

Державний університет телекомунікацій

Сайко В.Г., Амірханов Е.Д.

Основи мереж цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління

Навчальний посібник

Київ 2015

УДК 621.396.2
П217

Рецензенти:

Бунін С.Г., доктор техн. наук, проф., професор кафедри Інституту телекомунікаційних систем НТУУ «КПІ».
Поповський В.В. доктор техн. наук, проф., завідувач кафедрою Харківського Національного університету радіоелектроніки
Гряник М.В., доктор техн. наук, технічний директор компанії Freenet

Сайко В.Г., Амірханов Е.Д. О мережі цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління. – К.: ДУТ, 2015. – 77 с.

У систематизованому виді розкритті принципи організації мереж цифрового радіозв'язку та основні технічні характеристики радіоінтерфейсів обладнання систем цифрового радіозв'язку.

Основну увагу приділено фізичному рівню, на якому формується пропускна здатність, кількість каналів радіозв'язку, завадостійкість і завадозахищеність. Також розглянуто основні методи модуляції, розширення спектру, кодування сигналів.

Розглядаються перспективні технології і особливості реалізації цифрових систем радіозв'язку наступного покоління.

Призначено для аспірантів і студентів, що вивчають курси «Мережі та системи цифрового радіозв'язку і радіодоступу нового покоління», «Системи цифрового радіозв'язку та радіодоступу», «Мережеве планування систем бездротового зв'язку, радіозв'язку та радіодоступу» за напрямом підготовки "Радіотехніка". Може бути корисна викладачам, інженерам наукових і проектних організацій, що вирішують проблеми забезпечення ефективного функціонування мереж цифрового радіозв'язку при їх розробці, проектуванні та експлуатації.

УДК 621.396.2
П217

Сайко В.Г., Амірханов Е.Д. 2015

З М І С Т

Стор.

1. ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	
3-го та 4-го ПОКОЛІННЯ (3G і 4G).....	4
2. СУТНІСТЬ МЕРЕЖ СТАНДАРТУ IEEE.....	13
2.1. <i>Історія розвитку і становлення стандарту IEEE 802.16</i>	
<i>(бездротова міська мережа WiMAX).....</i>	14
2.2. <i>Фізичний рівень стандарту IEEE 802.16.....</i>	15
3. НОВІ ВИДИ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ.....	20
3.1. <i>Поняття модуляції.....</i>	20
3.2. <i>Квадратурне представлення сигналу.....</i>	20
3.3. <i>Фазова маніпуляція.....</i>	22
3.4. <i>Квадратурно-амплітудна модуляція.....</i>	24
3.5. <i>Модуляція з декількома несущими.....</i>	26
4. ФОРМУВАННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ.....	28
4.1. <i>Метод багато частотного сигналу.....</i>	29
4.2. <i>Метод прямої послідовності (DSSS).....</i>	33
4.3. <i>Метод частотних стрибків (FHSS).....</i>	37
5. ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ СИСТЕМ БАГАТОЧАСТОТНИХ	
 ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ.....	38
5.1. <i>Ансамбль широкосмугових сигналів з багатьма піднесущими.....</i>	38
5.2. <i>Оцінка завадостійкості прийому широкосмугового</i>	
<i>багато частотного сигналу.....</i>	40
5.3. <i>Особливості застосування багато частотного сигналу</i>	
<i>для передачі інформації в багатопроменевих каналах зв'язку.....</i>	42
6. ЦИФРОВЕ ДІАГРАМОУТВОРЕННЯ.....	44
6.1. <i>Цифрова антенна решітка (ЦАР).....</i>	44
6.2. <i>Цифровий приймач проекту SUNBEAM.....</i>	49
7. МІМО-СИСТЕМИ НА БАЗІ ЦАР.....	56
7.1. <i>Поняття МІМО-систем.....</i>	56
7.2. <i>Ортогональне кодування сигналів.....</i>	59
7.3. <i>Ортогональне розділення частот (OFDM).....</i>	60
7.4. <i>Частотно-кодове розділення.....</i>	61
7.5. <i>Просторово-часове кодування.....</i>	61
7.6. <i>Просторово-частотне кодування.....</i>	63
7.7. <i>Магічний квадрат в мультиплексуванні сигналу.....</i>	65
7.8. <i>Просторова селекція.....</i>	67
7.9. <i>Апаратна підтока МІМО-систем.....</i>	69

Д О Д А Т К И

Додаток 1. <i>Підвищення надійності зв'язку в локальних бездротових мережах за рахунок використання методів просторово-часової обробки сигналів.....</i>	70
Додаток 2. <i>Фізична сутність швидкого перетворення Фур'є.....</i>	75

1. ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 3-го та 4-го ПОКОЛІННЯ (3G і 4G)

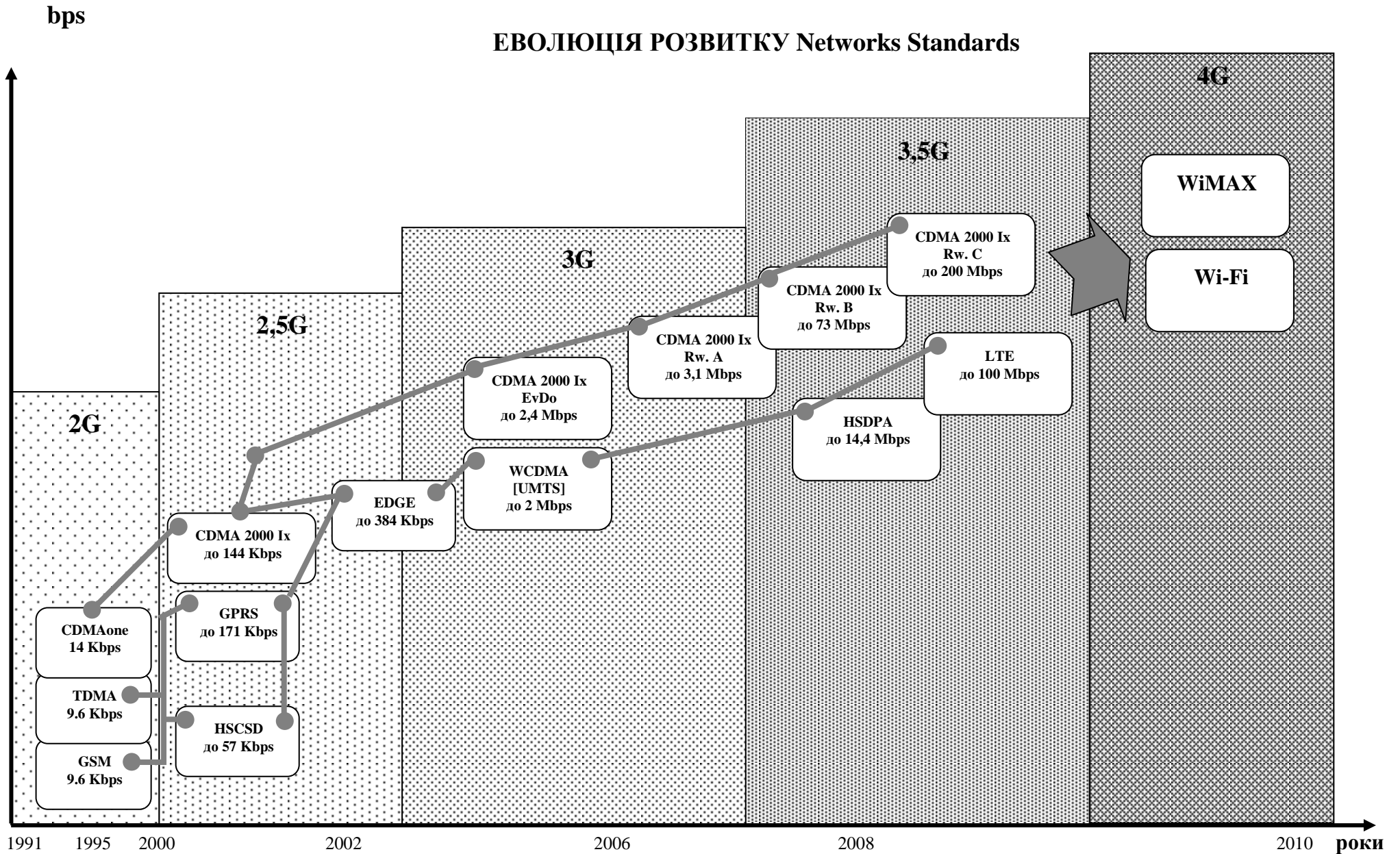
На сьогодні розв'язок засобів мобільного зв'язку досяг стандарту 3G, який розшифровується як *Third Generation* (третє покоління). Під поколінням мається на увазі стандарти передачі даних, тобто якщо засоби зв'язку більш новішого покоління, тим більші об'єми інформації вони здатні передати. Візьмемо для прикладу стандарт нульового покоління (0G), котрий відомий всім користувачам мобільного зв'язку Nokia – Push-to-Talk (PTT «натисни і говори»). Образно кажучи, PTT можна порівняти з рацією, оскільки передача звукових сигналів тут можлива лише в одному напрямку.

Яскравим представником першого покоління засобів зв'язку (1G) був NMT (*Nordic Mobile Telephone*), котрий в кінці 90-х років розглядався як альтернативний варіант для мобільних телефонів. Але він працював у діапазоні 453–468 МГц, і його звукові сигнали можна було легко перехоплювати за допомогою звичайного УКХ радіоприймача, що порушує конфіденційність переговорів. Хоча NMT забезпечував радіозв'язок на значні відстані у декілька десятків кілометрів, та для цього потрібні були непомірні витрати для базових станцій, що зробили даний стандарт неефективним.

Але згодом індустрія зробила значний крок від аналогового зв'язку до цифрового. Стандарт GSM (*Global System for Mobile Communications*) мав кілька ключових переваг, котрі спричинили йому шалену популярність і визнали його засобами зв'язку стандарту 2-го покоління (2G). Він мав високу ступінь захищеності цифрового каналу, що забезпечувало конфіденційність даних, чотири діапазони частот (850, 900, 1800, 1900 МГц), менші за енергоємністю розміри пристроїв, широкі можливості для наповнення мережі. На сьогодні GSM займає провідне місце в світовій технології мобільного зв'язку. Але інформація суспільства невпинно зростає шаленими темпами, і навіть GSM прийшлося доповнювати такими можливостями як GPRS (*General Packet Radio Service*), та EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*), котрі підвищили рівень покоління до 2,5G та 2,75G відповідно. Але і цього виявилось замало. Необхідно мати чогось більшого.

Ось так і виникли стандарти третього покоління 3G. Одним із основних тут став стандарт CDMA (*Code Division Multiple Access*), котрий раніше був у використанні воєнних структур різних країн світу, з тому числі США і СРСР. Ця технологія дозволяють отримувати інформацію з швидкістю в 384 Кбіт/с, а при використанні HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access* 3,5G) – 3,6 Мбіт/с. Пристрої для впровадження стандартів GSM і 3G-мереж виготовляють такі виробники як Nokia, Sony, Ericsson, Samsung, Motorola, Apple і Phone, що дозволяє активно впроваджувати ці технології у використання.

На Україні 1 листопада 2007 року державне підприємство Укртелеком запустило мережу мобільного зв'язку 3G під брендом «Utel». Мережа «Utel» працює в стандарті UMTS 2100 з надбудовою HSDPA (3,5G), що забезпечує покриття усіх обласних центрів, великих міст і курортів України.



Хоча існує багато різних інтерпретацій того, що являє собою 3G, єдиним універсальним визначенням є визначення, опубліковане Міжнародним Інститутом Електрозв'язку (ITU) у рамках програми ІМТ-2000 (International Mobile Telecommunications-2000). ITU вимагає, щоб мережі ІМТ-2000 (3G) забезпечили поліпшену ємність системи й ефективність використання спектру для систем 2G і підтримували сервіси передачі даних зі швидкістю мінімум 144 Кбіт/с, при використанні в мобільному режимі (не в приміщеннях), і максимум 2 Мбіт/с у приміщеннях (не в мобільних умовах).

Ґрунтуючись на цих вимогах, ITU в 1999 році схвалив п'ять радіо інтерфейсів для стандартів ІМТ-2000, один із яких є CDMA-2000 3G. З урахуванням специфіки існуючих у світі на сьогоднішній день мереж стільникового зв'язку, були розроблені варіанти міграції цих мереж у мережі третього покоління.

У продовження опису переваг мереж третього покоління, можна стверджувати, що крім послуг Інтернет-доступу та відео конференц-зв'язку, абоненти 3G зможуть скористатися вилученим доступом до корпоративної мережі. Третє покоління стільникового зв'язку в корені змінить таке поняття, як мобільна робота. Співробітник зможе виконувати свої завдання в будь-якому місці, навіть не виходячи із дому.

Важливим елементом 3G стане мобільна електронна комерція, коли через мобільний телефон можна буде оплатити товари й надані клієнту послуги, що перетворить його у віртуальний гаманець. Крім того розглядається можливість створення такої послуги як вилучення через мобільний телефон медичної діагностики.

Отже, одним з найбільш грандіозних проєктів кінця ХХ століття є концепція створення систем зв'язку 3-го та 4-го поколінь. В ході їх реалізації мобільний телефон перетворюється на персональний комп'ютерний комунікатор, за допомогою якого стануть можливими високошвидкісний обмін інформацією, глобальний роумінг і доступ до послуг мультимедіа (організовувати відеотелефонний зв'язок, перегляд на мобільних телефонах фільмів, телепрограм, тощо).

ІМТ-2000 забезпечує:

- високу швидкість передачі даних як в приміщеннях, так і на відкритій місцевості;
- симетричну і асиметричну передачу них;
- підтримку каналної і пакетної комутації для забезпечення серверів Internet Protocol (IP) та Real Time Video;
- високу якість мовного зв'язку, що не поступається якості мови переданої по дротовій лінії зв'язку;
- велику комплекtnість спектру і більш ефективно його використання;
- можливість глобального роумінгу.

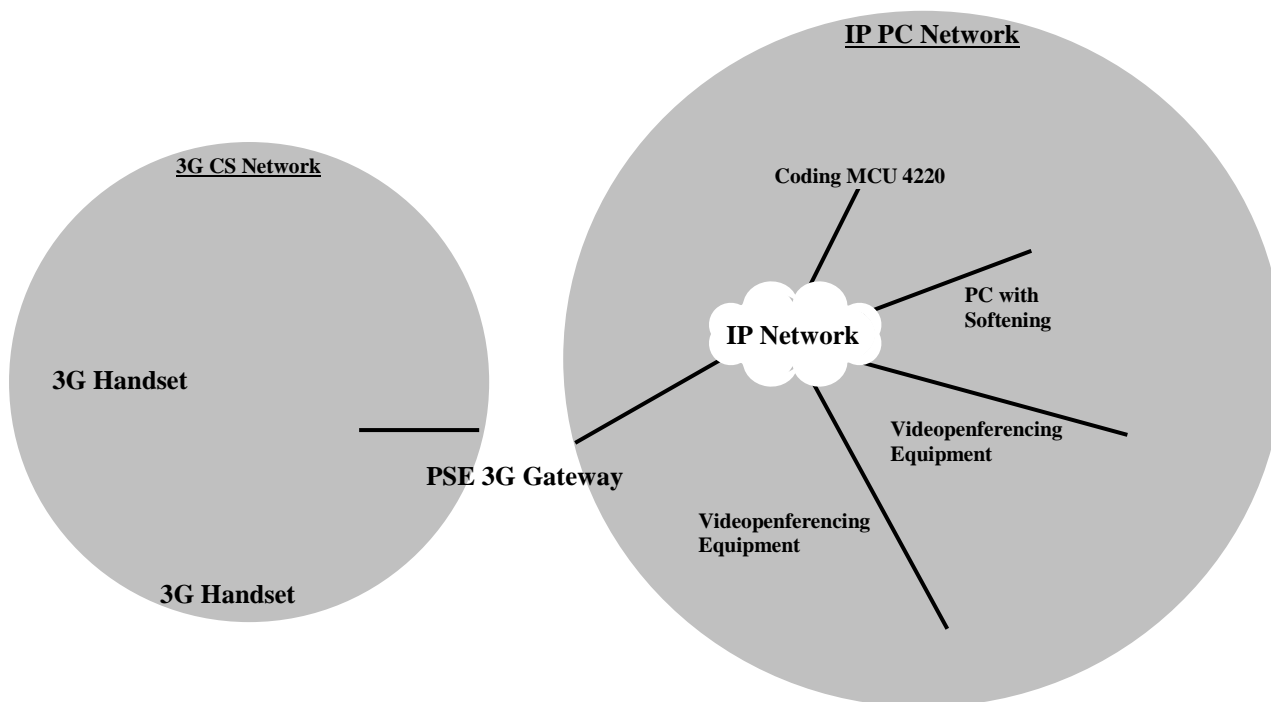
Концепція систем 3-го покоління (3G) націлена на створення умов для надання послуг мультимедіа, включаючи високошвидкісну передачу інформації, відео і мови, факсимільних повідомлень і даних будь-якому абоненту за допомогою мобільного термінала, що має єдиний номер. Принципи побудови

систем 3G і їх архітектура визначаються програмою IMT-2000, яка в залежності від зони покриття повинна забезпечити відповідні швидкості передачі даних для різних ступенів мобільності абонентів (тобто швидкості їх руху), а саме:

- до 2,048 Мбіт/с при низькій мобільності (до 3 км/год) і локальній зоні покриття;
- до 144 Кбіт/с при високій мобільності (до 120 км/год) і широкій зоні покриття;
- до 64 (144) Кбіт/с при глобальному покритті (супутниковий зв'язок).

Архітектура систем 3G включає два елемента: мережну інфраструктуру (Access Network) і магістральні базові мережі (Core Network). Така структура забезпечує можливість нарощування інфраструктури шляхом послідовної модифікації її складових елементів, але щоб гарантувати роботу мереж у довгостроковій перспективі, необхідно пам'ятати про абонентську частину архітектури – термінали, що за рахунок змінюваної конфігурації повинні задовольнити вимоги багатьох стандартів.

Принципова відмінність технології 3-го покоління від попередніх – це можливість забезпечити весь спектр послуг (передачу мови, роботу в режимі комутації каналів і комутації пакетів взаємодії з додатками Internet, симетричну й асиметричну передачу інформації з високою якістю зв'язку) і в той же час гарантувати сумісність з існуючими системами. В цілому, послуги систем 3G поділяються на дві групи: **немультимедійні** (вузькосмугова передача мови, низькошвидкісна передача даних, трафік мереж з комутацією) і **мультимедійні** (асиметричні й інтерактивні). Новою якістю цих систем є те, що вони дозволяють компаніям-операторам самостійно розробляти додатки, функції і послуги, орієнтуючись на вимоги конкретного регіону і зростання попиту на дані послуги.



Архітектура системи 3G

Але на цьому розвиток мобільного зв'язку не припиняється. Технологічно розвинуті держави масово просуваються до технологій мобільного зв'язку 4-го покоління (**4G**) з використанням бездротової локальної мережі **WLAN**.

WLAN – це вид локальної обчислювальної мережі (LAN), що використовує для передачі даних між вузлами зв'язку високочастотні радіохвилі, а не кабельні з'єднання. Це гнучка система передачі даних, що розширює локальну кабельну мережу в межах однієї будівлі або в межах деякої території.

Переваги WLAN в порівнянні з кабельною локальною мережею:

По-перше – мережа WLAN забезпечує безпроводний зв'язок і доступ до Інтернету, який не прив'язаний до окремих точок приміщення, і надає можливість користувачам вільно переміщатися по території підприємства чи організації, залишаючись підключеним до мережі, що підвищує продуктивність роботи працівників.

По-друге – не потрібно протягувати і закріплювати кабелі, що підвищує швидкість і спрощує побудову мережі зв'язку.

По-третьє – бездротову мережу можна побудувати там, де не можливо протягнути кабелі, що збільшує гнучкість її установки. Технологія WLAN полегшує тимчасову установку мережі і її переміщення.

В-четвертих – бездротові мережі знижують вартість установки, оскільки не потребують кабельних з'єднань. При цьому, чим частіше змінюється оточення, тим більша досягається економія при необхідності організації такого зв'язку.

В-п'ятих – розширення і реконфігурація мережі для WLAN не являється складною задачею: пристрої користувачів можна інтегрувати в мережу шляхом установки на них бездротових мережевих адаптерів.

В-шостих – різні типи абонентських і мережевих пристроїв будуть взаємодіяти між собою, що забезпечує їх сумісність.

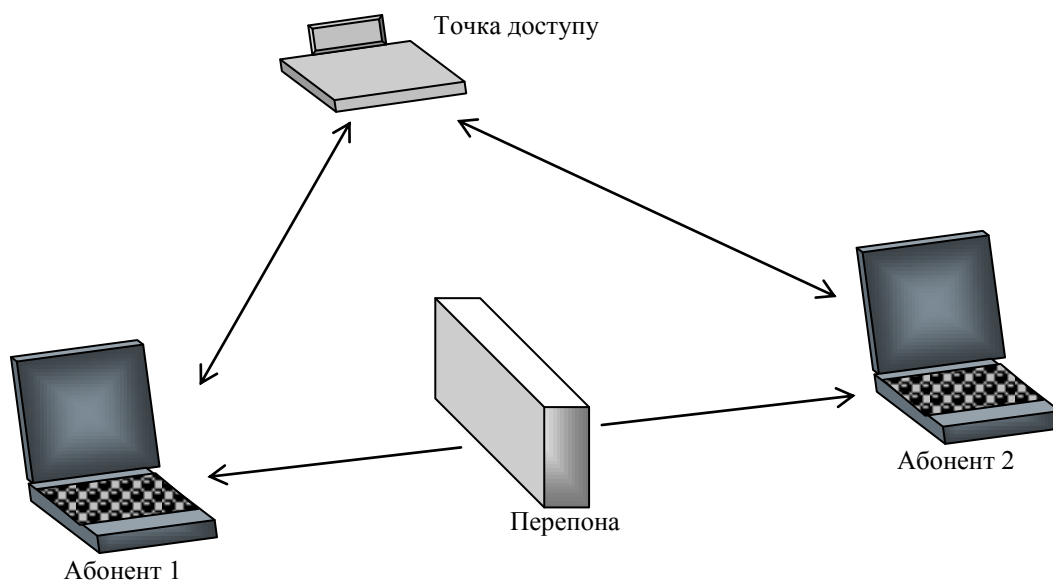
В-сьомих – бездротову локальну мережу будувати простіше ніж кабельну, а користування ними майже не відрізняється друг від друга.

