c$ одержимо:

$$c = \sqrt{\frac{P_c}{2\Delta f T}}. \quad (3.12)$$

Підставивши (3.12) у (3.11), на підставі (3.10) одержуємо

$$q < \frac{Q}{Q - |\gamma|} \approx \left[1 - \frac{3}{4\pi} \sqrt{\frac{P_n}{P_c}} \frac{1}{\sqrt{\Delta f T}} \ln(\Delta f T + 1) \right]^{-1}. \quad (3.13)$$

Звідси випливає, що при будь-якому фіксованому відношенні потужності завади до потужності сигналу P_n/P_c можна як завгодно послабити ефект дії завади шляхом збільшення бази сигналу $\Delta f T$. Зокрема, якщо за умовою відносності інваріантності задане максимально припустиме перевищення q , то можна знайти базу $\Delta f T$, при якій буде досягнутий заданий ступінь відносної інваріантності розглянутої широкосмугової системи до зосередженої завади.

Приведений приклад інваріантної системи передачі дискретної інформації дозволив самим звичайним чином розглянути ряд понять. Головними з них є поняття «абсолютно» і «відносно» щодо інваріантних систем. Важливими є також особливості визначення інваріантності системи до деякої завади ξ у випадках:

1- коли ця завада єдина; 2- коли, крім її, є деяка стаціонарна завада (наприклад, білий гаусівський шум), стосовно якої система будується як неінваріантна.

3.3 Система зі змінними параметрами, інваріантна до адитивної завади

Дослідимо систему, адитивної схеми у виді гармонійного коливання з випадковими амплітудою, частотою і фазою, однак без обмеження на сталість параметрів прийомного пристрою. Виникає питання: чи можна в системах з змінними параметрами одержати кращі результати з погляду досягнення інваріантності, чим у системах з постійними параметрами?

Ясно, що системи зі змінними параметрами, у принципі, мають великі можливості. Наприклад, потенційна завадостійкість систем передачі дискретної

інформації досягається при використанні когерентного приймача. Когерентний же прийом може бути практично реалізований тільки в адаптивному пристрої, оскільки когерентне із сигналом опорне коливання формується з прийнятої суміші сигналу з завадою за допомогою спеціальних пристроїв автоматичного підстроювання частоти і фази [16]. З погляду досягнення інваріантності до зосередженого по спектру завади системи з змінними параметрами також мають переваги в порівнянні із системами з постійними параметрами.

У системі з постійними параметрами інваріантність до такої завади (абсолютна чи відносна) можна досягти тільки шляхом ускладнення сигналу, збільшення його бази ΔfT . Як правило, базу не можна збільшувати безмежно, тому що при заданій швидкості передачі символів, рівної $1/T$, це можна зробити тільки розширивши смугу частот каналу, що завжди важко. Наприклад, у короткохвильовому радіоканалі смуга частот, що відводиться одній станції, не може бути більше декількох десятків кілогерців. Якщо навіть $\Delta f = 100$ кГц, то при швидкості маніпуляції 300 посилок/с ($T = 3/33$ мс) база системи $\Delta fT = 330$. При такій базі максимально припустиме перевищення потужності завади над потужністю сигналу дорівнює тільки десяти ($P_{\text{п}}/P_{\text{с}} = 10$), якщо вважати за можливе зменшення вдвічі ($q = Q/Q_{\text{зкв}}$) еквівалентної енергії сигналу(3.13).

Крім того, при розширенні смуги пропускання каналу збільшується імовірність влучення в неї декількох вузькосмугових завад, що викликає додаткових труднощів.

Таким чином, можливості досягнення інваріантності в рамках систем з постійними параметрами обмежені (з чого, однак, не випливає, що цими можливостями потрібно зневажати). Розглянемо тепер широкосмугову систему зі складеним сигналом і адаптивним прийомним пристроєм (рис. 3.4). Нехай як елементи складеного сигналу використовуються гармонійні коливання з частотами $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m$, а сам сигнал являє собою суму цих коливань. Такий сигнал називається паралельним складовим, тому що кожен інформаційний символ переноситься в той же час всіма елементами сигналу. Вид модуляції

елементів складеного сигналу в даному прикладі не істотний: це може бути, наприклад, частотна чи фазорізницева модуляція [9]. Важливо тільки, щоб спектри модульованих елементів складеного сигналу не перекривалися.

У прийомному пристрої (рис. 3.4) сигнал проходить через систему смугових фільтрів $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_m$ із частотами настройки $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m$, у результаті чого окремі частотні складові (елементи складеного сигналу) виявляються цілком розділеними на виходах смугових фільтрів. Кожен елемент складеного сигналу проходить потім через підсилювач $\Pi_{\text{під}}$ з регульованим коефіцієнтом передачі і надходить на демодулятор. Потім демодульовані елементи складеного сигналу спільно обробляються з метою ухвалення рішення про переданий інформаційний символ. Через те що вони несуть ту саму інформацію, переданий символ можна визначати «методом голосування» по більшості результатів демодуляції елементів сигналу – у цьому випадку суматор Σ виконує роль мажоритарної логічної схеми. Можна також скласти аналогові напруги на виходах демодуляторів (до ухвалення рішення про переданий символ у кожному демодуляторі), тоді суматор являє собою пристрій додавання аналогових сигналів.

Не будемо поглиблюватися в деталі роботи вихідної частини розглянутого адаптивного приймача; істотним зараз є те, що в ньому мається m галузей обробки сигналів, що несуть ту саму інформацію, і що результуючий ефект складається з приватних ефектів на виходах розділових фільтрів. Можливість досягнення інваріантності в розглянутій системі заснована на тому, що зосереджена по спектру завада проходить тільки через один з розділових фільтрів і, отже, уражає тільки одну з m галузей приймача. Якщо виключити з подальшої обробки цю уражену галузь, то система буде абсолютно інваріантною до завади ξ , тобто для неї можна записати $p = \text{in var } \xi = 0$.

Для визначення ураженою завадою галузі приймача служить пристрій виміру параметрів завади. Алгоритми його роботи можуть бути дуже різними. Оскільки в складеному сигналі мається велика надмірність, то, порівнюючи результат сумарної обробки сигналу з результатами обробки в кожній з галузей,

можна виявляти найменш «якісну» галузь. Пристрій виміру параметрів завади може також визначати рівень завади в галузях шляхом порівняння рівня сигналу на виході кожного фільтра із середнім рівнем сигналу на виході всіх розділових фільтрів. При будь-якому алгоритмі роботи пристрою виміру завад воно повинно виробити команду на установку коефіцієнтів передачі відповідного підсилювача; при дуже сильній заваді в i -й галузі коефіцієнт передачі i -го підсилювача практично дорівнює нулю.

При наявності, крім зосередженої завади ξ , ще і флуктуаційної у розглянутій системі з змінними параметрами так само, як у системі з постійними параметрами, можлива тільки відносна інваріантність до завади ξ . Дійсно, при запиранні однієї з галузей приймача разом з завадою усувається і частина корисного сигналу, тому імовірність помилки при наявності зосередженої завади трохи більше, ніж без неї. Правда, це збільшення імовірності помилки можна зробити дуже незначним шляхом збільшення надмірності сигналу і відповідно числа галузей прийому. Однак, як вказувалося в попередньому прикладі, на шляху збільшення надмірності (бази) складеного сигналу мають визначені завади. Перевага інваріантної до зосередженої завади системи з змінними параметрами в порівнянні із системою з постійними параметрами, інваріантної до тієї ж завади, полягає в тому, що вона може забезпечити інваріантність (абсолютну чи відносну) до завад зі значно великим діапазоном амплітуд.