Дальність дії мережі WLAN, особливо в приміщеннях, залежить від потужності передавача, конструкції приймача і його завадостійкості, та від шляху проходження сигналу. Взаємодія радіохвиль з металевими конструкціями будівлі, зі стінами, і навіть з людьми, може суттєво впливати на дальність розповсюдження сигналу, і таким чином змінити зону дії конкретної системи. Тому, радіус дії більшості систем WLAN досягає до 160 м, і залежить від виду і кількості зустрічних перепон. Але за допомогою додаткових точок доступу можна розширити зону дії таких систем, і тим самим забезпечити свободу переміщення абонента.

Кожна точка доступу з'єднує кабельну і бездротову мережі, що дозволяє рухомим абонентам отримати доступ до ресурсів кабельної мережі. Користувачі можуть переміщатися між точками доступу не втрачаючи з'єднання з мережею, так же само, як і при підключенні до мережі за допомогою стільникового телефону. Іншими словами, ***точка доступу*** – це програмно-апаратний пристрій, що виконує роль концентратора для абонента бездротової мережі і забезпечує його під'єднання до кабельної мережі. Кількість користувачів системи WLAN

практично не обмежена, тому що їх чисельність можна збільшувати доповнюючи нові точки доступу.

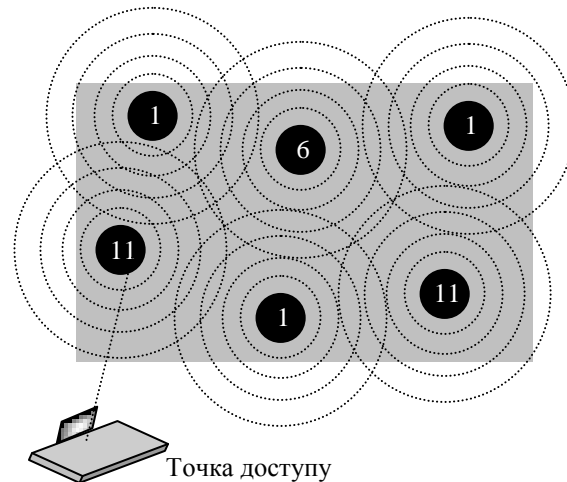
Точка доступу дозволяє також вирішити проблему «скритої точки», коли два абоненти можуть «чути» точку доступу, але в наслідок великої відстані або наявності перешкоди не можуть «чути» один одного (мал.1.1). Для вирішення цієї проблеми застосовується протокол *Request to Send/Clear to Send (RTS/CTS)*. При застосуванні цього протоколу абонент, що намагається передати інформацію, посилає сигнал запиту RTS на точку доступу і чекає на нього відповіді від точки доступу на дозвіл передачі (сигнал CTS). Так як всі абонентні станції мережі «чують» точку доступу, то сигнал CTS, що формується точкою доступу для даного абонента, означає що точка доступу в даний момент зайнята, і заставляє їх притримати свої передачі, а станція абонента, яка передала сигнал запиту RTS і отримала відповідь від точки доступу (сигнал CTS), вільно і безперешкодно передає свою інформацію. Але так як сигнал RTS/CTS накладає на мережу додаткові розходи шляхом тимчасового резервування носія, то він звичайно використовується лише для пакетів досить великого об'єму, для яких повторна передача є занадто дорогою коштує.



Мал.1.1. Ілюстрація проблеми «скритої точки»

Якщо абонент потрапляє в зону дії декількох точок доступу, він, на основі визначення потужності сигналу і кількості спостережених помилок, вибирає одну із них і підключається до неї. Як тільки абонент отримує підтвердження того, що він прийнятий точкою доступу, то він настраюється на її радіоканал і передає через неї своє повідомлення.

Час від часу абонент перевіряє всі канали щоб визначити, чи не надає для нього інша точка доступу зв'язку більш високої якості. Якщо така точка доступу знаходиться, то абонент підключається до неї, настраюючись на її частоту (мал.1.2)



Мал.1.2. Підключення до мережі та ілюстрація правильного вибору каналів для точки доступу

Перепідключення зазвичай відбувається в тому випадку, коли абонент перемістився від точки доступу на відстань, яка викликала послаблення сигналу. В інших випадках підключення відбувається при зміні радіочастотних характеристик будівлі, або просто із-за великого мережевого трафіку через первинну точку доступу. В останньому випадку ця функція відома як «балансування навантаження», так як її головне призначення це розподіл загального навантаження на бездротову мережу по всій доступній інфраструктурі мережі.

Процес динамічного підключення і перепідключення дозволяє мережевим адміністраторам встановлювати бездротові мережі з досить широким покриттям, створюючи при цьому частково перекриті «стільники». При цьому, ідеальним є такий варіант, при якому сусідні взаємно перекриті точки доступу будуть використовувати різні DSSS канали, щоб не створювати взаємних перешкод. (мал.1.2).

Основними стандартами бездротової локальної мережі **WLAN** є стандарти **WiMAX** (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) та **Wi-Fi** (*Wireless Fidelity*)

Wi-Fi – це система бездротового зв'язку на короткі відстані до 100 метрів, яка використовує високочастотні радіохвилі а не кабельні з'єднання. Вона використовується для передачі даних в межах однієї будівлі або в межах деякої незначної території.

В цілому Wi-Fi призначена для доступу користувачів до їх особистих локальних мереж зв'язку, яка може бути і не підключена до Інтернету. Але для забезпечення зв'язку віддалених між собою точок Wi-Fi і для доступу їх до Інтернету використовується система WiMAX. Тому, в порівнянні з WiMAX система Wi-Fi більш всього подібна на стаціонарний бездротовий радіотелефон.

WiMAX – це телекомунікаційна технологія універсального бездротового зв'язку на великі відстані (до 10 км) для широкого кола пристроїв (від робочих станцій і портативних комп'ютерів до мобільних телефонів). Ця технологія заснована на стандарті IEEE 802.16 і в загальному вигляді має базові і абонентські станції, та обладнання, що пов'язує базові станції між собою, з поставщиком сервісів та з Інтернетом. Між базовими станціями встановлюється з'єднання прямої видимості в діапазоні частот від 10 до 60 ГГц зі швидкістю обміну даними до 120 Мбіт/с. Для з'єднання базових станцій з абонентськими станціями використовується діапазон радіохвиль від 1,5 до 11 ГГц, а швидкість обміну даних може сягати до 70 Мбіт/с без забезпечення прямої видимості між ними.

WiMAX це система дальньої дії з покриттям 10-ти кілометрового простору, що вирішує наступні завдання:

- з'єднання точок доступу Wi-Fi між собою та іншими сегментами Інтернету;
- забезпечення бездротового широкопугового доступу як альтернативи виділеним лініям і DSL;
- надання високошвидкісних сервісів передачі даних і телекомунікаційних послуг;
- утворення точок доступу не прив'язаних до географічного положення.

WiMAX дозволяє виконувати доступ до Інтернету на високій швидкості з більшою пропускнуою здатністю і покриттям ніж Wi-Fi мережі. Це дозволяє використовувати її в якості «магістральних каналів», продовженням яких виступають традиційні DSL і виділені лінії та локальні мережі. В результаті такого підходу є можливість створити масштабні високошвидкісні мережі великих міст. Різні стандарти сімейства 802.16 забезпечують різні види доступу, від мобільного (подібно передачі даних від мобільних телефонів) до фіксованого (альтернатива дротовому доступу, при якому бездротове обладнання користувача прив'язане до конкретного місцеположення).

Технологія	Стандарт	Використання	Швидкість	Дальність	Частоти
UWB	802.15.3a	WPAN	110-480 Мбіт/с	до 10 м	7,5 ГГц
Wi-Fi	802.11a	WLAN	до 54 Мбіт/с	до 100 м	5 ГГц
Wi-Fi	802/11b	WLAN	до 11 Мбіт/с	до 100 м	2,4 ГГц
Wi-Fi	802.11g	WLAN	до 54 Мбіт/с	до 100 м	2,4 ГГц
WiMAX	802.16d	WMAN	до 75 Мбіт/с	6-10 км	1,5-11ГГц
WiMAX	802.16e	Mobile WMAN	до 30 Мбіт/с	1-5 км	2-6 ГГц

Обладнання 3G

HSDPA модем Huawei E160g – це мініатюрний швидкісний модем і пристрій для читання карт пам'яті microsd USB. Він забезпечує отримання даних зі швидкістю 3,6 Мбіт/с і передачу даних зі швидкістю до 384 Кбіт/с. У режимі зворотної сумісності Huawei E160g дозволяє підключитися до 2g GSM мереж з використанням технологій GPRS і EDGE. При цьому, швидкість роботи модему досягає 236,8 Кбіт/с на прийом і 118,4 Кбіт/с на передачу.

Даний модем забезпечує доступ до Umts/hsdpa і Gsm/gprs/edge мереж в одному частотному діапазоні мережі 3G UMTS (2100 МГц) і чотири частотні діапазони мереж GSM (850, 900, 1800 і 1900 МГц). Huawei E160g підключається до ПК і отримує живлення через швидкий і зручний інтерфейс USB, тому не вимагає зарядного пристрою або зовнішнього адаптера Ас/дс. Також Huawei E160g може бути підключений не тільки до персонального, але і до будь-якого переносного комп'ютера з підтримкою USB.

PCMCIA модем – бездротовий модем Rev.A AirCard
від Sierra Wireless.

3G-USB Novatel Wireless U720
Rev.A – USB

UTStarcom UM150 EVDO Rev.A – USB

3G- Kyocera KPC-680, EVDO
Rev.A – Express + USB+PCMCIA
перехідник

HTC PPC 6800 Modul – смартфон з Wi-Fi
і додатковою клавіатурою

HTC Touch PPC-6900 – Супер
смартфон

2. СУТНІСТЬ МЕРЕЖ СТАНДАРТУ IEEE

IEEE (англ. *Institute of Electronically and Electronics Engineers – Інститут інженерів електротехніки та радіоелектроніки*) – це міжнародна некомерційна асоціація спеціалістів в галузі стандартів електроніки і електротехніки, яка веде свою діяльність з 1884 року, об'єднуючи більше 373000 індивідуальних членів з 170 країн світу. Вона видає третю частину світової технічної літератури стосовно застосування радіоелектроніки, комп'ютерів, електротехніки та систем управління. Головна мета IEEE – інформаційна і матеріальна підтримка фахівців з організації і розвитку наукової діяльності в галузі електротехніки, електроніки, та в комп'ютерній техніці і в інформатиці.

IEEE встановила наступні стандарти:

- IEEE 754 – числа з плаваючою комою;
- IEEE 802.1 – управління мережевими пристроями та їх взаємодія;
- IEEE 802.2 – LCC (*Logical Link Control*) – управління логічними з'єднаннями;
- IEEE 802.3 – технологія Ethernet;
- IEEE 802.4 – маркерна шина (*token bus*);
- IEEE 802.5 – маркерне кільце (*token ring*);
- IEEE 802.6 – мережі мегаполісів (*Metropolitan Area Network, MAN*);
- IEEE 802.7 – технічна консультативна група широкосмугової передачі даних (*Broadband Technical Advisory Group*);
- IEEE 802.8 – технічна консультативна група з волокнино-оптичних мереж (*Fiber Optic Technical Advisory Group*);
- IEEE 802.9 – інтегровані мережі передачі голосу і даних (*Integrated Voice and data Networks*);
- IEEE 802.10 – мережева безпека (*Network Security*);
- IEEE 802.11 – високошвидкісні бездротові локальні мережі;
- IEEE 802.12 – локальні мережі з методом доступу з пріоритетними вимогами (*Demand Priority Access LAN, 100VG-AnyLAN*);
- IEEE 802.15 бездротові персональні мережі (*WPAN*), *Bluetooth*;
- **IEEE 802.16 бездротова міська мережа, WiMAX;**
- IEEE 802-2001 – стандарт для локальних та регіональних обчислювальних мереж. Загальний огляд та архітектура;
- IEEE 1149 – стандарт периферійного сканування мікросхем (*Boundary Scan*) – тестування, програмування та локалізація пошкоджень печатних плат;
- IEEE 1284 – паралельний інтерфейс;
- IEEE 1394 – послідовна високошвидкісна шина обміну цифрової інформації між комп'ютером та іншими електронними пристроями *Fire Wire (i-Link)*;
- IEEE 1059 – керівництво з планування та верифікації і підтвердження достовірності програмного забезпечення (*Guide for Software Verification and Validation Plans*).

Історія розвитку і становлення стандарту IEEE 802.16 (бездротова міська мережа WiMAX)

Історія стандарту IEEE 802.16 ведеться з 2001 року з організації нового широкопasmового бездротового зв'язку в масштабі мегаполісу (*Metropolitan Area Network, MAN*) в смузї частот 10-66 ГГц. Саме тому цей стандарт і отримав назву **WirelessMAN**. На фізичному рівні стандарт IEEE 802.16-2001 передбачав використовувати всього одну несучу частоту (*Single-Carrier, SC*), від чого в його назву добавили букви **SC**, тобто **WirelessMAN-SC**.

Організація зв'язку в частотнім діапазоні 10-66 ГГц можлива лише в зоні прямого бачення між передавачем і приймачем, що пов'язане з швидким затуханням радіохвиль короткого діапазону. Але частотний діапазон з такими характеристиками (з вимогами прямого бачення і неможливості відбиття радіохвиль від перешкод) дає можливість позбавитися від однієї з головних проблем радіозв'язку – багатопроменевого розповсюдження сигналу. Ширина каналів зв'язку даного частотного діапазону є достатньо великою (25-28 МГц), що дозволяє досягти високої швидкості передачі даних (близько 120 Мбіт/с)

Необхідність побудови бездротової мережі лише в зоні прямого бачення привела до того, що пристрої стандарту 802.16 так і не отримали широкого розповсюдження. Тому в січні 2003 року було прийнято розширення даного стандарту, який отримав назву 802.16a-2003. Він також орієнтувався на створення стаціонарних бездротових мереж в масштабі мегаполісу, але з використанням частотного діапазону від 2 до 11 ГГц. Передбачалося, що цей стандарт стане альтернативою традиційного рішення широкопasmового доступу для останньої милі – кабельним модемам, xDSL і каналам T1/E1. Крім того, мережі стандарту 802.16a планувалося застосовувати в якості додаткової технології для підключення точок доступу стандарту 802.11b/g/a до Інтернету.

Основною різницею стандарту 802.16a від базового стандарту 802.16 є використання другого частотного діапазону, який не вимагає прямого бачення між приймачем і передавачем інформації. Зона покриття таких бездротових мереж значно ширше, ніж мереж стандарту 802.16. Але використання частотного діапазону 2-11 ГГц вимагає і суттєвого перегляду техніки кодування і модуляції сигналу на фізичному рівні.

Логічним продовженням стандарту 802.16a став стандарт 802.16d, який передбачає можливість реалізації фіксованого доступу в нутрі приміщення. Остаточно стандарт 802.16d був прийнятий в червні 2004 року і отримав назву 802.16-2004, після чого необхідність розгляду окремих стандартів (802.16d і 802.16a) відпала, оскільки кінцева версія стандарту ввібрала в себе і стандарт 802.16d і стандарт 802.16a.

В даний час на стадії розробки знаходиться стандарт IEEE 802.16e, який розглядає питання роумінгу між мережами різних бездротових стандартів, щоб користувач без ущербу для сеансу зв'язку міг перейти від локальних бездротових мереж IEEE 802.11 в мережі IEEE 802.16 і в зворотному напрямку.

Фізичний рівень стандарту IEEE 802.16

Як уже відмічалось, одною з особливостей стандарту IEEE 802.16a/d є можливість роботи в умовах непрямого бачення. Це досягається за рахунок використання технології *ортогонального частотного розділення каналів з мультиплексуванням* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*), яка дозволяє ефективно боротися з таким негативним явищем як багатопроменева інтерференція сигналів. Ефект багатопроменевої інтерференції сигналів заключається в тому, що в результаті багаторазових відбиттів сигналів від природних перепон один і той-же сигнал може потрапляти до приймача різними шляхами. Але різні шляхи розповсюдження радіохвиль мають і різну довжину, що приведуть до різного послаблення їх амплітуд та зміщення в часу їх прийому, що рівнозначно складання сигналів з різними фазами. А наслідком багатопроменевої інтерференції є викривлення прийнятого сигналу.

Багатопроменева інтерференція властива будь-якому типу сигналу, але особливо негативно вона відображається на широкосмугових сигналах. Діло в тому, що при використанні широкосмугового сигналу в результаті інтерференції деякі частоти складуються синфазно, що приводить до їх посилення, а деякі частоти навпаки, протифазно, що їх послаблює на даній частоті.

В багатопроменевій інтерференції мають місце два крайні випадки. Якщо максимальна затримка між різними сигналами не перевищує часу тривалості одного символу, то інтерференція виникає в межах одного символу. А якщо максимальна затримка між різними сигналами більше часу тривалості одного символу, то в результаті інтерференції складуються сигнали різних символів, і виникає так звана між символна інтерференція (*Inter Symbol Interference, ISI*).

Найбільш негативно на викривлення сигналу впливає між символна інтерференція. Оскільки символ – це дискретний стан сигналу, який характеризується значеннями частоти несущої, амплітуди і фази, то для різних символів змінюється амплітуда і фаза сигналу, а від того і відтворити вихідний сигнал крайне складно.

Щоб хоч частково компенсувати ефект багатопроменевої інтерференції використовуються частотні еквалайзери (частотні смугові фільтри), але по мірі зростання швидкості передачі даних або в наслідок збільшення символної швидкості, або із-за ускладнення схеми кодування ефективність використання еквалайзерів падає.

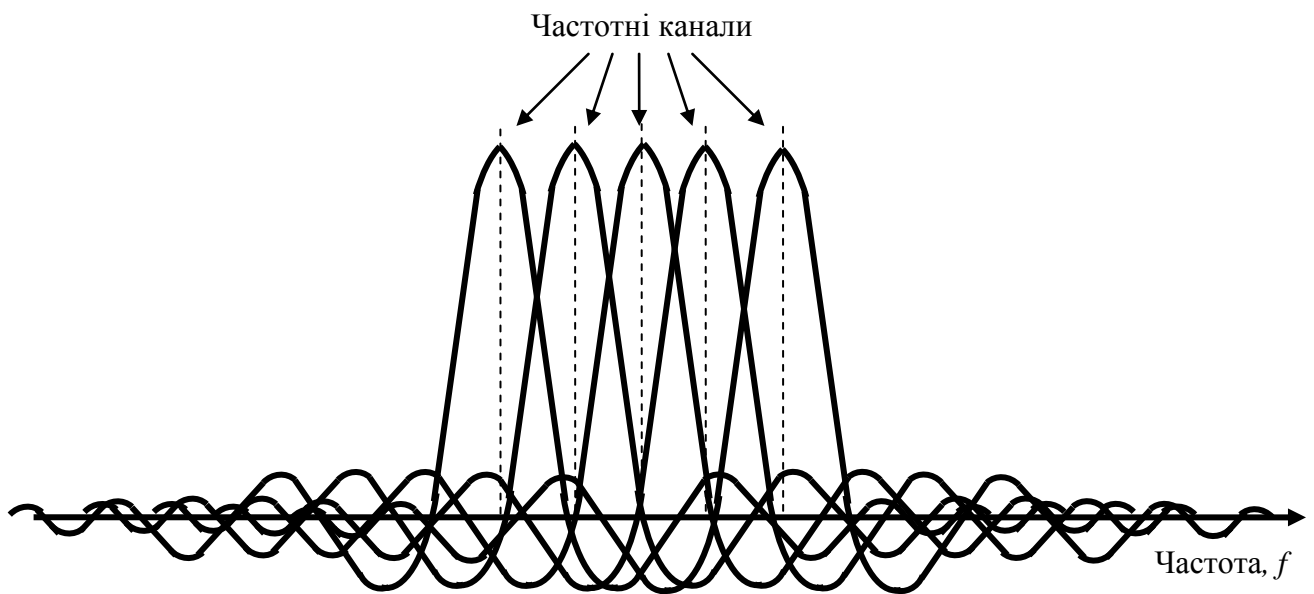
Нарешті, при більш високих швидкостях передачі застосовується метод кодування даних, який полягає в тому, що потік передаваних даних розподіляється по множині частотних підканалів і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому, висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всім каналам, а швидкість передачі в окремому каналі може залишатися невисокою. А оскільки в кожному із частотних підканалів швидкість передачі даних можна зробити не досить високою, то це створює посилення для ефективного подавлення міжсимвольної інтерференції.

При частотному розділенні каналів необхідно, щоб ширина окремого каналу була, з однієї сторони, достатньо вузькою для мінімізації викривлення сигналу в межах одного каналу, а з другої сторони – достатньо широкою для забезпечення

необхідної швидкості передачі. Крім того, для економного використання всієї смуги каналу, розділеного на підканали, бажано як можна більш щільно розташувати частотні підканали, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів друг від друга.

Частотні канали, що задовольняють перераховані вимоги, називають **ортогональними**. Несучі сигнали всіх частотних підканалів (а точніше функції, що описують ці сигнали) ортогональні друг другу.

Важливо те, що хоч самі частотні підканали можуть частково перекривати друг друга, ортогональність несучих сигналів гарантує частотну незалежність каналів друг від друга, а тому і відсутність між каналової інтерференції (мал.. 2.1).



Мал.2.1 Взаємно перекриті частотні канали з ортогональними несущими

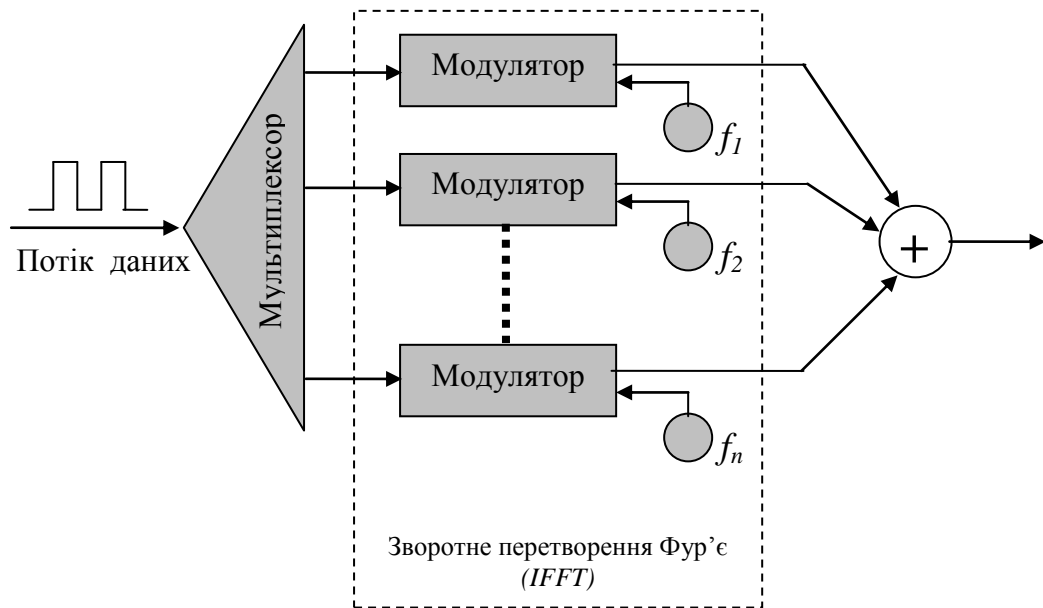
Розглянутий спосіб розділення широкосмугового каналу на ортогональні частотні підканали називається **ортогональним частотним розділенням з мультиплексуванням (OFDM)**. Для його реалізації в передаючих пристроях використовується зворотне швидко перетворення Фур'є (IFFT), яке попередньо переводить мультиплексований сигнал на n -каналів із часового уявлення в частотне (мал..2.2).