У системі з постійними параметрами інваріантність забезпечується стосовно завади з амплітудою, що не перевершує визначену величину, що залежить від бази (надмірності) складеного сигналу. У розглянутій системі з змінними параметрами, як неважко помітити, максимальна припустима амплітуда завади не залежить від бази сигналу і визначається винятково здатністю смугових фільтрів придушувати сигнали, що лежать по частоті поза смугою пропускання. Тому що неважко побудувати фільтри з загасанням у сотні разів поза смугою пропускання, то така система може забезпечити придушення практично як бажано великої завади. Правда, для забезпечення малого програшу в завадостійкості при дії флуктуаційного шуму в системі з змінними параметрами також потрібно досить

велика база сигналу (щоб придушення сильної зосередженої завади не приводило до значного зменшення енергії корисного сигналу).

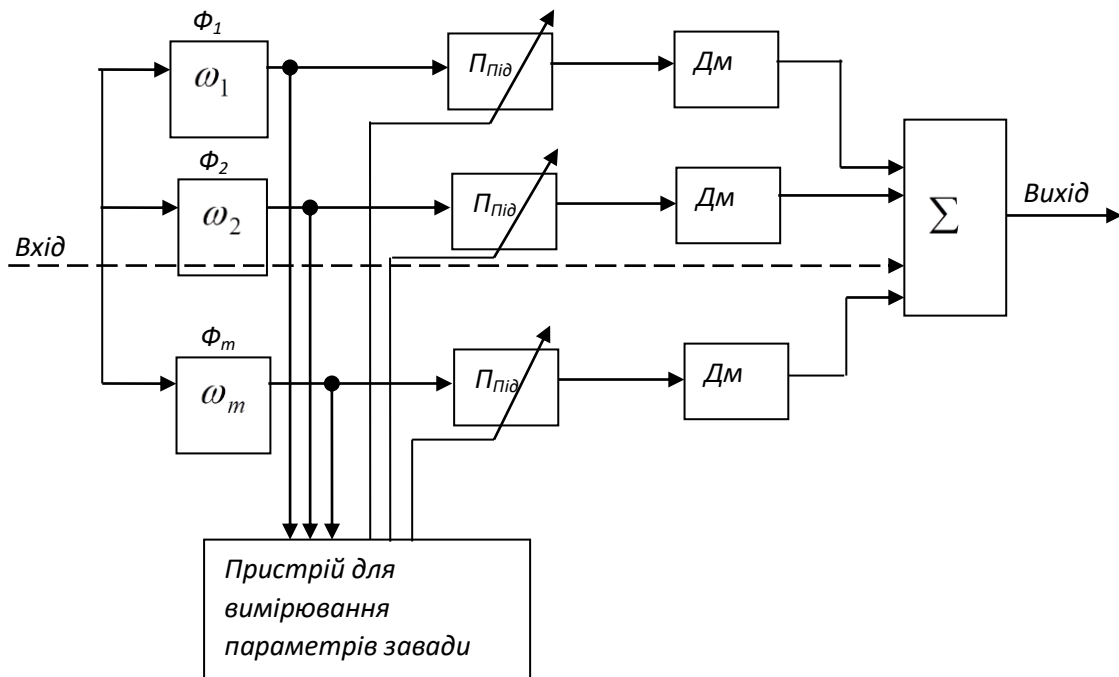


Рис. 3.4. Структурна схема широкосмугової системи зі складеним сигналом і адаптивним прийомним пристроєм

Таким чином, розглянута система з змінними параметрами є інваріантною до зосередженого по спектрі заваді; у порівнянні із системами аналогічного призначення з постійними параметрами вона інваріантна до більш широкого класу зосереджених завад. Інваріантність широкосмугових системи з рівнобіжним складеним сигналом досягнута шляхом застосування складного сигналу з великою базою і ускладненням приймача, що повинний бути адаптивним.

1.4 Система з постійними параметрами, інваріантна до неадитивної завади

Загалом неадитивна завада викликає випадкові зміни параметрів сигналу. Розглядається сигнал з випадковою частотою. Причини, що викликають зміни частоти сигналу, дуже різноманітні: нестабільність генераторів, що задають, у каналі зв'язку, швидке переміщення джерела електромагнітних коливань чи середовища, що відбиває ці коливання (ефект Доплера), і т.д. Бувають, крім того, випадки, коли частота сигналу строго фіксована і стабільна, але точно не відома в місці прийому. Абстрагуючи від конкретної причини, що викликає невизначеність частоти сигналу, будемо вважати, що на вихід демодулятора з постійними параметрами надходить сигнал

$$x(t) = a \sin[(\omega_0 + \xi)t + \varphi], \quad (3.14)$$

де ξ – випадкова величина, рівна відхиленню частоти сигналу від середнього значення ω_0 [13].

Помітимо, що оскільки частота сигналу невідома, то в класі систем з постійними параметрами не можна здійснити прийом сигналу (3.14) когерентним чи оптимальним некогерентним методом і варто використовувати автокореляційний (енергетичний) прийом.

Алгоритм автокореляційного прийому сигналу з однократною фазорізницевою модуляцією першого порядку (ФРМ-1) має вид [14]

$$I = \text{sign} \int_0^T x_n(t) x_{n-1}(t) dt \quad (3.15)$$

де $I = \pm 1$ – переданий інформаційний символ, $x_n(t)$ і $x_{n-1}(t)$ – дві послідовні посилки сигналу, рівні, згідно формулі (3.14):

$$x_{n-1}(t) = a \sin[(\omega_0 + \xi)t + \varphi_{n-1}], (n-1)T \leq t \leq nT,$$

$$x_n(t) = a \sin[(\omega_0 + \xi)t + \varphi_n], nT \leq t \leq (n+1)T$$

Структурна схема автокореляційного приймача сигналів із ФРМ-1 представлена на рис. 3.5. Тривалість затримки τ дорівнює тривалості посліжки T , але в реальних пристроях ці величини завжди трохи відрізняються через похибки реалізації.

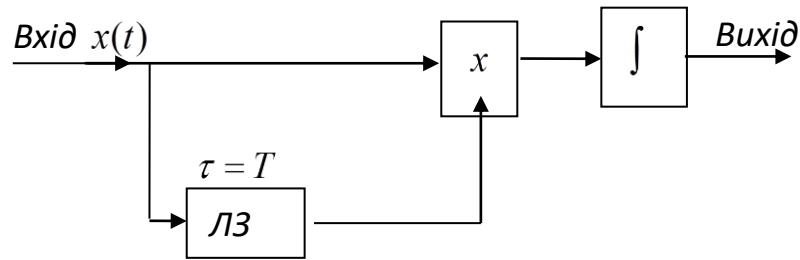


Рис. 3.5. Структурна схема автокореляційного приймача сигналів з ФРМ-1

Визначимо величину напруги на виході приймача (рис. 3.5), для чого обчислимо інтеграл у правій частині виразу (3.15). Врахуємо, що $(n-1)$ -а посліжка сигналу після сполучення її за часом з n -ю (за допомогою лінії затримки) прийме вид $x_{n-1}(t) = a \sin[(\omega_0 + \xi)(t + \tau) + \varphi_{n-1}]$. У результаті обчислення одержуємо

$$J = \int_0^T a^2 \sin[(\omega_0 + \xi)t + \varphi_n] \sin[(\omega_0 + \xi)(t + \tau) + \varphi_{n-1}] dt =$$

$$= \frac{a^2 T}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \xi \tau) + \frac{a^2}{4(\omega_0 + \xi)} [\sin(\varphi_n + \varphi_{n-1} + \xi \tau) -$$

$$- \sin(\varphi_n + \varphi_{n-1} + \xi \tau + 2\xi T)] \quad (3.16)$$

При обчисленні виразу (3.16) прийнято в увагу, що $\omega_0 \tau \approx \omega_0 T \approx 2\pi k$. Для спрощення подальших викладень зневажимо другим доданком у формулі (3.16) у порівнянні з першим. Це можна зробити, якщо

$$\omega_0 + \xi \gg 2\pi/T \quad (3.17)$$

тобто у випадку вузькосмугового сигналу. Тоді

$$J \approx \frac{a^2 T}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \xi\tau) \quad (3.18)$$

Як видно з отриманого виразу, при ФРМ-1 результат обробки сигналу на виході автокореляційного приймача залежить від зміни частоти сигналу ξ . Якщо ж $\xi\tau > \pi/2$, то знак величини J змінюється і відповідно до алгоритму (3.15) відбудеться помилка в прийомі повідомлення. Таким чином система з ФРМ-1 неінваріантна до завад, що викликають зміну частоти сигналу: p (ФРМ-1) \neq *in var* ξ .