Кожний розрахунок IFFT уявляє собою піднесущу, яка підвергається фазовій (BPSK, QPSK) або квадратурно-амплітудній (QAM16 чи QAM64) модуляції, що дозволяє збільшити інформаційну швидкість передачі даних.

Група піднесущих частот, яка в даний момент переносить бітові потоки, називається **символом OFDM**.

Технологія OFDM застосовується не тільки в протоколі 802.16. Наприклад, в протоколі 802.11g також використовується технологія OFDM, але в протоколі 802.16 передбачено більш гнучке розосередження смуги частот передачі даних. При чому, це можна виконати як за рахунок зменшення кількості піднесущих, так і шляхом їх звуження. Мінімальна ширина сигналу складає 1,25 МГц, а максимальна – 20 МГц. Природно, що зменшення частотного ресурсу знижує і

швидкість передачі даних, але сама ця можливість дозволяє використовувати частотний спектр окремими фрагментами, а не в цілому, як це реалізовано в протоколі 802.11g.



Мал.2.2. Реалізація метода OFDM

В цілому, в стандарті 802.16а виділяється три типи фізичного рівня з'єднань, які розрізняються методом модуляції сигналу (табл.1):

- **WirelessMAN-SC** – фізичний рівень з однією несучою частотою;
- **WirelessMAN-OFDM** – ортогональне частотне розділення на 256 каналів з мультиплексуванням. Реалізація множини доступу в середовище передачі даних виконується за рахунок технології часового розділення (Time Division Multiple Access, TDMA);
- **WirelessMAN-OFDMA** – ортогональне масштабне частотне розділення каналів з мультиплексуванням. Використовується розділення на 2048 піднесущих частот. Колективний доступ в середовище передачі даних реалізується за рахунок об'єднання декількох піднесущих частот в один канал передачі і його виділення конкретному абоненту (OFD Multiple Access, OFDMA).

Таблиця 1. характеристики стандартів 802.16

Стандарт	802.16	802.16a/d (802.16-2004)	802.16e
Частотний діапазон	10-60 ГГц	2-11 ГГц	2-6 ГГц
Тип мережі	Стационарна	Стационарна	Рухома
Зона покриття	Зона прямого бачення	Поза зоною прямого бачення	
Радіус зони покриття	2-4 км	4-6 км (15-20 м на відкритій місцевості)	4-6 км.
Швидкість передачі даних	32-134 Мбіт/с в смузі 28 МГц	До 75 Мбіт/с в смузі 20 МГц	До 15 Мбіт/с в смузі 5 МГц
Модуляція	QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM256, OFDMA, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	
Ширина каналу	20, 25 і 28 МГц	Вибіркова ширина від 1,25 до 20 МГц	

Фізичний рівень WirelessMAN-SC призначений для застосування в зоні прямого бачення передавача і приймача. Останні два рівня засновані на ортогональному частотному розділенні каналів, і можуть використовуватися для

побудови мереж по топології «крапка – багато крапок» в умовах відсутності прямого бачення.

Фізичний рівень **WirelessMAN-OFDM** (ортогональний частотний розділ на 256 каналів з мультиплексуванням) виконує 256 розрахунків IFFT, із яких:

- 192 піднесущі є інформаційними і застосовуються для передачі даних;
- 8 піднесущих призначені для виміру характеристик каналу зв'язку і використовуються для передачі пілотних символів (pilot symbols);
- 56 піднесущих можуть використовуватися для організації захисних інтервалів, тривалість яких складає $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{16}$ або $\frac{1}{32}$ тривалості OFDM-сигналу. Ширина каналу зв'язку може бути різною і змінюватися від 1,25 до 20 МГц.

Фізичний рівень **WirelessMAN-OFDMA** уявляє собою ортогональне масштабне частотне розділення каналів з мультиплексуванням, тобто, кількість під несущих не фіксоване і може складати 512, 1024 і 2048. В залежності від кількості під несущих змінюється і ширина каналу і кількість підканалів (табл..2).

Таблиця 2. Характеристики OFDMA

Ширина каналу	5 МГц	10 МГц	20 МГц
Кількість під несущих	512	1024	2048
Кількість підканалів	32	64	128
Ширина підканалу	156 кГц		
Тривалість символу	101 мкс		
Відстань між під несущими	11,2 кГц		
Тривалість циклічного префіксу	11,2 мкс		

Одною з особливостей стандарту 802.16 є його адаптивність до зовнішніх перешкод. Система підстроюється до характеристик каналу в кожен момент часу. Наприклад, в ідеальнім по енергетиці каналу всі під несущі OFDM будуть працювати з модуляцією QAM64 і швидкістю згортання кодування $\frac{3}{4}$, що забезпечить максимальну швидкість передачі 74,81 Мбіт/с. В найхудіших умовах передачі використовується QPSK-модуляція для під несущих і згортання кодування зі швидкістю $\frac{1}{2}$. При цьому швидкість передачі даних складатиме 1,04 Мбіт/с.

Всього протоколом передбачено сім різних комбінацій типів модуляції і швидкості згортання кодування, в результаті чого досягається необхідна завадостійкість протоколу і велика різноманітність можливих швидкостей передачі (табл..3 і 4).

Для реалізації дуплексного режиму обміну даними використовується дві технології: дуплексний режим з розділенням по часу (TDD) понижуючого (DownLink) і підйомного (UpLink) потоків (при цьому задіюється загальний канал зв'язку) і дуплексний режим з розділенням по частотам (FDD), коли обидва потоки діють на різних каналах і обмін даними може виконуватися одночасно.

Таблиця 3. Можливі режими передачі.

Тип модуляції	Швидкість згортання кодування	Кількість інформаційних біт на символ	Кількість інформаційних біт в OFDM-символі
BPSK	1/2	0,5	88
QPSK	1/2	1	184
QPSK	3/4	1,5	280
QAM16	1/2	2	376
QAM16	3/4	3	568
QAM64	2/3	4	760
QAM64	3/4	4,5	856

Таблиця 4. Залежність швидкості передачі даних (Мбіт/с) від ширини каналу зв'язку і типу модуляції.

Модуляція		QPSK	QPSK	QAM16	QAM16	QAM64	QAM64
Швидкість згортання кодування		1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
Ширина каналу зв'язку	1,75 МГц	1,04	2,18	2,91	4,36	5,94	6,55
	8,5 МГц	2,08	4,37	5,82	8,73	11,88	13,09
	7,0 МГц	4,15	8,73	11,64	17,45	23,75	26,18
	10 МГц	8,31	12,46	16,63	24,94	33,25	37,40
	20 МГц	16,62	24,94	33,25	49,87	66,49	74,81

3. НОВІ ВИДИ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

3.1. Поняття модуляції

Модуляція (*modulation*) – змінювання в часі за певним законом параметрів деяких фізичних процесів. Практичне значення модуляції для радіозв'язку – накладання низькочастотного інформаційного сигналу на високочастотний сигнал-носії для передачі інформації на великі відстані.

Розрізняються три основних види модуляції:

- амплітудна модуляція (АМ);
- кутова модуляція, яка в свою чергу поділяється на два дуже схожих методи: частотну модуляцію (ЧМ) і фазову модуляцію (ФМ);
- імпульсна модуляція.

Різноманітні схеми модуляції можуть суміщати два і більше цих методів, утворюючи більш складні системи зв'язку. Телебачення, наприклад, використовує як АМ, так і ЧМ для різних типів інформації, що передається. Імпульсна модуляція суміщається з амплітудною утворюючи амплітудноімпульсну модуляцію (АІМ), і т.д. Не завжди можливо найти чітко виражену основу для використання того чи іншого методу модуляції. Але у всіх методах модуляції несущою слугує синусоїдальне коливання кутової частоти (w_n), виражене формулою:

$$e_n = A_n \sin(w_n t + \varphi_n);$$

де: A_n – амплітуда, а $w_n t + \varphi_n$ – миттєве значення фази сигналу.

Аналогічно модулюючий сигнал може бути представлений як:

$$e_m = A_m \sin(w_m t + \varphi_m);$$

Зазначені види модуляції забезпечують передачу аналогового сигналу. А реалізація цифрового зв'язку і цифрове діаграмоутворення засновується на нових видах модуляції, таких як фазова маніпуляція та квадратурно-фазова і квадратурно-амплітудна модуляції. При цьому, сигнал, що підлягає таким видам модуляції, повинен мати **квадратурне представлення**.

3.2. Квадратурне представлення сигналу

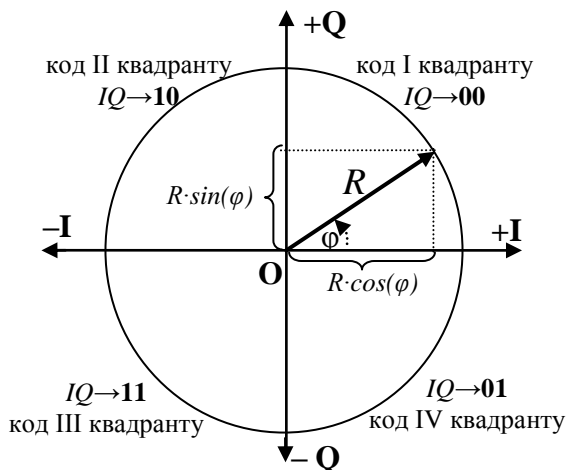
Розглянемо тригонометричну тотожність:

$$\cos(w_c t + \varphi) = \cos(\varphi) \cdot \cos(w_c t) - \sin(\varphi) \cdot \sin(w_c t);$$

Отримана формула дозволяє звести процес фазової модуляції до комбінації амплітудної модуляції двох послідовностей синусного і косинусного сигналів з нульовим фазовим зсувом. Представлення синусоїдального коливання як лінійної комбінації синусного і косинусного коливань з нульовою фазою називається **квадратурним представленням сигналу**.

При цьому, функції $\cos(\varphi)$ і $\sin(\varphi)$ для кожного такту передачі сигналу є постійними величинами і відіграють роль коефіцієнтів відповідного рівня сигналу, а функції $\cos(w_c t)$ і $\sin(w_c t)$ є перемінні величини і відіграють роль несущих частот, здвигнутих між собою на 90° , тобто знаходяться в «квадратурі». В подальшому при складанні двох таких амплітудно-модульованих сигналів отримуємо один фазово-модульований сигнал.

Геометричний зміст квадратурного сигналу є представлення його в комплексному вигляді (мал. 1).



Мал. 3.1. Кругова діаграма синусоїдального сигналу

На мал. 3.1 зображена кругова діаграма синусоїдального сигналу, де вектор-радіус (R) визначає амплітуду сигналу, і обертаючись проти часової стрілки, розкладає значення амплітуди даного сигналу на дві ортогональні складові (*синусну і косинусну*) для кожного миттєвого значення фази (φ). Косинусні сигнали зазвичай називають синфазними сигналами або (*I-сигналами*), а синусні сигнали називають здвигнутими по фазі сигналами або (*Q-сигналами*).

В залежності від цього кругова діаграма має дві ортогональні вісі (I) та (Q), які поділяють її на чотири квадранти. На вісі (I) відкладаються косинусні складові, а на вісі (Q) – синусні складові сигналу. Точка перетину вісі Q та вісі I є початком координат (*точка O*), тому, ті складові сигналу які розташовані праворуч і вгорі від початку координат, мають позитивне значення ($+I$) та ($+Q$), а ті складові які розташовані ліворуч і внизу від початку координат – отримують негативне значення ($-I$) та ($-Q$).

В геометричному змісті складові сигналу $R \cdot \cos(\varphi)$ та $R \cdot \sin(\varphi)$ є не що інше як складові комплексного числа ($a+ib$), де $a=R \cdot \cos(\varphi) \rightarrow$ дійсна частина комплексного числа, а $b=R \cdot \sin(\varphi) \rightarrow$ є уявною частиною даного комплексного числа. Тому кожен квадрант зазначеної кругової діаграми має свій код, в залежності від позитивного чи негативного значення дійсної і уявної частини квадратурного сигналу, що відповідає даному комплексному числу. При цьому прийняте припущення, що нижня точка кругової діаграми відповідає мінімальному мінусовому значенню амплітуди сигналу і зіставляється з дискретною одиницею (1) двоїчного коду, а верхня точка діаграми відповідає максимальному позитивному значенню амплітуди сигналу і ототожнюється з дискретним нулем (0). До того ж першим елементом коду кожного квадранту є значення знаку дійсної частини комплексного числа, а другим елементом коду є значення знаку уявної частини комплексного числа (квадратурного сигналу).

Таким чином перший квадрант діаграми утримує позитивні значення ($+Q$) та ($+I$) і має код (00). Другий квадрант утримує негативні значення дійсної частини ($-I$) та позитивні значення уявної частини ($+Q$), тому має код (10). Третій квадрант утримує негативні ($-I$) та ($-Q$), тому має код (11). Четвертий квадрант утримує позитивні значення дійсної частини ($+I$) та негативні значення уявної частини ($-Q$), тому має код (01). Зазначені коди необхідні для відновлення на прийомній стороні послідовності цифрових сигналів, що передаються у відповідності до їх фазової модуляції.

3.3. Фазова маніпуляція

Фазова маніпуляція призначена для кодування інформації шляхом впливу цифрового сигналу на фазу несущого частотного сигналу. Загальна формула, що відображає фазову маніпуляцію, має вигляд:

$$X(t) = \cos\left[w_c t + \frac{m_n t \Delta\varphi}{2}\right]; \quad \text{де: } \Delta\varphi = \frac{2\pi}{n} \text{ тоді}$$

$$X(t) = \cos\left[w_c t + m_n(t) \frac{\pi}{n}\right];$$

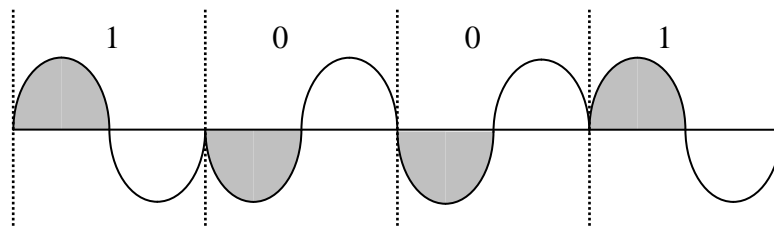
Значення n – число рівнів вихідного сигналу. Якщо прийняти, що рівні сигналів підпорядковуються закону $n=2^k$, то m_n прийме всі значення, визначені формулою: $m_n = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm n-1$.

Наприклад, при $n=1$ (однорівневий сигнал зі значенням 0 або 1) $m_1 = \pm 1$.

Тоді амплітуда сигналу в точці $t=0$ буде:

- при значенні сигналу 1 $\rightarrow \cos(+\pi)=1$;
- при значенні сигналу 0 $\rightarrow \cos(-\pi)=1$.

Наприклад, в найпростішому випадку передачі окремих біт при переході від 0 до 1 і навпаки фаза змінюється на 180 градусів (π). Так, в ситуації, показаній на мал.3.2, значенню «1» відповідає позитивний період початку циклу, а значенню «0» – негативний період (сірим кольором відмічений момент аналізу фази).

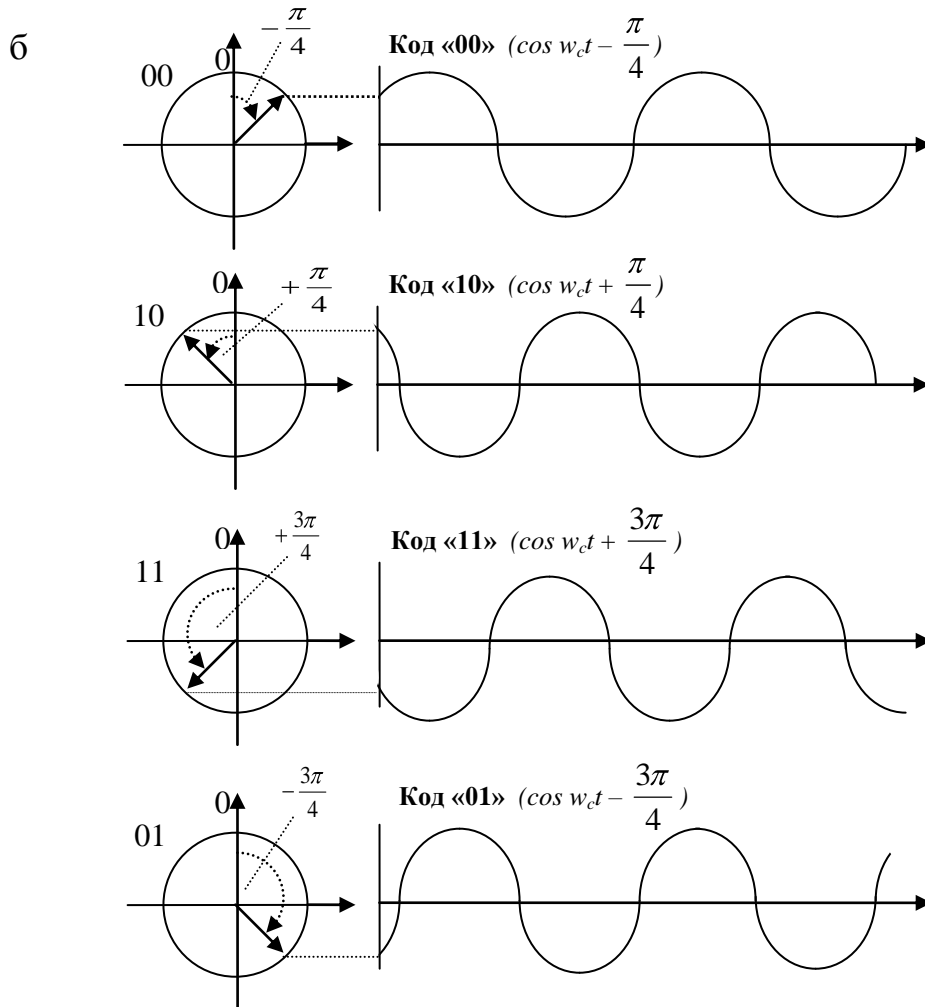


Мал.3.2. Фазова маніпуляція 2-ФМ

При 4-рівневій фазовій маніпуляції ($n=4$) в момент часу $t=0$:

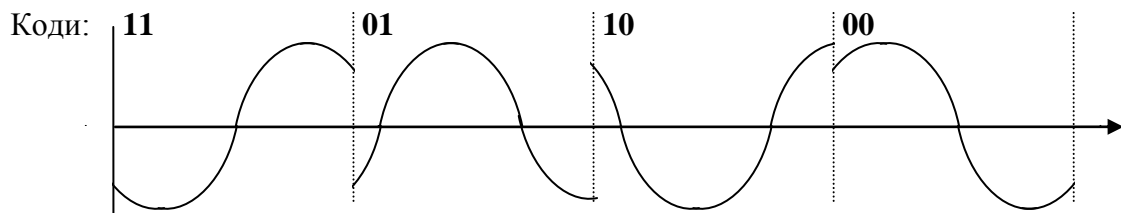
- сигнал першого рівня $m_4=+1$ амплітуда $\cos(+\pi/4)=0,707$;
- сигнал другого рівня $m_4=+3$ амплітуда $\cos(+3\pi/4)=-0,707$;
- сигнал третього рівня $m_4=-1$ амплітуда $\cos(-\pi/4)=0,707$;
- сигнал четвертого рівня $m_4=-3$ амплітуда $\cos(-3\pi/4)=-0,707$;

На мал.3.3 показані діаграми для фазового зсуву при 4-рівневій фазовій маніпуляції, де фаза визначається за допомогою виміру значення косинусного сигналу в началі періоду. На лівій частині цього малюнку приведена кругова діаграма, аналогічна діаграмі показаній на мал.1, але так як на даній діаграмі сигнал має косинусну форму, то він зсунутий на 90 градусів і початок відрахунку фази ведеться від верхньої точки діаграми (точка «0»). Нижня точка кругової діаграми відповідає мінімальному від'ємному значенню амплітуди і зіставляється з дискретною одиницею (1), а верхня точка відповідає максимальному значенню амплітуди і ототожнюється з дискретним нулем (0). Тому 1-й квадрант даної діаграми має код (00), 2-й квадрант має код (10), 3-й квадрант має код (11), а 4-й квадрант має код (10).



Мал.3.3. Фазові маніпуляції 4-ФМ

На мал.3.4. показаний сигнал фазової маніпуляції послідовності 11011000.



Мал.3.4. Приклад сигналу фазової маніпуляції кодової послідовності 11011000

Необхідно відмітити, що при способі 4-ФМ швидкість передачі даних зростає в 2 рази в порівнянні з вихідним потоком (2-ФМ). Інколи для вирівнювання швидкостей застосовують прийом, при якому моменти аналізу фаз при 4-ФМ в два рази рідші, ніж при 2-ФМ, що забезпечує однакову швидкість передачі даних.

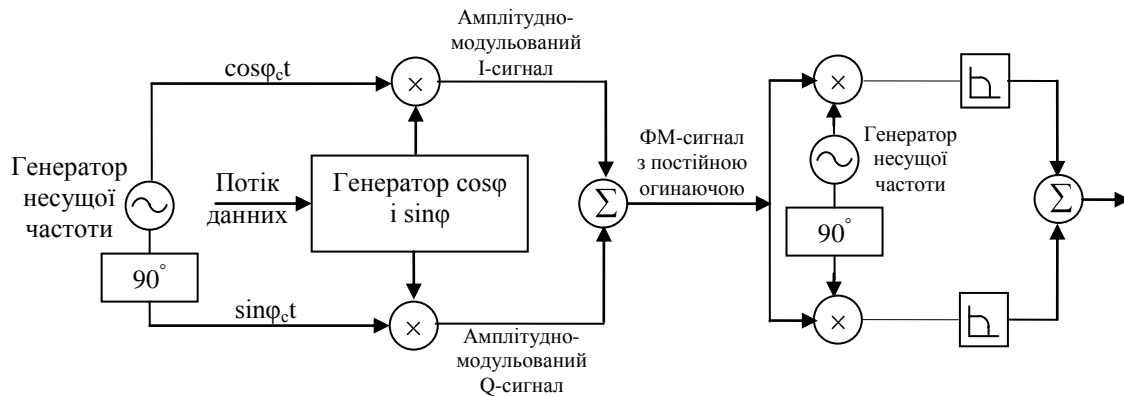
Можлива також побудова фазової маніпуляції при більшій кількості рівнів, наприклад 8-ФМ, але цю побудову пропонується провести самостійно:

Використовуючи формулу $X(t) = \cos [w_c t + m_n(t) \frac{\pi}{n}]$ визначити для маніпуляції 8-ФМ ($n=2^3$) наступні параметри:

- 1) кількість зсувів фаз для передачі сигналів;
- 2) амплітуди сигналів кожного рівня;
- 3) намалювати фазову діаграму;
- 4) намалювати діаграму передачі послідовності 000111.

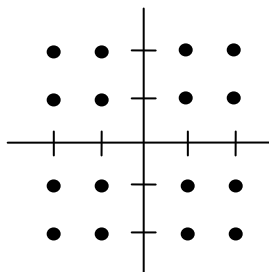
3.4. Квадратурно-амплітудна модуляція

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – Квадратурно-амплітудна модуляція (КАМ) представляє подальший розвиток фазової модуляції. В попередньому розділі було встановлено, що фазова модуляція може бути представлена як сума двох амплітудно-модульованих сигналів (I-канал і Q-канал), які при складанні дають фазово-модульований сигнал. Структурна схема фазового модулятора/демодулятора побудованого по даному принципу показана на мал.3.5.



Мал.3.5. Принцип роботи ФМ модулятора/демодулятора, заснованому на квадратурному представленні

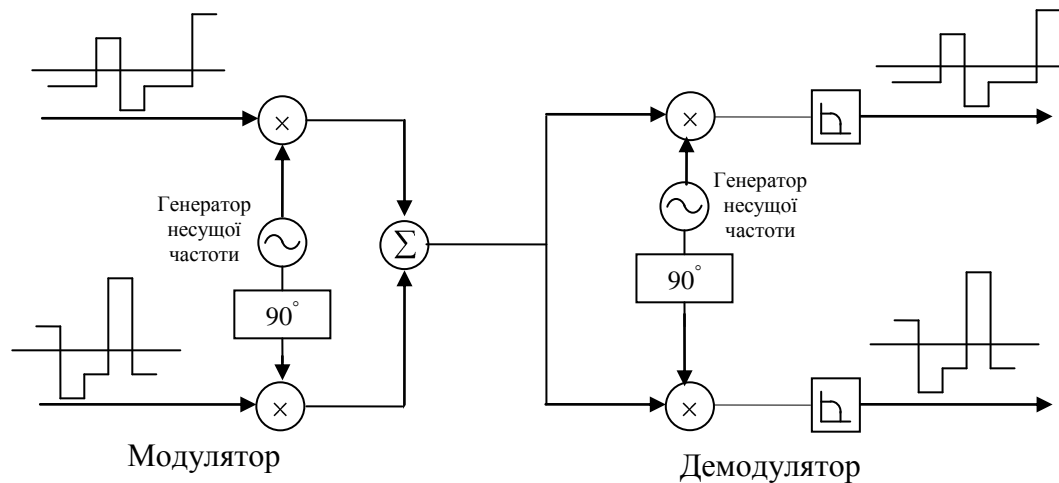
З даного малюнка видно, як один цифровий сигнал утворює два амплітудно-модульованих сигнала здвигнутих по фазі на 90° . Цей спосіб квадратурного представлення отримав подальший розвиток, коли кожен із каналів незалежно друг від друга отримує багаторівневий імпульсний сигнал. Таким чином, застосовуються дві координати – фаза і амплітуда, які на фазовій площині зображуються точками, розташованими у відповідності з фазою і амплітудою модуляції сигналів. На мал.3.6. показаний фазовий простір 16-рівневої квадратурно-амплітудної модуляції (16-КАМ). При цьому, амплітуди сигналів у кожному каналі можуть приймати 4 значення (4 рівня), а їх комбінація з чотирма



Мал.3.6. Точковий простір сигналів 16-КАМ

можливими значеннями фази дає 16 значень. Таким чином можна кодувати 16-рівневий сигнал, що збільшує інформаційну ємність сигналу в 4 рази (1 бод в цьому випадку дорівнює 4 бітам). На даний час існують 64-КАМ (в цьому випадку 1 бод дорівнює 6 бітам, і, відповідно, швидкість зростає в 6 разів). В перспективі впроваджуються 128-КАМ, що дозволяє в багато разів збільшити пропускну здібність каналів, особливо на абонентській ділянці.

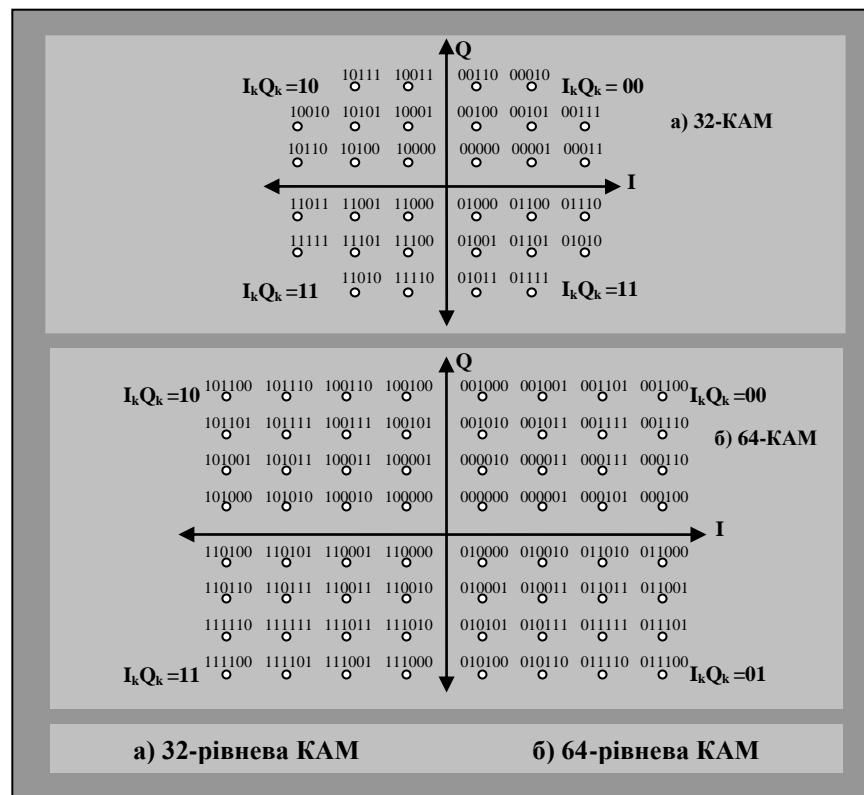
На мал.3.7. зображені модулятор і демодулятор системи КАМ, що демонструють як модулюються квадратурні сигнали, і як їх сума, що становить фазово-модульований сигнал, поступає в лінію.



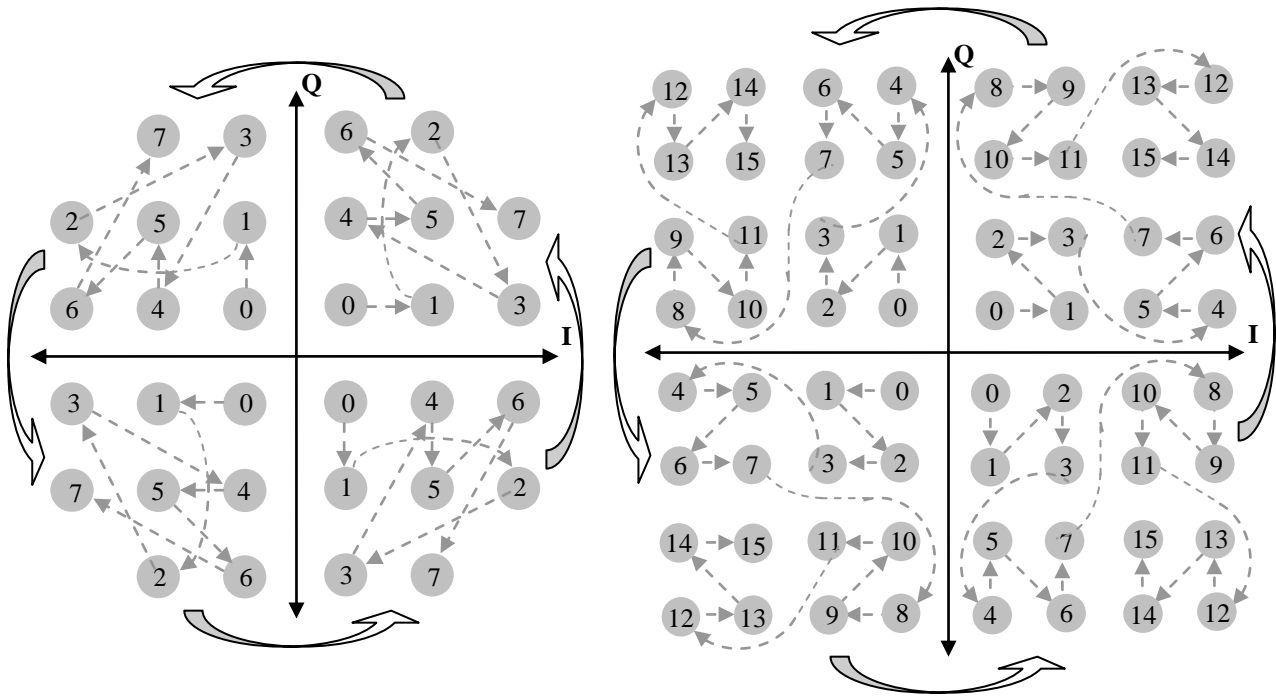
Мал.3.7. Принципи побудови модулятора/демодулятора КАМ

Існує багато рівнів квадратурно-амплітудної модуляції від 16QAM до 256QAM. Рівень модуляції визначає кількість станів несущої, що використовується для передачі інформації. Число біт (k), що передаються одним станом несущої, визначається формулою $k = \log_2 N$, де N – рівень модуляції. Так, модуляція 16QAM передає 4 біти інформації, а модуляція 256QAM – 8 біт.

На мал.3.8 показані стандартизовані значення кодів фазової маніпуляції для 32QAM і 64QAM, а на мал.3.9. представлена послідовність їх розташування по квадрантам, але в десятинному вигляді для більшої наглядності.



Мал.3.8. Стандартизовані значення кодів фазової маніпуляції для 32-х і 64-х рівневої КАМ



Мал. 3.9. Послідовність розташування на квадрантах двоїчних маніпуляційних кодів 32-QAM і 64-QAM

З даних малюнків видно, що перші два біти кожного байта кодів визначають номер квадранта, в якому вони знаходяться, а послідовні біти визначають стан несущої (інформацію). При цьому, послідовність розташування маніпуляційних кодів кожного квадранту залишається постійною, але з поступовим їх поворотом на 90° проти часової стрілки при переході від квадранту до квадранту.

Амплітудно-фазова модуляція з подавленням несущої

Цей тип модуляції представляє собою особливу форму КАМ. При цьому обидві складові фазової модуляції (I-канал і Q-канал) формуються безпосередньо з цифрового сигналу за допомогою фільтрів, побудованих з послідовності сигнальних процесорів (DSP – Digital Signal Processors). Тут не використовується генератор несущої частоти, і її значення не передається на вихідній стороні (ця частота «вирізається» фільтром), а на прийомній стороні вона відновлюється.

3.5. Модуляція з декількома несущими

Модуляція з декількома несущими відноситься до методів переходу від послідовної до паралельної передачі даних. Це дозволяє спростити вимоги до передаючої апаратури, хоч і ускладнює логіку передачі. Тому, ця технологія, створена ще в 1950-х роках, не могла широко застосовуватися, поки не були розроблені послідовні процесори і мікросхеми, що реалізують бистре перетворення Фур'є.

Цей метод модуляції називається ортогональним частотним розділенням каналів ОЧРК (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Інколи вона називається багатотональною модуляцією (DTM – Discrete MultiTone), і за рідким виключенням ці терміни взаємозамінні.

Принцип такої модуляції заключається в тому, що потік інформації з N символів розбивається на n підблоків. Частотна смуга системи передачі даних, розбивається на піддіапазони, утворюючи вузькі канали. Наприклад, смуга 1,0994 МГц розбивається на 255 підканалів по 4,325 кГц. Основні пристрої, що забезпечують дану модуляцію по принципу ОЧРК, показані на мал.3.10.



Мал.3.10. Модуляція з декількома несущими

Кожен підканал працює на своїй несущій. Якщо позначити частоту першої несущої w , то друга несуща буде мати частоту $2w$ і так далі, а для n -го каналу ця частота буде nw . Якщо для кожного з n підканалів застосувати квадратурну модуляцію, то отримаємо n квадратурних (ортогональних) функцій типу:

$$a_k \cos(kwt) + b_k \sin(kwt)$$

Якщо функції всіх підканалів просумувати, то отримаємо функцію, аналогічну функції, що називається рядом Фур'є.

$$x(t) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^{N-1} [a_k \cos(kwt) + b_k \sin(kwt)]$$

Функція, отримана в результаті модуляції, відрізняється від ряду Фур'є тим, що вона кінцева. Для збільшення точності обробки і виключення взаємного впливу каналів, реальна функція доповнюється «префіксом», що утримує декілька значень ряду Фур'є (псевдо каналів). Він устанавлюється перед послідовністю квадратурних сигналів. Це збільшує точність отримання функції $x(t)$ і дозволяє більш чітко відділяти підканали друг від друга. Сума функцій, отриманих в результаті модуляції, «згортається» за допомогою зворотного перетворення Фур'є в одну функцію $x(t)$, яка перетворюється в цифрову форму і передається в лінію. На прийомній стороні проводиться перехід від цифрової до аналогової форми, відбувається пряме перетворення Фур'є, квадратурні функції кожного каналу демодуються і збираються в одну послідовність. Цей вид модуляції використовується в асиметричній цифровій абонентській лінії (ADSL). Однією з переважних властивостей цього виду модуляції є те, що вона може узгоджувати спектр інформаційного сигналу зі спектром фізичного каналу. Оскільки загальний сигнал є складовим декількох сигналів в узькому спектрі, збільшення затухання окремих частот не впливає на сигнал в цілому, наприклад при наявності бокових відводів.

4. НОВІ ПРИНЦИПИ ФОРМУВАННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Розглянемо властивості вузькосмугових і широкосмугових сигналів. Для того щоб передати радіосигнал великої потужності в надзвичайно високому частотному діапазоні (НВЧ-діапазоні), потрібні дорогокоштовні передатчик з посилювачем та антена великого розміру. Для того щоб прийняти без перешкод сигнал малої потужності також потрібні дорогокоштовна велика антена та дорогі приймач і посилювач сигналу. Це стосується при використанні звичайного «вузькосмугового» радіосигналу, коли передача відбувається на одній визначеній частоті, а точніше, у вузькій смузі радіоспектру, що оточує дану частоту (частотний канал). Таке положення ускладнюється ще й різноманітними взаємними перешкодами між вузькосмуговими сигналами великої потужності, що передаються на близьких друг від друга частотах. Зокрема, вузькосмуговий сигнал може бути просто подавлений (випадково чи з наміром) передатчиком достатньої потужності настроєного на ту ж частоту.

Саме ця незахищеність від перешкод звичайного радіосигналу вимусила розробку суттєво іншого принципу радіопередачі, який називається технологією широкосмугового сигналу (ШСС), або шумоподібного сигналу (ШПС). Виявилось, що окрім своїх характерних властивостей (перешкодозахищеність та низький рівень створення власних перешкод), ця технологія оказалась відносно дешевою при масовому виробництві. Економічність відбувається за рахунок того, що вся складність широкосмугової технології запрограмована в декількох мікроелектронних компонентах («чипах»), а вартість мікроелектроніки при масовому виробництві досить мала. А що стосується останніх компонентів широкосмугових пристроїв (НВЧ-електроніки та антен), то вони дешевші і простіші, ніж в звичайному «вузькосмуговому» випадку, за рахунок надмірно малої потужності випромінених радіосигналів.

Крім того, в попередньому розділі було встановлено, що реалізація цифрового зв'язку і цифрового діаграмоутворення потребує застосування нових видів модуляції, таких як фазова маніпуляція та квадратурно-фазова і квадратурно-амплітудна модуляції. Але дані види модуляції засновуються на застосуванні бистрого перетворення Фур'є (БПФ), тому виникає необхідність у формуванні сигналів, які забезпечують їх цифрову обробку. Такими сигналами є імпульсні широкосмугові сигнали (ШСС), перевага яких полягає в безпомилковій передачі інформації в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, та в можливості отримання ансамблю таких ШСС, що займають загальну смугу частот. Якщо взаємно-кореляційні функції таких сигналів мають низький рівень, то вони можуть одночасно передаватися в одній і тій же смузі частот без значних взаємних перешкод. Принцип широкосмугових сигналів (ШСС) полягає в тім, що для передачі інформації використовується більш широка смуга частот, ніж це потребує звичайний вузькосмуговий сигнал.

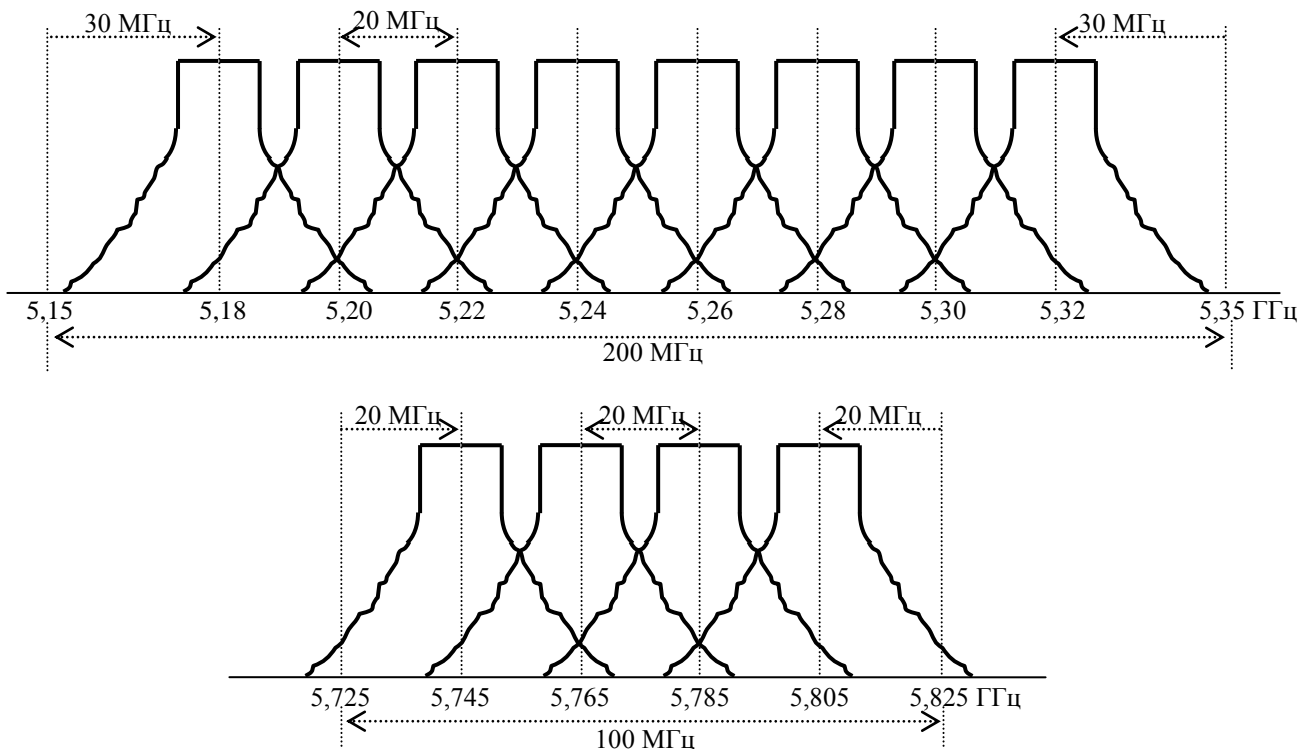
В техніці зв'язку широко використовуються також багато частотні сигнали (БЧС), які для передачі інформації використовують частоти з розносом рівним $\Delta f = 1/T$, де T – тривалість модулюючого сигналу. Ці сигнали також відносяться до широкосмугових сигналів (ШСС). Особливістю БЧС є те, що спектри сигналів, які передаються на сусідніх частотах, сильно перекриваються, але їх

ортогональність при синхронному детектуванні не порушується. На даному принципі побудовані сучасні системи наземного цифрового і телевізійного мовлення (DAB-T і DVB-T). В них використовується БЧС, число частот в яких досягає до $N_w=2^{13}$. Вхідний високочастотний потік даних розділяється на 2^{13} низькочастотних потоки, кожен з яких незалежно модулюється на одній з під несущих частот. Такий метод передачі інформації називається **ортогональним частотним ущільненням** (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Технологія OFDM знаходить широке застосування в системах безпроводного доступу, побудованих на обладнанні стандартів 802.11 (*Wi-Fi*) і 802.16 (*Wi-MAX*) і др.. Перевагою систем з OFDM є застосування її для обробки сигналів швидкого перетворення Фурє (БПФ), що дає змогу суттєво спростити апаратуру.

4.1. Метод багато частотного сигналу (БЧС)

Розглянемо сутність даного методу на прикладі стандарту IEEE 802.11a, де частотний діапазон розбитий на три під діапазони, які розрізняються по максимальній потужності випромінювання. Нижній діапазон (5,15 – 5,25 ГГц) передбачає випромінювання радіосигналів потужністю 50 мВт, середній діапазон (5,25 – 5,35 ГГц) – 250 мВт, а верхній діапазон (5,725 – 5,825 ГГц) – 1 Вт.