Розглянемо тепер систему з фазорізницевою модуляцією другого порядку (ФРМ-2), при якій інформація закладена в другу різницю фаз сигналу, рівну

$$\Delta^2\varphi = (\varphi_{n+1} - \varphi_n) - (\varphi_n - \varphi_{n-1}) = \varphi_{n+1} - 2\varphi_n + \varphi_{n-1}.$$

Схема (рис. 3.6.) містить у собі два автокореляційні приймачі сигналів ФРМ-1. На один з них сигнал надходить через додатковий фазообертач, що змінює фазу на $\pi/2$. Відлік напруг на виходах інтеграторів пропорційні косинусу і синусу першої різниці фаз, тобто $\cos(\varphi_n - \varphi_{n-1})$ і $\sin(\varphi_n - \varphi_{n-1})$. Інша частина схеми, що складається з елементів пам'яті (на тривалість посилки T) постійних напруг (ЗП), помножувачів постійних напруг (\bullet) і суматора, обчислює косинус другої різниці фаз по формулі

$$\cos\Delta^2\varphi_n = \cos(\varphi_n - \varphi_{n-1})\cos(\varphi_{n+1} - \varphi_n) + \sin(\varphi_n - \varphi_{n-1})\sin(\varphi_{n+1} - \varphi_n).$$

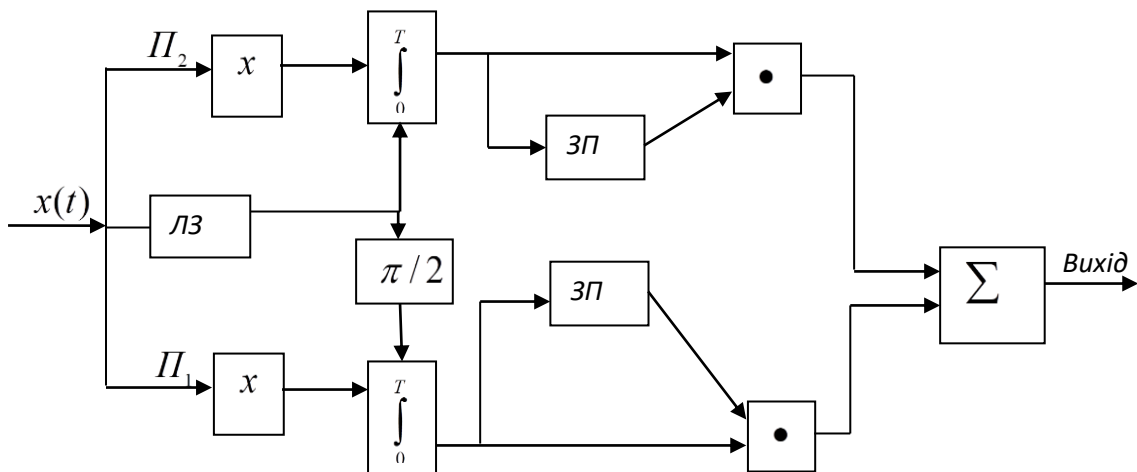


Рис. 3.6. Структурна схема автокореляційного приймача сигналів з ФРМ-2

В цілому приймач (рис. 3.6) реалізує наступний математичний алгоритм обробки трьох послідовних посилок сигналу $x_{n-1}(t), x_n(t), x_{n+1}(t)$:

$$I = \text{sign}(X_n X_{n-1} + Y_n Y_{n-1}) \quad (3.19)$$

У попередніх прикладах інваріантність стосовно адитивної завади досягалася шляхом збільшення бази сигналу й ускладнення прийомного пристрою. У даному випадку сигнал із ФРМ-2 по своїх характеристиках нічим не відрізняється від сигналів з іншими видами модуляції, а ускладнення приймача в порівнянні, наприклад, із приймачем ФРМ-1 дуже незначно. Однак і в даному випадку інваріантність до завади отримана не безкоштовно: платою за інваріантність є зниження завадостійкості стосовно адитивних завад. Іншими словами, у системі ФРМ-2 імовірність помилки інваріантна до частоти сигналу, але вона більше, ніж імовірність помилки в системі з ФРМ-1 при незмінній частоті сигналу. Це положення ілюструється рис. 3.7, на якому представлена якісна картина співвідношення між завадостійкості інваріантної (ФРМ-2) і неінваріантної (ФРМ-1) систем.

Як видно, при відсутності розклади частоти ($\xi = 0$) імовірність помилки в неінваріантній системі менше, ніж імовірність помилки в інваріантній. Однак

якщо вимога до завадостійкості системи передачі інформації має вид $p \leq p_{\text{доп}}$ (пунктирна лінія на рис. 3.7), то система з ФРМ-2 задовольняє цій вимозі, а система з ФРМ-1 – ні. Таке типове співвідношення між характеристиками інваріантних і неінваріантних СУМЗ.

Зазначимо, що в розглянутому окремому випадку – канал з невизначеною частотою сигналу, – очевидно, не тільки система з ФРМ-2 є інваріантною. Дійсно, неважко придумати багато систем, інваріантних до частоти сигналу. Наприклад, завадостійкість системи з амплітудною модуляцією (АМ) також не залежить від частоти сигналу, якщо його обробка здійснюється автокореляційним демодулятором (енергетичний приймач).

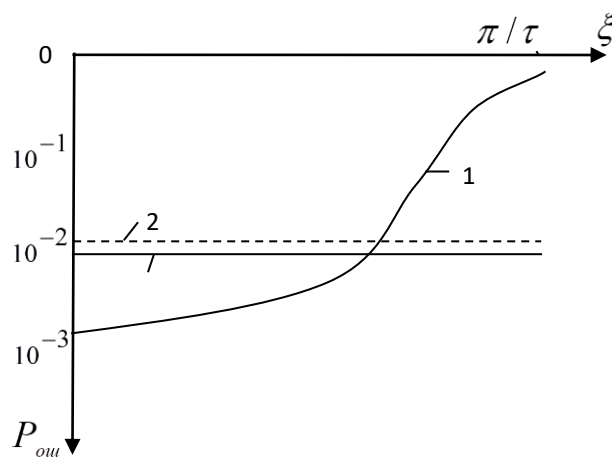


Рис. 3.7. Характеристики завадостійкості інваріантної та неінваріантної систем:

1 – імовірність помилки в системі з ФРМ-1 ($p_{ou} \neq in \text{var} \xi$); 2 – допустима імовірність помилки; 3 – імовірність помилки в системі з ФРМ-2 ($p_{ou} = in \text{var} \xi$)

Таким чином, у ряді випадків існує трохи інваріантних (причому абсолютно інваріантних) до визначеної завади систем і, природно, виникає питання про те, яку з них варто вибрати. Якщо імовірність помилки в декількох систем є

інваріантом деякої завади, то слід вважати найкращою, оптимальною інваріантною системою ту, в якій ця імовірність менша. Таким чином, поряд з поняттями абсолютна і відносна інваріантна система є поняття оптимальної інваріантної системи.