Використання трьох частотних піддіапазонів загальною шириною 300 МГц робить стандарт 802.11a самим широкосмуговим в сімействі стандартів 802.11 і дозволяє розбити весь частотний діапазон на 12 каналів шириною по 20 МГц, із яких: вісім каналів розташовані в 200-мегагерцовій смузі (5,15 – 5,35 ГГц), а останні чотири канали – в 100-мегагерцовій смузі (5,725 – 5,825 ГГц).



Мал.4.1. Розділення частотного діапазону UNII на 12 каналів

На мал.. 4.1 показаний принцип розділу частотного діапазону на 12 каналів. При цьому, чотири верхніх частотних каналів з найбільшою потужністю

випромінювання використовуються переважно для передачі сигналів поза приміщеннями. Ширина кожного частотного каналу 20 МГц повністю достатня для організації високошвидкісної передачі даних. Але, використання частот понад 5 ГГц і обмеження потужності випромінювання приводить до виникнення ряду проблем при організації високошвидкісної передачі, і це необхідно враховувати при виборі методу кодування даних.

Нагадаємо, що розповсюдження любого сигналу неминуче супроводжується його затуханням. При цьому, величина затухання сигналу залежить як від відстані передачі, так і від частоти несучої сигналу. Затухання сигналу вимірюється в децибелах згідно формули:

$$L_p = X \lg\left(\frac{4\pi df}{c}\right);$$

де: X – коефіцієнт послаблення, який для відкритої місцевості дорівнює 20;

d – відстань передачі даних; f – частота несучої сигналу; c – швидкість світла.

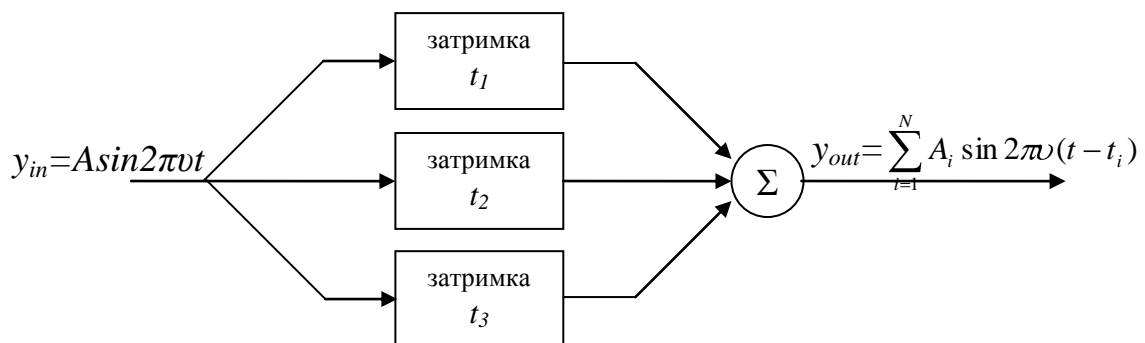
З приведеної формули видно, що при збільшенні частоти несучої сигналу збільшується і його затухання. Так, при розповсюдженні сигналу у відкритому просторі з частотою 2,4 ГГц, він на відстані в 10 м затухає на 60 дБ. А якщо частота несучої сигналу збільшити до 5 ГГц, то його затухання на відстані 10 м буде становити уже 66 дБ.

Другий важливий момент, який необхідно враховувати при використанні високочастотних сигналів з великою частотною шириною каналу – це виникнення ефекту багатопроменевої інтерференції (в результаті багаторазових перевідбиттів один і той же сигнал може потрапляти в приймач різними шляхами. Але різні шляхи розповсюдження мають і різні відстані, а тому на різних шляхах розповсюдження послаблення сигналу буде не однаковим. Тому в точці прийому результуючий сигнал буде представляти собою суперпозицію (інтерференцію) багатьох сигналів з різними амплітудами і зміщені відносно друг друга по часу, що еквівалентно складанню сигналів з різними фазами.

Якщо уявити, що передавач розповсюджує гармонічний сигнал $y_{in}=A\sin 2\pi vt$ з частотою несучої v та амплітудою A , то в приймачу буде отриманий сигнал:

$$y_{out} = \sum_{i=1}^N A_i \sin 2\pi v(t - t_i);$$

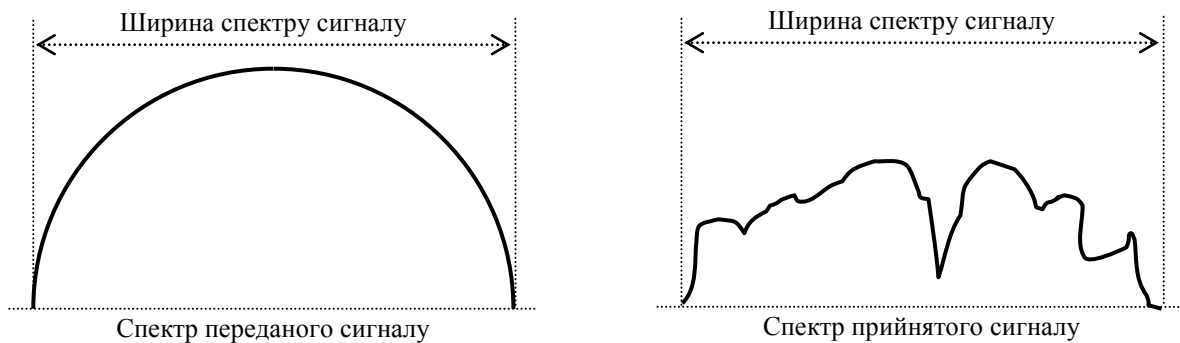
де: t_i – затримка розповсюдження сигналу по i -му шляху (мал.4.2)



Мал.4.2. Модель багатопроменевого розповсюдження сигналу

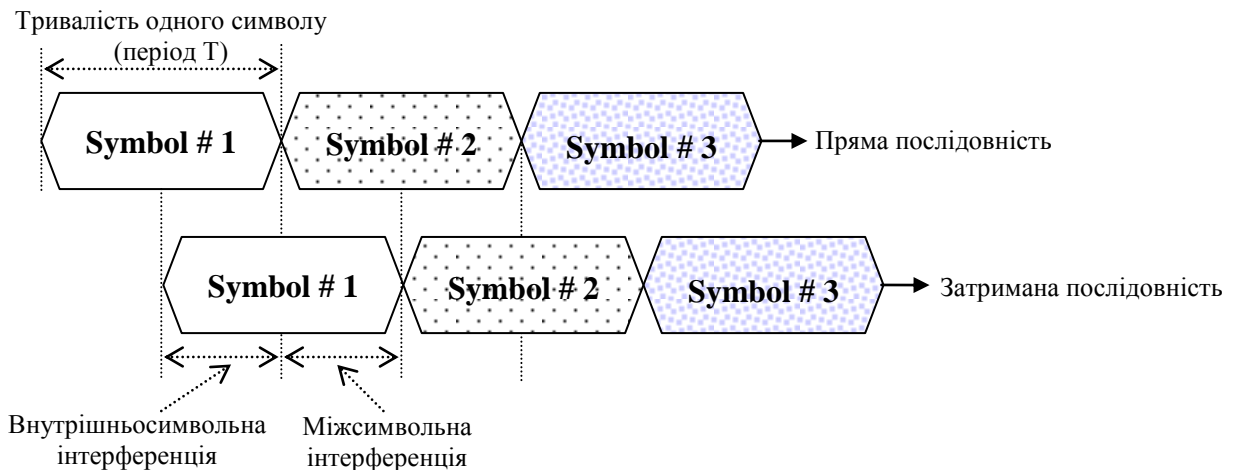
Наслідком багатопроменевої інтерференції є викривлення прийнятого сигналу. Багатопроменева інтерференція властива любому типу сигналу, але

особливо негативно вона діє на широкосмуговий сигнал. Справа в тім, що при використанні широкосмуговий сигнал в результаті інтерференції деякі частоти складаються у фазі, що приводить до посилення сигналу, а деякі навпаки – у протилежній фазі, що викликає послаблення сигналу на даній частоті (мал.4.3)



Мал.4.3. Викривлення сигналу за рахунок багатопроменевої інтерференції

Розрізняються два крайніх випадків негативного впливу багатопроменевої інтерференції на сигнал. В першому випадку максимальна затримка приходу одного і того ж сигналу на приймач різними шляхами не перевищує терміну тривалості одного символу, і інтерференція виникає в межах одного символу (внутрішньо символна інтерференція). В другому випадку максимальна затримка приходу одного і того ж сигналу на приймач різними шляхами перевищує тривалість одного символу, і в результаті інтерференції складаються сигнали різних символів, і виникає так звана між символна інтерференція (Inter Symbol Interference, ISI – мал.4.4).



Мал.4.4. Виникнення міжсимвольної та внутрішньосимвольної інтерференції

Найбільш негативну дію на сигнал чинить міжсимвольна інтерференція. Оскільки символ – це дискретний стан сигналу, який характеризує значення частоти, амплітуди і фази несучої. Таким чином, різні символи мають і різні значення амплітуди і фази, тому при одночасному прийомі різних символів відновити вихідний сигнал досить тяжко, а то і не можливо.

Щоб уникнути ефекту інтерференції використовують частотні еквалайзери, але, зі зростанням швидкості передачі даних, збільшення символної швидкості чи ускладнення схеми кодування, їх ефективність різко знижується.

Так, в стандарті 802.11b при максимальній швидкості передачі в 11 Мбіт/с та з використанням ССК-кодів і QDPSK-кодування, достатньо для компенсації міжсимвольної інтерференції застосування схем компенсації еквалайзерів, але при більш високих швидкостях, як в протоколі 802.11a, такий підхід стає недостатній. Тому, в стандарті 802.11a використовується принципово інший метод кодування даних, який полягає в тім, що потік даних розподіляється по множині паралельних частотних каналів які працюють паралельно. При цьому висока швидкість передачі даних досягається за рахунок одночасної їх передачі по всім каналам, а швидкість передачі в окремим каналі може бути і не високою. Так, якщо швидкість передачі даних позначити S_i в i -ом частотному каналі, то загальна швидкість передачі по N каналах буде дорівнювати $S_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N S_i$.

Оскільки в кожному із частотних каналів швидкість передачі даних можна зробити не досить високою, то це дає посилення для ефективної компенсації міжсимвольної інтерференції. Але, при частотному розділенні каналів необхідно вибирати їх оптимальну ширину, а саме: з однієї сторони вона повинна бути достатньо вузькою для мінімізації скривлення сигналу в межах одного каналу, а з іншої сторони вона повинна бути достатньо широкою для забезпечення необхідної швидкості передачі даних. Крім того, для економного використання всього діапазону, що розділяється на окремі канали, бажано як можна щільніше розташувати частотні канали один біля одного, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів друг відносно друга. Такі частотні канали, що задовольняють перерахованим вимогам, називаються *ортогональними*, а тому і сигнали, що передаються по таким каналам являються *ортогональними* друг відносно друга.

З математичної точки зору ортогональність функцій означає, що їх добуток усереднений на деякому інтервалі дорівнює нулю. В нашому випадку ортогональність сигналів виражається простим співвідношенням:

$$\int_0^T \sin 2\pi f_l t \cdot \sin 2\pi f_k t dt = 0, \text{ при } k \neq l;$$

де: T – тривалість (період) символу; f_k і f_l – несучі частоти k -го і l -го каналів.

Метод передачі інформації з використанням БЧС вважається досить перспективним. Розглядаються можливості створення на його основі систем мобільного зв'язку четвертого покоління (4G), в яких на одному частотнім каналі можуть одночасно передаватися сигнали декількох абонентів.

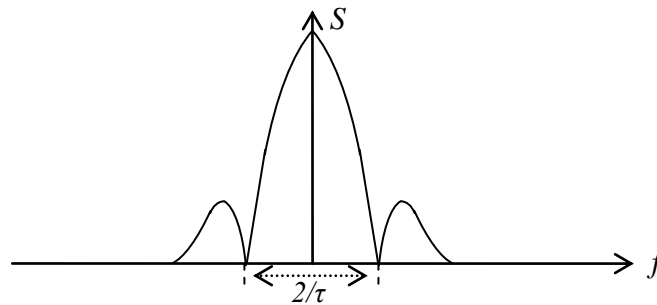
Для цих цілей розроблено два принципіально різних методів передачі сигналів з використанням такої широкої смуги частот – метод прямої послідовності (*Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS*) і метод частотних стрибків (*Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS*). Ці обидва методи передбачаються і стандартом 802.11 (*Radio-Ethernet*).

4.2. Метод прямої послідовності (DSSS)

Основна ідея технології розширення спектру (Spread Spectrum, SS) полягає в тому, щоб від вузькосмугового спектру сигналу, що виникає при звичайному потенційному кодуванні, перейти до широкосмугового спектру. Саме це дозволяє значно підвищити завадостійкість зв'язку.

Так, при потенційному кодуванні інформаційні біти 0 і 1 передаються прямокутними імпульсами напруги. З курсу математики і фізики добре відомо, що любую функцію і відповідно любий сигнал можна представити у вигляді дискретного або безперервного набору гармонік – синусоїдальних сигналів з певним образом підібраними ваговими коефіцієнтами і частотами. Таке представлення називають перетворенням Фур'є, а самі частоти гармонічних сигналів утворюють спектральне розкладання функції. Наприклад, при передачі прямокутного імпульсу тривалістю τ , спектр сигналу описується функцією

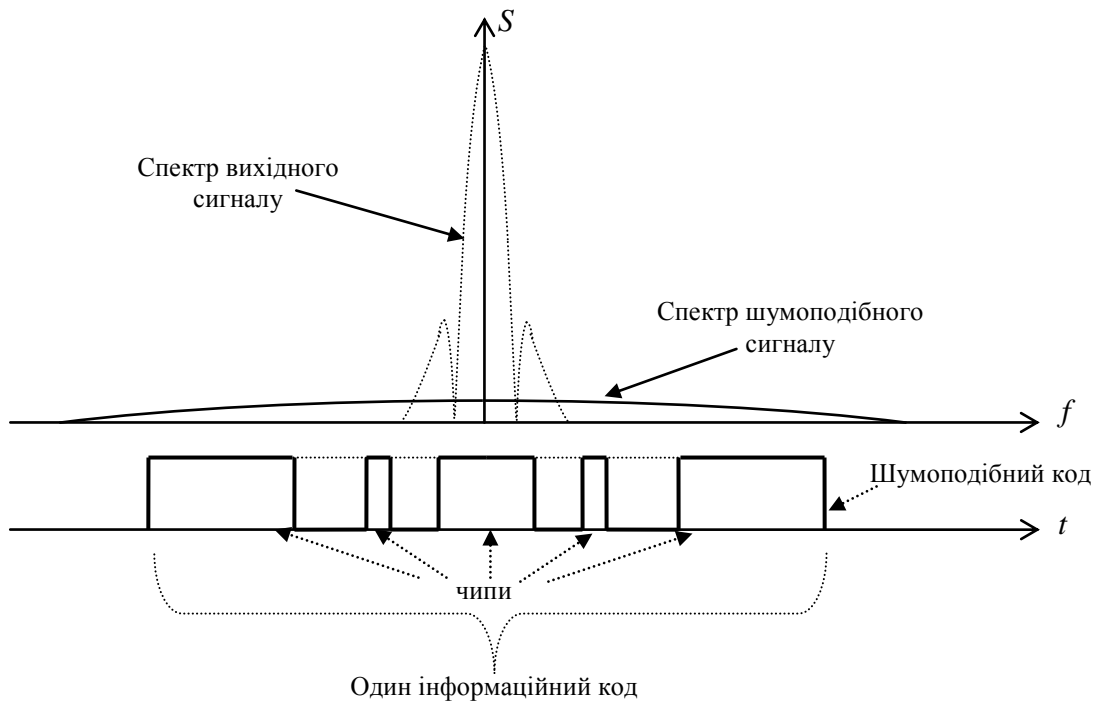
$$S = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f \cdot \tau}, \text{ де } f - \text{ частота спектральної складової}$$



Мал.4.5. Спектр прямокутного імпульсу тривалістю τ

Не зважаючи на нескінченний спектр сигналу, найбільш вагові гармоніки, що вносять значний вклад у формування сигналу, зосереджені в смузі частот, ширина якої обернено пропорційна тривалості імпульсу. Таким чином, з достатньою стелінню точності даний сигнал можна представити як суперпозицію гармонік в спектральній смузі з шириною тривалості імпульсу τ . Відповідно до того, чим менша тривалість імпульсу, тим більший спектральний діапазон займає такий сигнал. Щоб підвищити завадостійкість сигналу (збільшити вірогідність безпомилкового розпізнання сигналу на прийомній стороні в умовах шуму) можна скористатися методом переходу до широкосмугового сигналу, додаючи надлишок у вихідний сигнал. Для цього в кожний інформаційний біт, що передається, «вбудовується» певний код, який складається з послідовності так званих чипів. Тобто, інформаційний біт, що представляє собою прямокутний імпульс, розбивається на послідовність більш дрібних імпульсів-чипів. В результаті спектр сигналу значно розширюється, так як ширину спектру можна зі значною стелінню точності рахувати обернено пропорційною тривалості одного чипа. Такі кодові послідовності називаються шумоподібними кодами (мал.4.6). Справа в тому, що одночасно з розширенням спектру сигналу зменшується і спектральна щільність його енергії. Тобто енергія сигналу нібито «розмивається» по всьому спектру. Результуючий сигнал становиться шумоподібним в тому

розумінні, що його важко відрізнити від природного шуму. Виникає питання – навіщо ускладнювати первинний сигнал, якщо в результаті він стає не відрізнений від шуму? Діло в тім, що кодові послідовності чипів володіють унікальною властивістю автокореляції. Попробуємо на інтуїтивному рівні пояснити в чому полягає сутність кореляції.



Мал.4.6. Зміна спектру сигналу при добавленні шумоподібного коду

Під кореляцією в математиці розуміють степінь взаємної подібності двох функцій, тобто, на скільки дві різні функції подібні друг на друга. Відповідно під автокореляцією розуміють степінь подібності функції самої на себе в різні моменти часу. Наприклад, якщо деяка функція залежить (змінюється) від часу і ця залежність виражається у вигляді $f(t)$, то можна розглядати функцію в деякий момент часу t_0 і в момент часу $t_0 + \tau$. Степінь схожості цих двох функцій друг на друга в різні моменти часу і називається автокореляцією. Виходить, що можна підібрати таку послідовність чипів, для якої функція автокореляції, що відображає подібність функції самої на себе через визначений термін часу буде мати різко виражений пік лише для одного моменту часу. Тобто функція буде подібна сама собі лише для одного моменту часу і зовсім не схожа на себе для всіх останніх моментів часу. Одна із найбільш відомих (але не єдина) таких послідовностей – код Баркера довжиною в 11 чипів: 11100010010. Коди Баркера володіють найкращими серед відомих псевдовипадкових послідовностей властивостями шумоподібності, що і обумовило їх широке застосування. Для передачі одиничного і нульового символів повідомлення використовується відповідно пряма та інверсна послідовності.

Автокореляція послідовності коду Баркера розраховується як різниця між кількістю чипів що співпадають, і кількістю чипів що не співпадають при різних їх циклічних зсувах між собою по часу (табл.4.1).

Порядок розрахунку автокореляційної функції послідовності коду Баркера

Зсув	Послідовність	співпадають	не співпадають	результат автокореляції
0	1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0	<i>вихідний біт</i>		
1	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
2	1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
3	0 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
4	0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
5	1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
6	0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
7	0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
8	0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
9	1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
10	1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1	5 чипів	6 чипів	5 – 6 = -1
11	1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0	11 чипів	0 чипів	11 – 0 = 11

Як видно з таблиці послідовність Баркера володіє яскраво вираженим піком автокореляції при накладанні функції самої на себе. Проводячи аналогічні розрахунки не трудно усвідомити, що інші послідовності не володіють подібною властивістю, тобто мають декілька піків кореляції які значно занижують завадостійкість сигналу що передається.

В приймачу отриманий сигнал перемножується на код Баркера (вчислюється кореляційна функція сигналу), в результаті він стає вузькосмуговий, тому його фільтрують у вузькій смузі частот, рівній подвоєній швидкості передачі даних. Люба перешкода, що потрапляє в полосу вихідного широкосмугового сигналу, після перемноження на код Баркера, навпаки, стає широкосмуговою, тому у вузьку інформаційну смугу потрапляє лише частина перешкоди з потужністю приблизно в 11 разів менша ніж перешкода, що діє на вході приймача.

Таким чином, метод прямої послідовності (DSSS) поділяє всю «широку» смугу частот на декілька підканалів (стандарт 802.11 передбачає 11 таких підканалів, які ми будемо використовувати в подальшому описанні даного методу). Кожен біт інформації, що передається по даному каналі, перетворюється по заздалегідь зафіксованому алгоритму в послідовність з таких же 11 біт, і ці біти передаються одночасно і паралельно, використовуючи всі 11 підканалів. При прийомі отримана послідовність біт декодується з використанням того ж алгоритму, що застосовувався і при їх кодуванні. При цьому, друга пара приймач-передавач може використовувати другий алгоритм кодування-декодування. Таким чином, таких різноманітних алгоритмів може бути дуже багато.

Перша перевага даного методу полягає в захисту від підслуховування переданої інформації («чужий» DSSS-приймач використовує інший алгоритм і не зуміє декодувати інформацію не від свого передатчика). Але більш важливою властивістю даного методу є те, що завдяки 11-кратній передачі однієї і тієї ж інформації можна обійтися сигналом досить малої потужності не збільшуючи при цьому розмірів антени (в порівнянні з рівнем потужності сигналу при використанні звичайної вузькосмугової технології). При цьому значно зменшується відношення сигнал/шум, тому що сигнал, що передається, уже нібито не розрізняється в

загальнім шумі. Але завдяки його 11-кратній повторюваності прийомний пристрій все ж таки зуміє його розпізнати. Це можна порівняти з тим, що якби нам написали 11 раз одне і те слово, і деякі екземпляри із них були написані нерозбірливим почерком, інші напівстерті або на обвугленім аркуші паперу, але все рівно в більшості випадків ми зуміємо ідентифікувати це слово, порівнюючи всі 11 отриманих екземплярів.

Ще одна надзвичайно корисна властивість DSSS-пристрою закладається в тім, що завдяки досить низькому рівню потужності свого сигналу вони практично не завдають перешкод звичайним вузькосмуговим радіопристроєм, так як вони (вузькосмугові радіопристрої) приймають широкосмуговий сигнал за шум в допустимих межах.

З іншої сторони звичайні пристрої не заважають широкосмуговим, так як їх кожен сигнали великої потужності «шумить» лише в своєму вузькому каналі і не може подавити весь суцільний широкосмуговий сигнал, а подавляє лише його окремі фрагменти. Це можна порівняти з тим, якщо буква написана тонким олівцем і заштрихована жирним фломастером, і рядки фломастера лягли не підряд один одному, то ми зуміємо прочитати цю букву (Мал.4.7).



Мал.4.7. Приклад ідентифікація букви А в широкосмугових системах

В цілому можна сказати, що використання широкосмугових технологій дає можливість використовувати одну і ту ж ділянку радіоспектру двічі, а саме: звичайними вузькосмуговими пристроями, і поверх них – широкосмуговими.

Для методу прямої послідовності можна виділити наступні властивості ШСС-технологій:

- перешкодозахищеність;
- не створення перешкод іншим радіопристроєм;
- конфіденційність передач;
- економічність при масовому виготовленню;
- можливість повторного використання однієї і тієї ж ділянки спектру.

Таким чином, основна сутність використання кодів Баркера полягає в тім, щоб передаючи сигнал практично на рівні перешкод, гарантувати високу ступінь достовірності прийнятої інформації.

4.3. Метод частотних стрибків (FHSS)

При кодуванні по методу частотних стрибків (FHSS), вся відведена для передачі смуга частот поділяється на декілька підканалів (в стандарті 802.11 їх 79). Кожен передатчик в кожен даний момент часу використовує лише один із цих підканалів, регулярно перестрибуючи з одного підканала на інший. Стандарт 802.11 не фіксує частоту таких стрибків – вона може задаватися по різному. Ці стрибки відбуваються синхронно на передатчику і приймачу по заздалегідь зафіксованій псевдовипадковій послідовності, відомій лише їм обом. Таким чином, не знаючи такої послідовності переключень прийняти сигнал не можливо. Інша пара передавач-приймач буде використовувати іншу послідовність таких переключень частот, задану незалежно від першої пари. В одній смузі частот і на одній території прямого бачення (в одній «ячейці») таких послідовностей може бути досить багато. Тому, при збільшенні кількості одночасних передач зростає і вірогідність колізій, коли, наприклад, два передавача в своїх послідовностях одночасно перестрибнули на одну і ту ж частоту і заглушили один одного.

Метод частотних стрибків, так же як і метод прямої послідовності, забезпечують конфіденційність і деяку перешкодозахищеність передачі. Така перешкодозахищеність забезпечується тим, що якщо на якомусь із 79 підканалів пакет передачі не був прийнятий, то приймач повідомляє про це, і передача цього пакету повторюється на одному із послідуєчих (в послідовності стрибків) підканалів. З іншого боку, оскільки при використанні методу частотних стрибків, на відміну від методу прямої послідовності, на кожному підканалі передача ведеться на достатньо великій потужності (в порівнянні з потужністю звичайних вузькосмугових передавачів), то можна сказати що даний метод частотних стрибків (FHSS) стає перешкодою для інших видів передачі.

5. ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ СИСТЕМ БАГАТОЧАСТОТНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

5.1. Ансамбль широкосмугових сигналів з багатьма піднесущими

Розглянемо широкосмуговий сигнал, що складається з N піднесущих:

$$V_n(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2P_R}{N}} \exp \left[j 2\pi (f_0 + n\Delta f_s) t \right] \right\}; \quad (1)$$

де: P_R – повна потужність широкосмугового сигналу;

$\operatorname{Re}\{z\}$ – дійсна частина комплексного числа Z , яке можна записати як

$$V_k(t) = \zeta_k \left\{ \sum_{n=1}^N v_n(t) \sum_{m=1}^M \theta_{mn}^k f_m(t) \right\}; \quad (2)$$

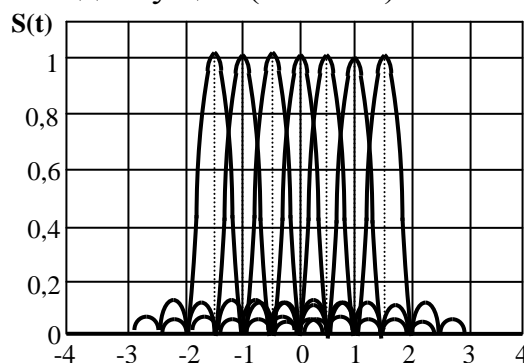
де: $\zeta_k = \pm 1$; T – тривалість інформаційного символу; θ_{mn}^k – псевдовипадкова послідовність чисел, яка відома на прийомній стороні ($\theta_{mn}^k = \pm 1$);

$f_m(t) = 1$ на часовому інтервалі T_m , який визначається умовами $m=1 \dots M$ при $(m-1)T/M \leq t \leq mT/M$, і $m=0$ за його межами.

Очевидно, що в (1) $\Delta f_s = M/T$ сигнали $V_n(t)$ ортогональні на кожному із інтервалів T_m . Формула (1) показує, що на кожній піднесучій протягом часу T передається послідовно M псевдовипадкових чисел θ_{mn}^k . При різних значеннях k величини θ_{mn}^k взаємно незалежні, так як добуток $\theta_{m_1 n_1}^k \theta_{m_2 n_2}^k$ приймає значення ± 1 з вірогідністю 0,5. На різних піднесущих [різні значення n в (1)] можуть передаватися різні або одна і та ж CFVF псевдовипадкова послідовність.

Спектр сигналу має вид $S(f) = \sum_{n=1}^N \left[\sin 2\pi (f - n\Delta f_s T / 2M) / 2\pi (f - n\Delta f_s T / 2M) \right]^2$.

Даний спектр є не що інше як сума енергетичних спектрів сигналів, що передаються на різних піднесущих (мал..5.1)



Мал. 5.1. Енергетичний спектр сигналу, що передається на багатьох піднесущих.

З малюнку 5.1. видно, що спектри сигналів різних піднесущих суттєво перекриваються. Ширина спектру інформаційного сигналу тривалістю T дорівнює $\Delta f_s = 1/T$, а ширина спектру багато частотного сигналу (БЧС) дорівнює, як це видно з мал..5.1, $\Delta f_w = NM / T$.

Таким чином, спектр шумоподібного багато частотного сигналу перевищує спектр інформаційного сигналу в $B=NM$ разів, де B – база сигналу.

Одним або декількома передавачами в загальній смузі частот випромінюється сума декількох (k) сигналів $V_k(t)$

$$V_S(t) = \sum_{k=1}^K V_k(t); \quad (2)$$

Після передачі сигналів (2) по каналу з завмираннями на вхід приймача поступають сигнали $W_S(t)$, які є сумою багато частотних сигналів

$$W_S(t) = \sum_{k=1}^K W_k(t) + n(t).$$

де: $n(t)$ – білий гаусовський шум з односторонньою спектральною щільністю потужності N_0 .

Сигнали $W_k(t)$, що діють на вході приймача, можуть бути записані у вигляді

$$W_k(t) = \sum_{n=1}^N a_n^k v_n(t). \quad (3)$$

В (3) в інтервалі часу T_m значення $a_n^k = (\mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k)$ де величина μ_{nk} – це коефіцієнт передачі k -го багатопробного каналу зв'язку, по якому передаються сигнали $V_k(t)$ на частоті $f_0 + n \Delta f_s$. В подальшому будемо вважати, що вони незалежні і розподілені по закону Релея $p(\mu) = \mu \exp(-\mu^2/2)$.

Якщо всі сигнали $V_k(t)$ випромінюються одним передавачем, то в (3) коефіцієнти передачі каналу зв'язку на n -й частоті (μ_{nk}) для всіх сигналів мають однакове значення ($\mu_{nk} = \mu_n$), оскільки вони по одному і тому ж багатопробному каналу зв'язку. Такий випадок має місце тоді, коли сигнали $V_k(t)$ випромінюються однією базовою станцією зв'язку. При цьому $W_S(t)$ є сигнал, який приймається абонентським терміналом. Якщо кожний сигнал $V_k(t)$ випромінюється одним із k абонентських терміналів, то всі сигнали розповсюджуються по різним каналам зв'язку, і в цьому випадку всі коефіцієнти μ_{nk} є незалежними випадковими величинами. А прийнятий сигнал може бути записаний наступним чином:

$$W_S(t) = \sum_{n=1}^N a_n v_n(t). \quad (4)$$

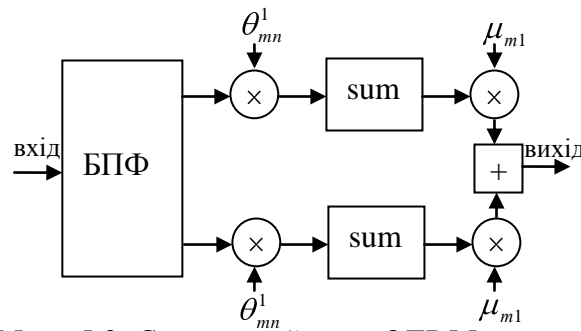
В (4) в інтервалі T_m значення a_n дорівнює:

$$a_n = \sum_{k=1}^K a_n^k = \left(\sum_{k=1}^K \mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k \right).$$

Технологічною перевагою систем, що використовують OFDM, є те, що приймач багатопробних сигналів може реалізуватися достатньо просто, навіть при великих значеннях N на основі алгоритму швидкого перетворення Фур'є. на мал.5.2. показана схема такого приймача. На його вхід поступають сигнали $W_S(t)$. Блок БПФ має N виходів, на кожному з яких в кінці інтервалу T_m формуються значення коефіцієнтів b_{mn}

$$b_{mn} = (M/T) \left(\int_{T_m} W_S(t) v_n(t) dt \right) = \left(\sum \mu_{nk} \xi_k \theta_{mn}^k + n_{mn} \right). \quad (5)$$

де: n_{mn} – незалежні гаусові випадкові величини.



Мал.. 5.2. Схема приймача OFDM-сигналу

Для виділення символів повідомлення (наприклад, символу ξ_1 в першому сигналі) над коефіцієнтами b_{mn} здійснюються наступні операції. Значення b_{mn} перемножуються на символи псевдовипадкової послідовності θ_{mn}^1 . Так усувається псевдовипадкова модуляція в сигналі $W_I(t)$. В подальшому вони складаються по всім часовим інтервалам T_m і в результаті формується оцінка інформаційного символу ξ_1 , переданого на n -ій частоті

$$\xi_{1n} = \left[\sqrt{P_R / N} (\mu_{n1} \sum \theta_{nm}^1 b_{nm}) / M \right] = \left[(\mu_{n1} \sqrt{P_R / N}) \xi_1 + \left(\sum_{k=2}^K \mu_{kn} n_{kn} \right) + n_{0n} \right]. \quad (6)$$

Визначається оцінка символу ξ_1 , яка є вивішеною сумою ξ_{1n} . Вага, з якою в цю суму входять оцінки ξ_{1n} , вибрана оптимальною. Вона пропорційна коефіцієнту передачі багатопроменевого каналу зв'язку (μ_{n1}), по якому розповсюджується сигнал $W_I(t)$ на n -ій частоті, де:

$$\xi_1 = \left(\sum_{n=1}^N \mu_{n1} \xi_{1n} \right) / N = \left[z \sqrt{P_R / N} \xi_1 + \sum_{n=1}^N \mu_{n1} \left(\sum_{k=2}^K \mu_{kn} n_{kn} \right) / N + \left(\sum_{n=1}^N \mu_{n1} n_{0n} \right) / N \right], \quad (7)$$

$$\text{де: } z = \left(\sum_{n=1}^N \mu_{n1}^2 \right) / N; \quad n_{kn} = \left(\sum_{m=1}^M \theta_{nm}^1 \theta_{nm}^k \right) / M; \quad n_{0n} = \left(\sum_{m=1}^M n_{0nm} \right) / M.$$

Гаусові випадкові величини n_{0n} незалежні. Вони мають середнє значення рівне нулю, і дисперсію $\sigma_{0n}^2 = (1/M)(N_0/T)$. Оцінка ξ_1 поступає на вхід обчислювального пристрою, яке приймає рішення про те, який інформаційний символ був переданий на основі знака оцінки (6). Якщо $\xi_1 \geq 0$, то приймається рішення що $\xi_1 = 1$, в противному випадку приймається рішення, що $\xi_1 = -1$. Користуючись формулою (7) оцінимо завадостійкість прийому багато частотних широкополосних сигналів.

5.2. Оцінка завадостійкості прийому широкополосного багато частотного сигналу

Для оцінки вірогідності помилкового прийому інформаційного символу ξ_1 скористуємося методом Чернова, у відповідності з яким:

$$P_{ном}(z) \leq (1/2) E \{ \exp(-\lambda \xi_1) \} = \exp(-\lambda z \sqrt{P_R / N}) \times \left[\prod_{n=1}^N \prod_{k=2}^K ch^M (\lambda \sqrt{P_R / N} \mu_{n1} \mu_{nk} / MN) \right] \times \exp \{ \lambda^2 z [(N_0 / T) / 2N] \}$$

де $E\{U\}$ – середнє значення випадкової величини U .

Припустимо, що був переданий символ ξ_1 . Враховуючи нерівність $ch(x) \leq \exp(x^2/2)$, отримаємо:

$$P_{ном}(z) \leq (1/2) \min_{(\lambda)} \{ \exp[-\lambda z \sqrt{P_R/N} + (\lambda^2/2)(\mu_{SK}^2 P_R (K-1)/B + z(N_0/T)/B)] \}; \quad (8)$$

$$\text{Тут } \mu_{SK}^2 = (\sum_{n=1}^N \mu_{n1}^2 \mu_{Kn}^2) / N;$$

$$\text{де: } \mu_{Kn}^2 = [(\sum_{k=2}^K \mu_{nk}^2) / (K-1)].$$

Вибираючи в (8) оптимальне значення параметру λ , при якому оцінка $P_{ном}(z)$ приймає мінімальне значення, знаходимо відношення сигнал/шум на вході обчислювального пристрою:

$$P_{ном}(h^2, z, N, K) \approx (1/2) \exp[-\rho(z)/2];$$

$$\text{де: } \rho(z) = (zh^2) / [1 + (\mu_{SK}^2 / z)(K-1)h^2 / B]. \quad (9)$$

В (9) $h^2 = P_R T / N_0$ – відношення повної середньої енергії прийнятого корисного сигналу до спектральної потужності гаусового шуму.

Якщо завмирань немає, то в (9) маємо $z = \mu_{SK}^2 = 1$ і $\rho = h^2 / [1 + (K-1)h^2 / B]$. Ця формула співпадає з відомими результатами. При великих значеннях h^2 отримаємо $\rho = B / (K-1)$, тобто, відношення сигнал/шум на вході обчислювального пристрою не залежить від відношення потужності сигналу до потужності гаусового шуму і дорівнює відношенню бази широкосмугового сигналу до кількості радіоперешкод (або кількості інших абонентів, що працюють в системі широкосмугового багато частотного сигналу), що заважає прийому корисного сигналу $W_I(t)$.

Якщо сигнал $W_S(t)$ розповсюджується по багатопроменевому каналу і випромінюється лише одним радіопередавачем, то у відповідності з зауваженнями до формули (3) маємо: $\mu_{nk} = \mu_n$ і $\mu_{SK}^2 = (\sum \mu_{n1}^4) / N$.

Враховуючи нерівність $(\sum a_n b_n) \leq (\sum a_n^{k_1})^{1/k_1} (\sum b_n^{k_2})^{1/k_2}$, в якій $(1/k_1 + 1/k_2) = 1$, отримаємо $\mu_{SK}^2 \geq (z)^2$ і $\rho(z) \approx (zh^2) / [1 + (K-1)zh^2 / B]$. Якщо сигнали $W_k(t)$ передаються різними радіопередавачами, то величина $\mu_{Kn}^2 = (\sum \mu_{nk}^2) / (K-1)$, що входить до формули для визначення μ_{SK}^2 в (9), представляє собою суму великої кількості випадкових величин. При більших значеннях K вона має середнє значення 1 і малу дисперсію, яка становить $\sigma_K^2 = 2 / (K-1)$. Приймаючи $\mu_{Kn}^2 = 1$, отримаємо формулу (9) для оцінки $P_{ном}(h^2, z, N, K)$.

Виведемо розрахункову формулу для $P_{ном}(h^2, N, K)$, яка враховує вплив завмирання корисного сигналу і радіоперешкод на завадостійкість прийому інформаційного символу ξ_1 . Для цього визначимо середнє значення $P_{ном}(h^2, z, N, K)$ з урахуванням розподілу вірогідності випадкової величини z , яка має вид:

$$p(z) = [N^N / (N-1)!] z^{(N-1)} \exp(-Nz)$$

Виконуючи усереднення, з (9) отримаємо:

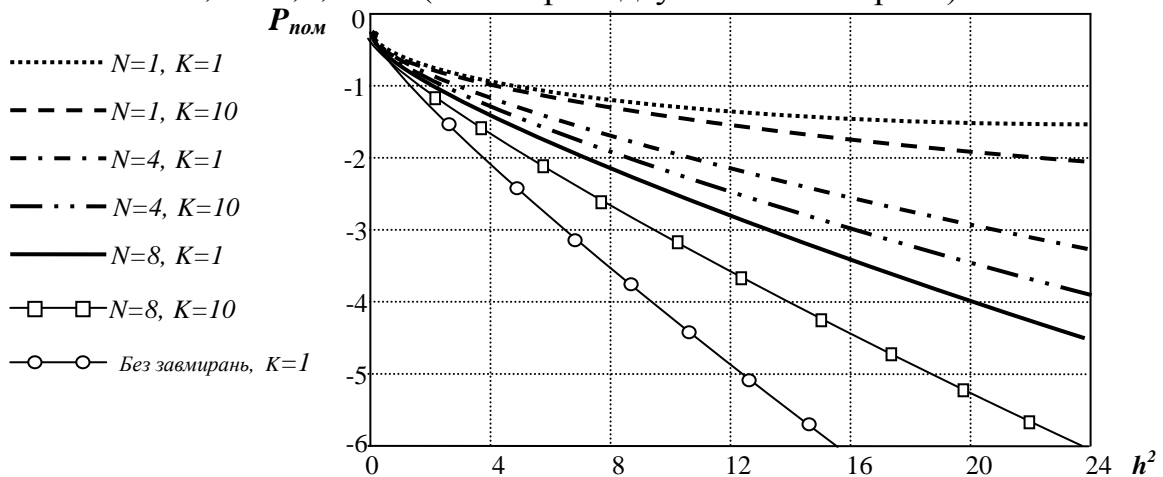
$$P_{ном}(h^2, N, K) \approx (1/2) \int_0^{\infty} \exp[-\rho(z)/2] \rho(z) dz = (1/2) \int_0^{\infty} \exp[-\psi(z)] dz; \quad (10)$$

де: функція $\psi(z) = (zh^2/2)/[1 + z(K-1)h^2/B] + Nz - (N-1)\ln(z) - \ln(k_N)$;
 $k_N = [N^N/(N-1)!]$.

Інтеграл в (10) обчислюється методом чисельного інтегрування за допомогою програми *MathCAD*

Аналіз отриманих результатів

На мал.5.3. представлені залежності $P_{ном}(h^2, N, K)$, побудовані при $B=120$ для значень $K=1$ і 10 , $N=1, 4, 8$ і ∞ ($N=\infty$ при відсутності завмирань).



Мал. 5.3. Залежність $P_{ном}(h^2, N, K)$

Криві, що побудовані для $K=1$, відповідають випадку, коли відсутні радіоперешкоди і реалізований N -кратний рознесений прийом сигналу. Для $K=1$ лише при великій кратності рознесення завмирання практично перестають впливати на завадостійкість прийому сигналів, тобто, $P_{ном}(h^2, N, 1) \approx P_{ном}(h^2, N=\infty, 1)$, якщо $N \geq 15$.

Аналіз кривих мал.5.3 показує, що наявність радіоперешкод від інших абонентських терміналів суттєво погіршує завадостійкість прийому, і чим вище кратність рознесеного прийому, тим ситуація гірше. Так, при $N=1$ різниця між кривими $P_{ном}(h^2, N, K)$ для $K=1$ і 10 незначна. Вона стає суттєвою при $N=4$ і ще більшою при $N=8$, а також в тому випадку, коли завмирання відсутні. При $K=10$ різниця в завадостійкості прийому при 4- і 8- кратному рознесенні прийому не велика. Для випадку, коли завмирань немає, залежність $P_{ном}(h^2, N=\infty, 1)$ мало відрізняється від аналогічної залежності при $N=8$.

5.3. Особливості застосування багато частотного сигналу для передачі інформації в багатопроменевих каналах зв'язку

Для усунення впливу завмирань на завадостійкість прийому, один і той же символ передається одночасно на N піднесущих. На прийомі здійснюється оптимальне когерентне складання рознесених по частоті сигнали. В (9) показано, що по завадостійкості оптимальний радіоприймач багаточастотного сигналу повністю еквівалентний приймачу системи «Рейк», в якому застосовується ширококутовий сигнал. В цій системі для усунення завмирань здійснюється розділення та оптимальне когерентне складання променів, що приходять в місце прийому.

На прийомній стороні апріорно невідомо а ні кількість променів, що приходять на приймач, а ні часу затримки між ними. Ці параметри міняються при переміщенні абонента в зоні обслуговування базової станції.

При передачі і прийомі сигналів у багатопробеневиx каналах зв'язку реалізація системи багаточастотних сигналів оказується простіша, ніж в системі «Рейк», так як при формуванні широкосмугових багато частотних сигналів (ШСС-БЧС) на передачі і на прийомі застосовується БПФ. Крім того, для усунення впливу інтерференційних завмирань сигналу на завадостійкість прийому в багаточастотній системі (БЧС) використовується рознесений прийом, апаратна реалізація якого проще ніж у системі «Рейк».

В ШСС-БЧС для передачі одного і того ж повідомлення може застосовуватися група із N піднесущих, частотний розніс між якими повинен бути таким, щоб $\Delta f_r = L\Delta f_s \approx (1/\tau_{\max})$, де τ_{\max} – максимально можливе запізнення між променями. При цьому коефіцієнт завмирання сигналів, що передаються на різних піднесущих даної групи, близький до нуля. Його величина слабо залежить від часу затримки між окремими променями, що приходять в точку прийому (9). Загальна кількість піднесущих, що застосовуються для передачі повідомлень в системі БЧС, надто важлива. Їх доцільно розділити на (N_w/N) груп, кожна з яких утримує N піднесущих з частотним розносом Δf_r . На піднесущих, що входять в різні групи, здійснюється передача різних повідомлень.