ВИСНОВКИ

В дипломній роботі отримано такі результати:

- проведено аналіз базової мережі UMTS – платформи конвергентної мережі. Висвітлено тенденції створення конвергентних мереж на базі FMC. Розглянуто принципи побудови конвергентних мереж як системи з різномірним устаткуванням для здійснення глобальної доступності;

- досліджено системи багатопозиційних сигналів, на базі котрих можна досягнути швидкості передачі інформації близьку до пропускної спроможності каналів зв'язку. В системах зв'язку, де особливо жорсткі вимоги до завадостійкості передачі інформації, найефективнішим є використання багатопозиційних сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією, для яких еквівалентна енергія максимальна;

- розглянуто важливість та необхідність реалізації високоефективних технологій модуляції;

- досліджено універсальні алгоритми когерентної обробки багатопозиційних сигналів з ортогональним розподілом несучих частот та оптимальний алгоритм, який базується на максимально правдоподібній оцінці сигналу. Можливість реалізації квазікогерентного демодулятора дозволяє застосувати модуляцію сигналами з ортогональними гармонійними несучими (ОГС, Orthogonal Frequency Division Multiplex - OFDM), що мають в умовах обмеженої смуги пропускання ряд переваг перед одноканальним режимом передачі та сигналами з частотним розподілом каналів без взаємного перекриття спектрів сигналів частотних підканалів;

- показано, що застосування для демодуляції групового сигналу OFDM метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) забезпечує лінійність перетворень сигналу і порівняно меншу кількість операцій з його обробки;

- досліджено побудову інваріантної системи зв'язку, коли передача інформації здійснюється каналами зі змінними параметрами або з нестационарними завадами. Встановлено, що засобами досягнення інваріантності

до завад і випадкових змін параметрів каналів є: застосування спеціальних методів модуляції і демодуляції сигналу (системи з постійними параметрами); зміна алгоритму демодуляції сигналу відповідно до зміни характеристик завади (системи з адаптивним приймачем); погоджена зміна алгоритмів перетворення сигналу на передавальній і прийомній сторонах відповідно до змін характеристик завади (адаптивні системи). Запропоновано конкретне застосування кожного з цих методів для досягнення абсолютної чи відносної інваріантності.

Проведені дослідження доцільні до впровадження на мережах UMTS для досягнення ефективнішого та економічнішого надання послуг.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Гиршов В.С. Помехоустойчивость приема многопозиционных сигналов // Радиотехника. - 1984.- № 9. - С. 68-69.
2. А.Б. Гольдштейн, Б.С. Гольдштейн "Softswitch". - Изд-во "БХВ - Санкт-Петербург", 2006 г. - 367 с.
3. Зюко Л.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., ФинкЛ.М. Теория передачи сигналов.- М.: Радио и связь, 1986.- 304 с.
4. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. - М.: Радио и связь, 1991. - 295 с.
5. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекомунікаційні мережі - К.: Техніка, 2001.- 650 с.
6. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Проектування телекомунікаційних мереж. - К.: Техніка, 2002.- 792 с.
7. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Чумак О.І. Особливості вибору методу обробки сигналів управління мережами зв'язку // Зв'язок. - 2002. - №2(34). - С. 16 - 20.
8. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Нові інформаційні технології: Транспортні мережі телекомунікацій. - К.: Техніка, 2004.- 488 с.
9. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Теорія електричного зв'язку.- К.: Техніка, 2006.- 552 с.
10. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Мілих М.М. Багатопозиційні сигнали з фазорізницевою модуляцією // Зв'язок . - 2003. -№ 6. - С. 59 - 61.
11. В.А. Нетес. Надежность сетей связи в период перехода к NGN// «Вестник связи», №9, 2007.- С.31-36.
12. Гольдштейн А.В. Аспекты эксплуатации мультисервисных сетей: сеть доступа// Connect! Мир связи. 2007.- № 7.-С.2530.

13. Рекомендація Міжнародного союзу електрозв'язку ITU-T Q.1761 Principles and requirements for convergence of fixed and existing IMT-2000 systems.
14. ITU-T Rec. Q.1702 (06/2002) Long-term vision of network aspects for systems beyond IMT-2000
15. ITU-T Rec. Y.2021 (09/2006) IMS for Next Generation Networks.
16. ITU-T Rec. Y.2091 (03/2007) Terms and definitions for Next Generation Networks.

ДЕМОНСТРАТИВНІ МАТЕРІАЛИ