Особливістю системи «Рейк» є те, що в ній повинно передбачатися розділення променів як з мінімально (τ_{\min}), так і з максимально (τ_{\max}) можливим запізненням. Це вимагає застосування в приймачі лінії затримки на повний час τ_{\max} з числом відводів $N_l = (\tau_{\max}/\tau_{\min})$, а також широкосмуговий сигнал, смуга частот яких складає приблизно $(1/\tau_{\min})$. Для спрощення приймача в ній здійснюється когерентне складання $N \ll N_l$ найбільш інтенсивних променів. При цьому необхідна оцінка інтенсивності всіх N_l променів, які можуть прийти в місце прийому з любою можливою затримкою $\tau \ll \tau_{\max}$.

Застосування в системі БЧС N піднесущих для передачі одного і того ж повідомлення означає, що в ній також використовується широкосмуговий сигнал. Збільшення кратності частотного розносу сигналів занижує спектральну ефективність даної системи. Але частотний ресурс, що виділяється для даної системи $\Delta F_w = N_w M / T = (N_w / N) \Delta f_w$, можна використати більш ефективно, формуючи на кожній під несущій M часових позицій. На цих позиціях для незалежної передачі M різних інформаційних символів передається M ортогональних сигналів.

6. ЦИФРОВЕ ДІАГРАМОУТВОРЕННЯ

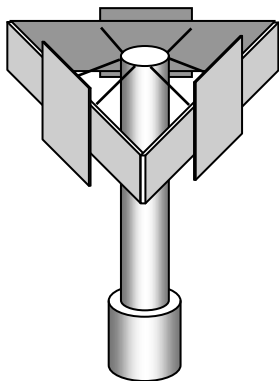
6.1. Цифрова антенна решітка (ЦАР)

В сучасних системах зв'язку все більшого значення надається технологіям цифрового діаграмоутворення (ЦДУ), які формують цифрову діаграму направленості антени, або цифрове формування променя. Без ЦДУ практично неможлива реалізація концепції мобільного зв'язку 3-го та 4-го поколінь. Цифрове формування променя реалізується завдяки застосуванню цифрових антенних решіток (ЦАР), які ще отримали назву Smart-антени, «розумні антени», або Intelligent Antenna, тобто «інтелектуальні антени».

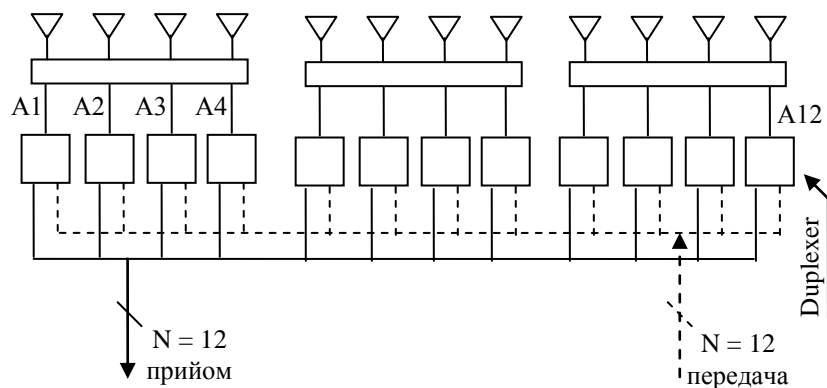
Цифрова антенна решітка – це антенна система, яка об'єднує сукупність аналого-цифрових каналів з загальним фазовим центром і формує діаграму направленості в цифровому вигляді без фазообертачів.

Перші ЦАР були застосовані для базових станцій стандарту CDMA американської компанії Metawave Communications, що виготовляла сімейство інтегрованих Smart-антен Spotlight. Ці антени працювали в діапазоні несущих 800-900 МГц і підтримували полосу в діапазоні 1800-1900 МГц.

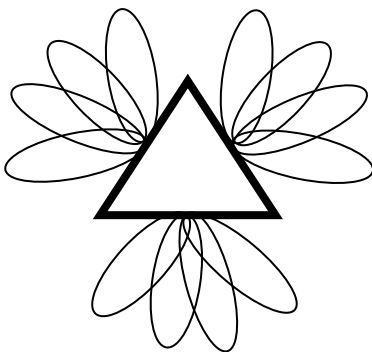
Типова Smart-антена базової станції від Metawave складається з 12-ти елементного масиву випромінювачів встановлених по 3-х секторній схемі (мал.6.1) Кожна секторна решітка сформована з чотирьох антенних елементів (мал.6.2), приклад характеристик яких показаний на мал.6.3. Така антенна система має ряд переваг над фазированою антенною решіткою (ФАР).



Мал.6.1. Антенна система компанії

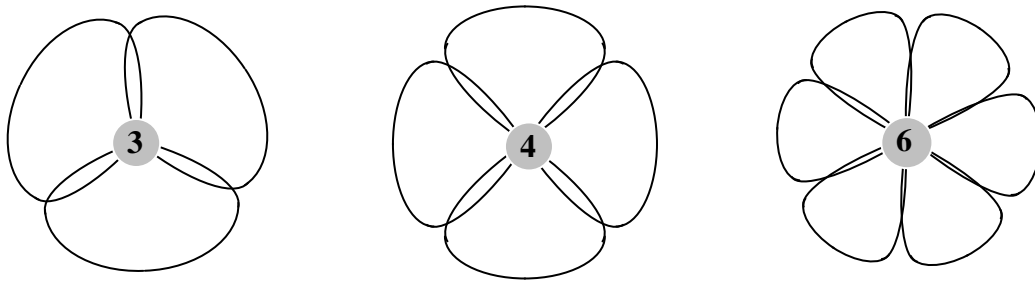


Мал.6.2. Структура прийомопередаючої 12-елементної ЦАР від Metawave



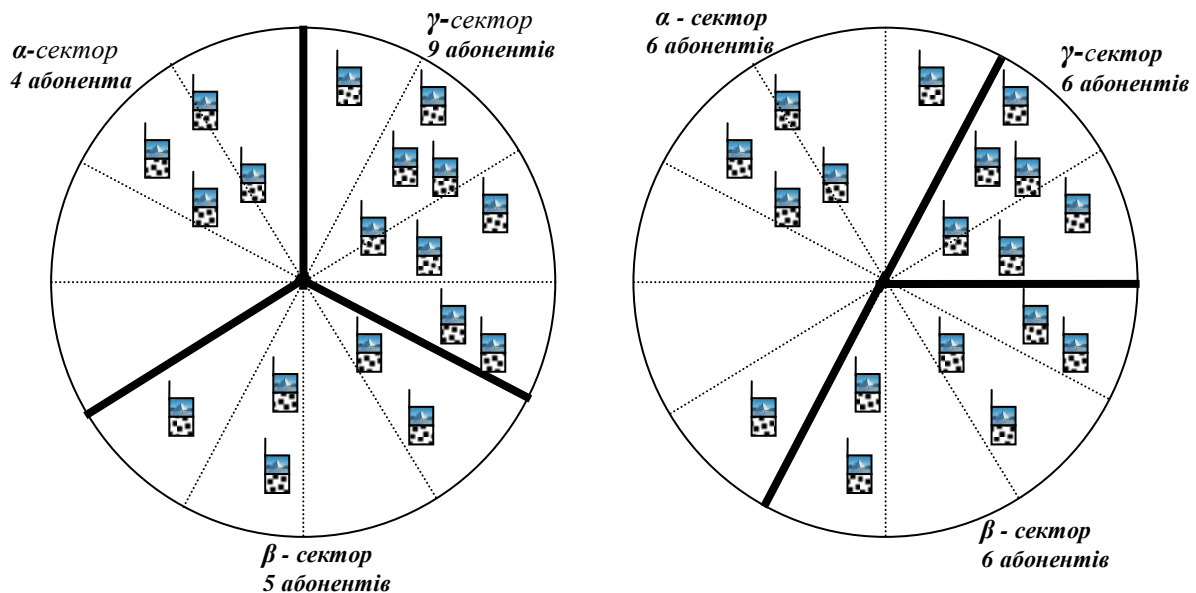
Мал.6.3. Варіант орієнтації ДН Smart-антени

Ширина ДН кожного антенного елемента на рівні -3дБ складає близько 30° . Завдяки цифровому формуванню променя ширина основних парціальних пелюстків кожного сегменту ЦАР може приймати значення 60 , 120 або 180° . Сектор випромінювання може зміщуватися відносно нормалі на кут $\pm 30^\circ$, а форма діаграми направленості антени може приймати трьох-, чотирьох- або шестисекторну конфігурацію (мал.6.4).



Мал.6.4. Багатосекторна конфігурація діаграми направленості ЦАР

Така антенна система має можливість в кожному із 120-градусних секторів в реальнім масштабі часу вирізати до трьох секторних напрямків, уражених радіоперешкодами (*динамічний синтез сектора – DSS*). Даний аспект спрощує частотне планування мережі, а оператор базової станції може раціонально перерозподіляти ресурси мережі в залежності від скупченості абонентів пов'язаних зі специфікою оточуючого ландшафту, часу доби, та непередбачених обставин (мал..6.5).



Мал.6.5. Посекторна адаптація навантаження мереж Smart-антени

На лівій частині мал.6.5 зображена трьох-сегментна конфігурація ДН антени по 120° в горизонтальній площині. Але розподіл навантаження мережі в даний момент є нерівномірний: в α -секторі діє 4 абонента, в β -секторі діє 5 абонентів, а в γ -секторі діє 9 абонентів. На правій частині малюнку зображена таж трьох-секторна конфігурація ДН Smart-антени але після її адаптації до даного навантаження: α -сектор збільшився зліва і з права на 30° і охопив 6 абонентів, β -сектор з правої сторони зменшився а з лівої сторони збільшився на 30° і також охопив 6 абонентів, а γ -сектор зменшився з лівої і з правої сторони на 30° і також охопив 6 абонентів. Таким чином Smart-антена змінила розміри секторів ДН чим здійснила нормування навантаження абонентів у кожному секторі.

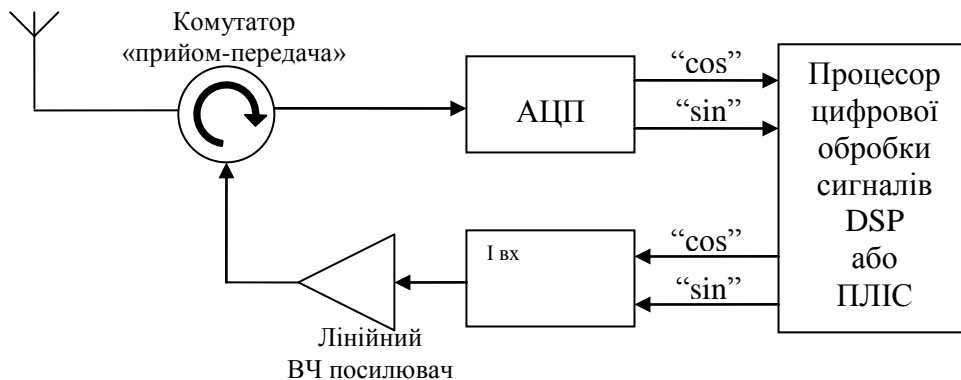
Процес цифрового діаграмоутворення зводиться до виконання швидкого перетворення Фур'є (БПФ) над комплексними сигналами прийомних каналів отриманих в один і той же момент часу. При цьому формується сузір'я просторових характеристик направленості $F_r(\alpha)$, закон зміни яких по горизонтальному куту визначається для лінійної рівномірно дистанційної ЦАР виразом:

$$F_r(\alpha) = \frac{\sin \frac{R}{2} \left[\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha - \frac{2\pi r}{R} \right]}{\sin \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha - \frac{2\pi r}{R} \right]};$$

де: r – номер просторового каналу ЦАР ($r = \overline{1, R}$);

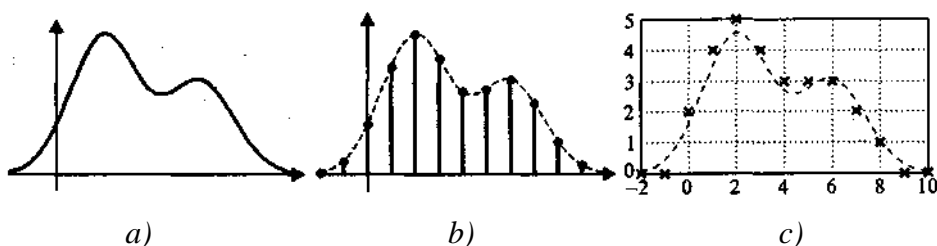
α – кутова координата.

В основу схемотехніки такої антенної системи покладена концепція програмно-реконфігурованих радіомодулів, до складу яких входять: процесор цифрової обробки сигналу (на основі DSP або ПЛІС); аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворювачів (АЦП і ЦАП) підключених через комутатор «прийом-передача» до загальної антени; лінійний посилювач потужності на виході ЦАП для забезпечення необхідної якості випромінених сигналів (мал.6.6).



Мал.6.6. Радіомодуль одиничного елемента ЦАР

Принцип роботи радіомодулю ЦАР полягає в наступному. В режимі «передачі» аналоговий сигнал (мал.6.7а) дискретизується по часу (мал.6.7b), квантується по амплітуді (мал.6.7с), піддається квадратурній модуляції і у вигляді дійсної «cos» та уявної «sin» складових гармонік комплексно-споріднених цифрових сигналів ($X_k = Re_k \pm jIm_k$) подаються на ЦАП, де вони перетворюються на аналогові радіоімпульсні сигнали і в подальшому випромінюються в ефір.



Мал.6.7. Порядок формування цифрового сигналу

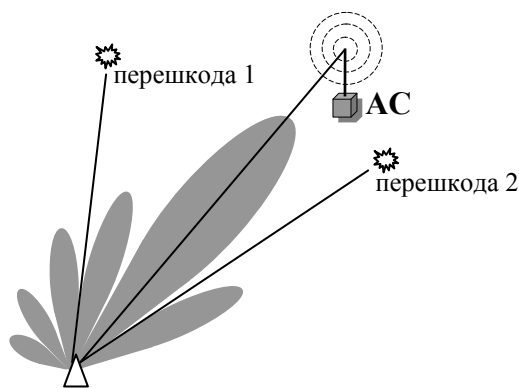
a – аналоговий сигнал; b – дискретний сигнал; c – цифровий сигнал.

В режимі «прийом» прийняті антеною радіосигнали подаються через комутатор на АЦП, де вони перетворюються на послідовність імпульсних комплексно-споріднених цифрових сигналів ($X_k = Re_k \pm jIm_k$), і у вигляді “cos” і “sin” складових поступають на процесор цифрової обробки сигналів. Даний процесор виділяє сигнали що приходять з напрямку на абонента і посилює їх, а сигнали що приходять з інших напрямків вважаються поміхами і подавляються. Амплітуда, фаза, частота і період кожної гармоніки в процесорі визначається за формулами:

$$X_k = Re_k \pm jIm_k; \quad A_k = \sqrt{Re_k^2 + Im_k^2}; \quad \varphi_k = \arctg\left(\frac{Im_k}{Re_k}\right);$$

$$f_k = fk; \quad T_k = T/k$$

Таким чином в процесорі цифрової обробки сигналів (DSP або ПЛІС) формується так зване віртуальне сузір'я діаграми направленості, яке орієнтує максимуми своїх пелюстків у напрямку корисних сигналів дійсних абонентів, а провали між пелюстками орієнтуються у напрямку інших сигналів, що сприймаються як перешкоди (мал.6.8).



Мал.6.8. Сузір'я діаграми направленості ЦАР

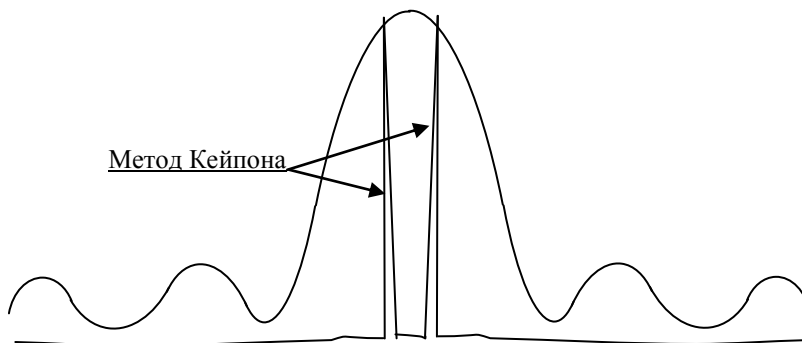
Сузір'я променів, створене за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є (БПФ) або шляхом класичних процедур дискретного Фур'є-аналізу, є не що інше як сукупність просторово-частотних фільтрів, кожний з яких здійснює селекцію чітко визначеного набору сигналів і подавляє інші сигнали, приймаючи їх як перешкоду.

Цифрове діаграмоутворення суттєво поліпшує якість зв'язку в умовах багатопроменевого розповсюдження

радіохвиль, а також різко підвищує поміхозахищеність системи в умовах інтенсивної радіопротидії. Це пояснюється тим, що характеристики цифрових фільтрів в антенних каналах практично ідентичні. А різноманітність характеристик фільтрів приводить до того, що при виникненні випадкових поміх в кожному із каналів з'являється мультиплікативний сигнал поміхи, пропорційний добутку амплітуди поміхи на відхилення характеристик вхідного фільтру від номінального значення. Мультиплікативні поміхи, які проявляються як завмирання сигналу, більш несприятливі як адитивні. Дійсно, від адитивного шуму, однакового в кожному каналі, можна позбутися, ідентифікуючи його як загальну складову у всіх каналах і віднімаючи його з сигнальної суміші. Мультиплікативний же сигнал поміхи компенсувати неможливо. Але завдяки ЦДУ мультиплікативні перешкоди вдається мінімізувати.

Крім того, ЦДУ сприяє і збільшені динамічного діапазону прийомних антен. Дійсно, при синфазному складанні сигналів в кожному з каналів антенної решітки в процесі ЦДУ дисперсія (середня потужність) шуму зростає пропорційно числу каналів антенної решітки (в R разів), а потужність сигналу зростає пропорційно квадрату амплітуди, тобто в R^2 разів. Тому, відношення сигнал/шум після ЦДУ зростає в R разів, що підвищує чутливість системи, а від того і динамічний діапазон (відношення максимального сигналу до мінімального). В результаті цього «нулі» діаграми направленості антени в напрямках джерел перешкод (мал.8) формуються без «запливів» провалів, що створюються при недостатньому динамічному діапазоні прийомного модуля. В ФАР якість придушення перешкод обмежено не ідентичністю фазообертачів і малою розрядністю їх схем управління (звичайно 5–7 розрядів), в той час коли в ЦАР використовуються 14-розрядні АЦП. Багато чисельні експерименти підтверджують можливість придушення активної перешкоди в 8-елементній ЦАР більш ніж на 30 дБ не лише по бокових пелюстках, але і в головнім промені ДН при середньоквадратичному відхиленні коефіцієнтів посилення аналогових прийомних каналів 0,5 дБ і величині фазових помилок не більше 3° .

ЦАР на базових станціях сотового зв'язку дозволяє суттєво збільшити їх пропускну здібність за рахунок одночасного багатопроменевого прийому сигналів по всьому робочому секторі. При цьому можливе досягнення понадрелєєвської розрішальної здібності по напрямкам приходу сигналів, їх частоті і часу затримки. Таке розрішення, наприклад, по кутовій координаті α для двох точкових джерел в лінійній ЦАР забезпечує алгоритм Кейпона (мал.6.9).



Мал.6.9. Понадрелєєвське розрішення сигналів по напрямках їх приходу за методом Кейпона

Алгоритм Кейпона зводиться до пошуку локальних максимумів вирішальної функції $H(\alpha)$ в просторі променів ДН:

$$H(\alpha) = \frac{K}{F^T(\alpha) \cdot F(\alpha)};$$

де: $K = \frac{1}{N} \sum U_n \cdot U_n^*$ – кореляційна матриця відгуків прийомних каналів, сформованих по серії з N часових підрахунків;

$F(\alpha)$ – вектор відомих значень ДН кожного із каналів ЦАР з елементами

$$F_r(\alpha) = \frac{\sin \frac{R}{2} \left[\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha - \frac{2\pi r}{R} \right]}{\sin \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha - \frac{2\pi r}{R} \right]};$$

U – вектор напруги сигналів, отриманий в результаті швидкого перетворення Фур'є (БПФ) над напругами по виходах первинних прийомних каналів ЦАР;

* – символ матричної операції комплексного спряження;

T – символ операції транспонування.

Існує досить багато методів розрішення сигналів, реалізація яких, в залежності від відношення сигнал/шум, дозволяє роздільно проводити селекцію більше десяти окремих об'єктів у межах головного пелюстка прийомної діаграми направленості ЦАР. Але для вирішення безпосередньо зв'язкових задач перевага надається методу максимальної правдоподібності (МП), із якого всі останні методи являються як квазіоптимальними варіантами. Саме метод МП для цифрового формування променя забезпечує близькі до граничної точності оцінки параметрів сигналів та їх розрішення.

6.2. Цифровий приймач проекту SUNBEAM

Основні положення технологій ЦДУ мобільного зв'язку відображаються на прикладі найбільш характерних зарубіжних проектів, до яких відноситься проект SUNBEAM (*Smart UNiversal BEAM-forming*). Цей проект був орієнтований на підтримку широкопasmового стандарту UMTS (*Universal Mobile Telephone Service*), який має смугу частот до 5 МГц. В основу задуму SUNBEAM покладена концепція програмно-реконфігурованих радіомодулів Software Radio (SR), ідеалізована структурна схема яких показана на мал.6. В даній схемі процесор цифрової обробки сигналів (DSP) програмно реалізує гнучку перестройку схем модуляції і протоколи обробки сигналів в режимах прийому і передачі. Широкопasmовий циркулятор «прийом-передача» повинен замінити традиційні для радіозв'язку дуплектори, розраховані на фіксовану частоту несущої. Але при переході до багато стандартного широкопasmового зв'язку з мультічастотними несущими дуплектори неприродні. Суперлінійний посилювач забезпечує необхідне посилення сигналу при низькій емісії потужності в сусідні канали.

Основні вимоги до технічних характеристик базової станції з архітектурою Software Radio

Робочий діапазон частот – 100-2200 МГц.

Динамічний діапазон приймача – 0-120 дБ.

Випромінюємо потужність – 25 Вт на кожну несущу.

Розв'язка сусідніх каналів по потужності – (-75 дБ).

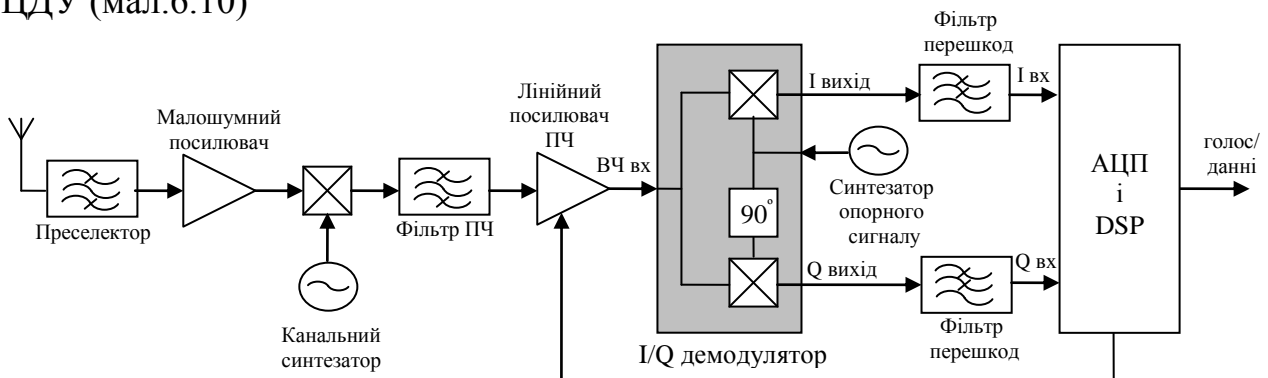
Придушення перешкод по дзеркальному каналу приймача – 60 дБ.

Смуга частот сигналів – 5 МГц.

До характеристик ідеальної базової станції з SR-архітектурою та до її основних вузлів пред'являються досить жорсткі вимоги:

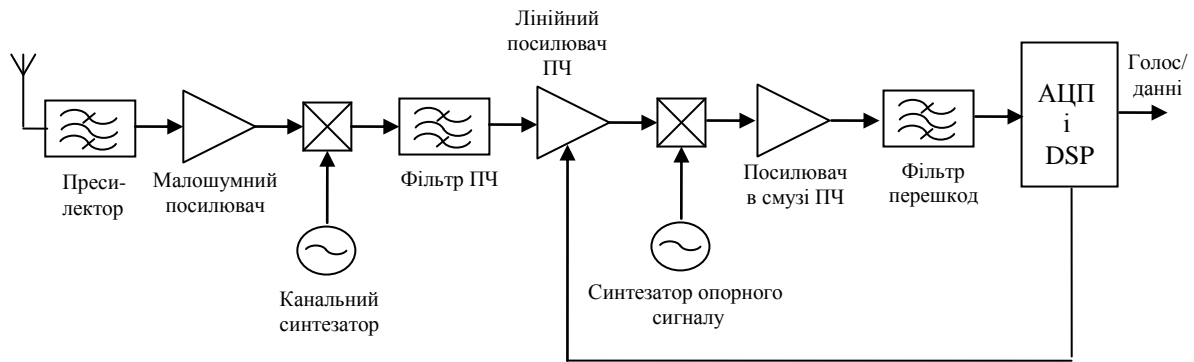
- антенна решітка, утворена вертикальним масивом випромінювачів, повинна мати горизонтальне ЦДУ і смугу пропускання більше п'яти октав з втратами коефіцієнта посилення 0 дБ по всьому діапазоні;
- в циркуля торі необхідний достатній рівень розв'язки по всій смузі робочих частот;
- при частоті вхідного сигналу до 2,2 ГГц необхідний 20-розрядний АЦП з частотою дискретизації 20 МГц (що в чотири рази перевищує ширину спектральної смуги сигналу);
- аналоговий фільтр на вході АЦП повинен забезпечувати придушення сигналів на краях смуги 15 МГц до рівня -60 дБ на всіх несущих, а реалізація такого фільтра з настройкою від 100 МГц до 2,2 ГГц досить тяжко реалізуємо проблема. Тому системи з SR-архітектурою можуть працювати лише при знизенні номіналу несущої за рахунок цифрового синтезування;
- необхідна розрядність ЦАП – 14 біт з частотою вибірки 20 МГц. При цьому, після ЦАП необхідно збільшити номінал несущої і посилити потужність сигналів;
- ідентичність характеристик прийомних каналів повинна бути не гірше 0,3 дБ по коефіцієнту посилення і 3° по фазі.

Більшість викладених вимог є орієнтиром майбутнього, а задача проекту SUNBEAM – пошук більш раціональних рішень і можливостей для зниження вимог до базових станцій технології ЦДУ. Відповідно до цієї концепції був запропонований цифровий прийомний модуль одно смугової системи зв'язку з ЦДУ (мал.6.10)



Мал.6.10. Цифровий прийомний модуль односмугової системи зв'язку з ЦДУ

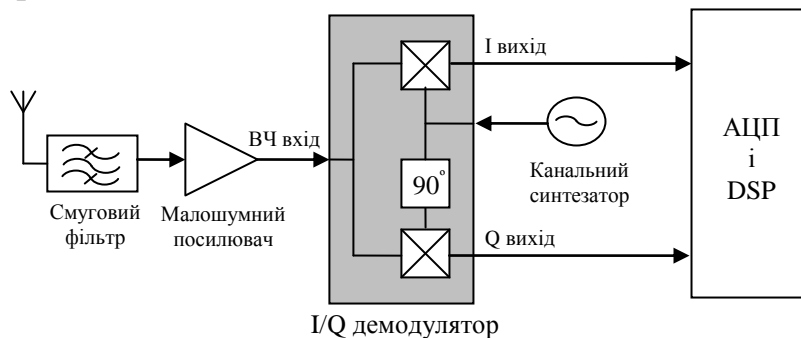
Але, якщо для передавача вимоги лінійності є не обов'язковим, то для приймачів з високолінійною передаточною характеристикою – це необхідний елемент в сучасних систем зв'язку, в тому числі і з частотною модуляцією. Тому, перехід від стандартного приймача до прийомного каналу версії SUNBEAM просте, ніж для передавача, і головним чином зводиться до зміни операцій детектування сигналів і каскадів АРУ. Так, в альтернативній схемі цифрового приймача SUNBEAM, приведений на мал.6.11, DSP додатково проводить розквдратурювання сигналів (без паразитного постійного зміщення) і проводить частотну корекцію сигналу з метою компенсації відхилення частоти гетеродину.



Мал.6.11. Альтернативна схема цифрового приймача проекту SUNBEAM

Особливістю SUNBEAM є орієнтація на прийомо-передаючу антенну решітку, утворену декількома вертикальними масивами випромінювачів. При цьому, ЦДУ передбачається лише в горизонтальній площині, хоч в подальшому для підвищення стійкості зв'язку в умовах перевідбиття від земної поверхні доцільно застосовувати ЦДУ і у вертикальній площині.

Для порівняно вузькосмугових варіантів з ЦДУ прийнятна архітектура приймача прямого перетворення (мал.6.12). Вона достатньо проста (потрібен лише один сигнал гетеродина та виключений фільтр проміжної частоти), а тому потенційно дуже дешева. В ній передбачена селекція каналів зв'язку завдяки цифровій фільтрації в DSP квадратурних складових сигналів, а точніше їх аналогових прототипів.



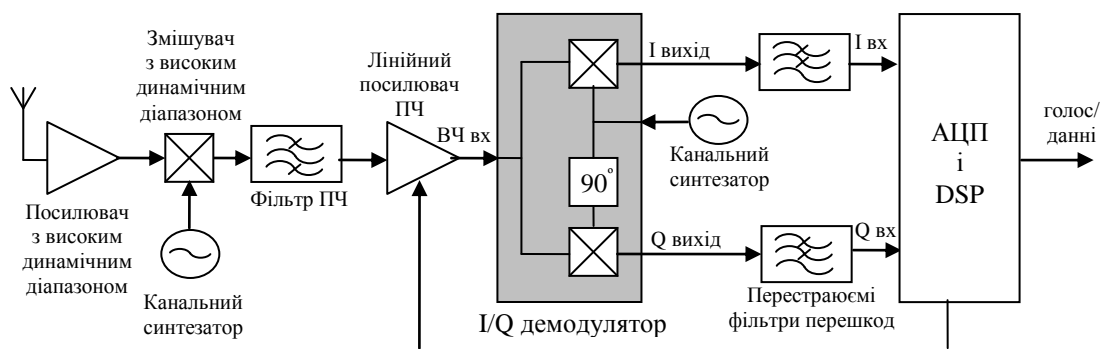
Мал.6.12. Архітектура приймача прямого перетворення з ЦДУ

Але архітектура приймачів прямого перетворення на сьогодні використовується достатньо обмежено, що пов'язано з низкою проблем. А саме, прецизійне розквадратування сигналів повинне бути широкосмуговим і не повинно потребувати настройки. Крім того, чутливість приймача сильно обмежується можливістю появи сигналу зміщення постійного струму в центрі спектральної смуги, а його важко усунути в більшості модуляційних форматах. Постійна складова присутня в спектрі прийнятих сигналів також і із-за слабкої розв'язки між гетеродином і антеною, тому в ефір транслюється гетеродинний сигнал.

З переходом до широкосмугового зв'язку проблеми реалізації таких приймачів значно зростають. Так, суттєво жорсткі вимоги ставляться до динамічного діапазону і частоті дискредитації АЦП. Затрудняється і навіть унеможливується попередня фільтрація радіосигналів, оскільки фільтр повинен

бути настроєний на всі діапазони частот. А застосування набору фільтрів приводить до надмірного збільшення маси і габаритів приймача.

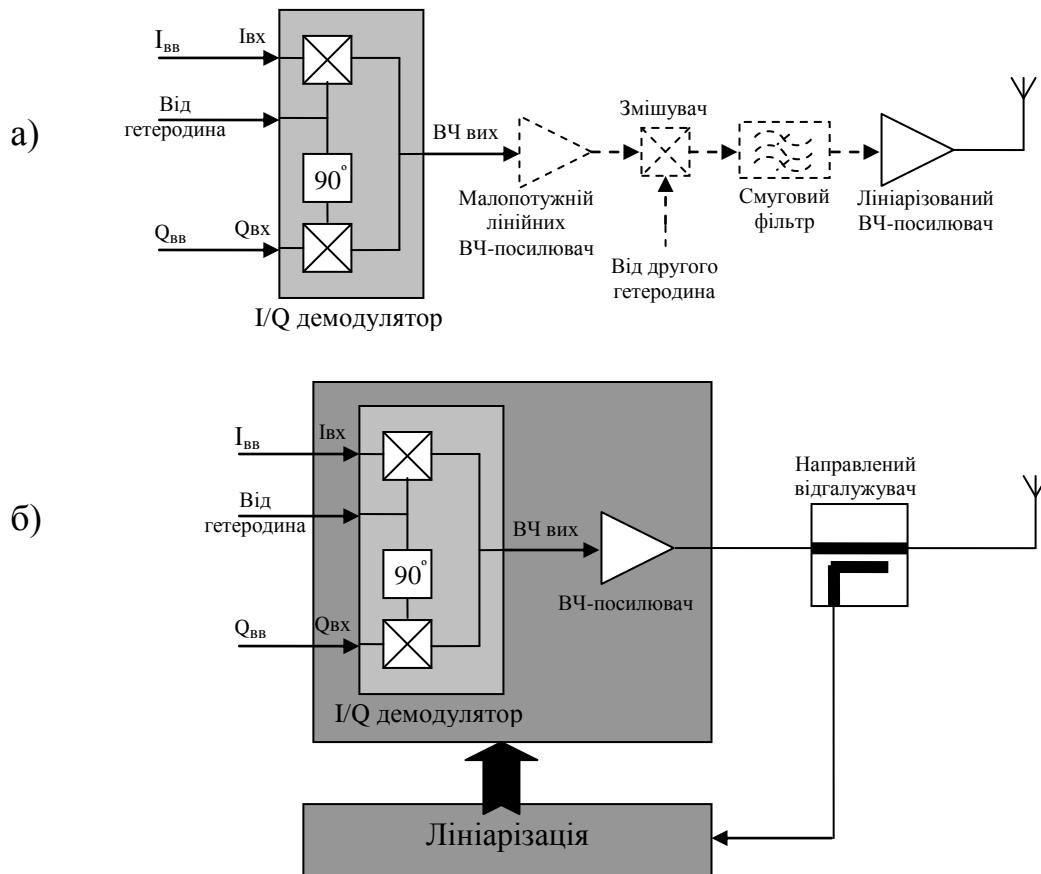
Одним з підходів для вирішення даної проблеми є широкосмуговий приймач для систем ЦДУ в межах проекту SUNBEAM (мал.6.13). Основною відмінністю такого приймача від вузькосмугових схем (мал.6.10, 6.11 і 6.12) – відсутність преселекторного фільтра (замість преселектора перешкоди по дзеркальному каналу повинні подавлятися змішувачами антенної решітки). Крім того, без преселектора на вхід малошумного посилювача (МШП) і змішувача потрапляють абсолютно всі сигнали із антенного елемента. Тому, МШП і змішувач повинні мати дуже високий лінійний динамічний діапазон, щоб уникнути перевантаження прийомного тракту і викривлень корисних сигналів перешкодами (від сусідніх антен загальної вежі антенної решітки).



Мал.13. Широкосмуговий приймач для систем ЦДУ (проект SUNBEAM)

Другою особливістю такого універсального приймача – наявність перед АЦП перестраюємих по частоті фільтри перешкод (*anti-alias*). Окрім своїх безпосередніх функцій вони можуть селектувати канали зв'язку, подавляти сигнали передавача, що проникають в приймач, а від того значно зменшити необхідний динамічний діапазон АЦП.

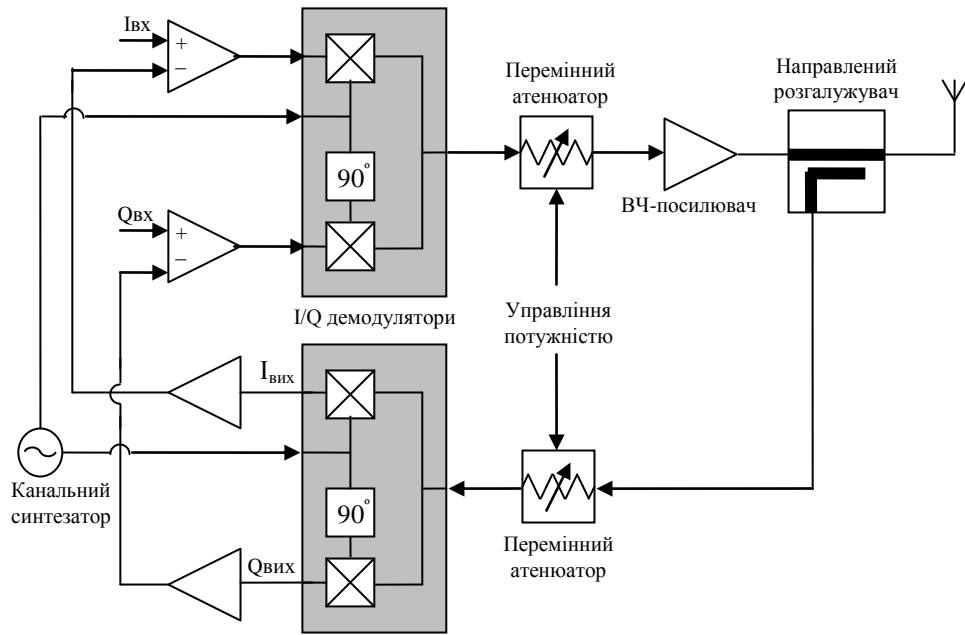
Передаючі сегменти широкосмугових ЦАР повинні передавати сигнали з любым видом модуляції. Це можна здійснити, якщо формувати модульований сигнал в комплексному вигляді по квадратурним складовим. З урахуванням цих умов, в межах SUNBEAM запропоновані схеми одно каналного передавача з лінійним посилювачем потужності (мал.6.14а) і з лінійною характеристикою (мал.6.14б). В першому варіанті використовується перетворення з підвищенням частоти і посиленням потужності результативного сигналу безпосередньо на несучій частоті. При цьому, обидві операції повинні бути особливо лінійними. Тому, сигнали перед подачею на вхід передавача такого класу, підвергаються не адаптивному попередньому скривленню в смугі модулюючих частот.



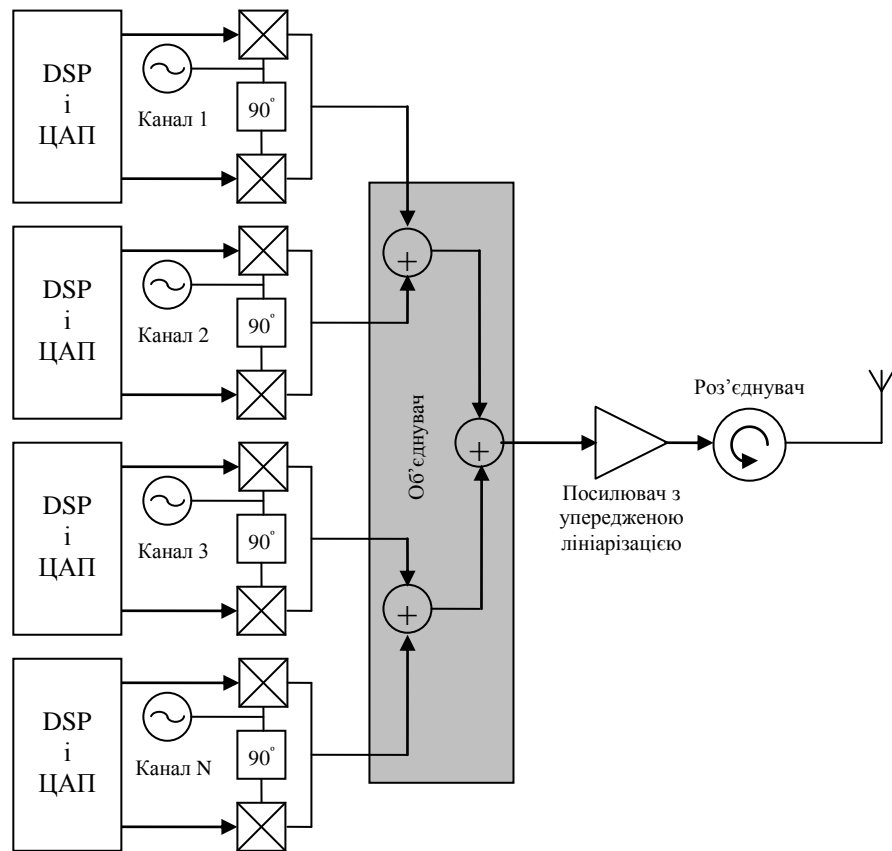
Мал.6.14. Одноканальні передавачі з лінійним посилювачем потужності (а) та з лінійованою характеристикою (б)

Передавач на мал.6.14б – це, по суті справи, система з корегуєним зворотнім зв'язком. Лінійний вихідний сигнал формується в ній за рахунок високопотужної комбінації нелінійних компонентів. На практиці такий підхід засновується на так званій Декартовій петлі лінійаризації (*Cartesian loop*) (мал.6.15). Відмінна її властивість – забезпечення зворотного зв'язку в квадратурних складових. Перевага Декартової петлі – здатність лінійаризації суттєво нелінійних потужних посилювачів класу С і АВ. Глибина придушення нелінійних компонентів обмежена головним чином непередбаченим розсіюванням потужності сигналу несущої. При цьому, практичні результати тестування передавачів з Декартовою петлею в системах DAMPS і TETRA підтвердили стійке досягнення глибини придушення нелінійних гармонік на рівні нижче -30 дБ.

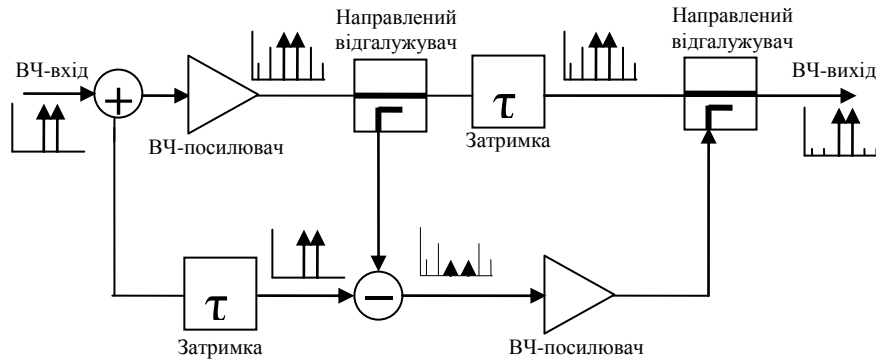
В принципі, архітектура передавачів, зображених на мал.6.14 і 6.15, застосовуються і в базових станціях широкосмугового зв'язку з ЦДУ. Але їх використання обмежене головним чином із-за проблем з лінійним діапазоном в широкій смузі. Тому, більш доцільна архітектура, приведена на мал.16, особливо з урахуванням того, що в базовій станції частоти каналів, формати модуляції і ширина діапазонів робочих частот повинні динамічно реконфігуруватися. Усі елементи станції, окрім посилювача потужності (ПП) відносно легко виконуються на стандартній елементній базі. А посилювачі потужності пропонуються реалізувати методом упередженої лінійаризації (мал.6.17).



Мал.6.15. Схема Декартової петлі лінійзації



Мал.6.16. Широкопasmовий передавач для базових станцій з ЦДУ



Мал.6.17. Метод упередженої лінійзації

Проект SUNBEAM передбачає аналіз одно частотного (одинок несуща) і багато частотного підходів до побудови передаючої системи адаптивної ЦАР, що є розвитком базової схеми (дивись мал.15). Багато-частотний варіант вивчається більш ретельно, оскільки він забезпечує мультистандартність і широкосмугість системи зв'язку. В багато частотній архітектурі необхідна тісна інтеграція безпосередньо передавача з калібрувальною системою, що аналогічно використовується для вирівнювання характеристик приймачів. При цьому, калібрування передавачів в кожному з частотних діапазонів повинна бути незалежна, щоб помилки установки коефіцієнтів посилення в передаючих каналах ЦАР не перевищували 0,3 дБ по потужності, а фазова помилка становила не більше 3° по всій робочій смузі частот. Саме такі показники забезпечують метод упередженої лінійзації. Такі жорсткі вимоги до посилювачів потужності гарантують, що навіть при змінних режимах експлуатації базової станції з ЦАР потужність вихідних сигналів буде підтримуватися калібруючою системою на заданім рівні.

7. МІМО-СИСТЕМИ НА БАЗІ ЦАР

7.1. Поняття МІМО-систем

ЦАР в каналах радіозв'язку поділяються на чотири типи:

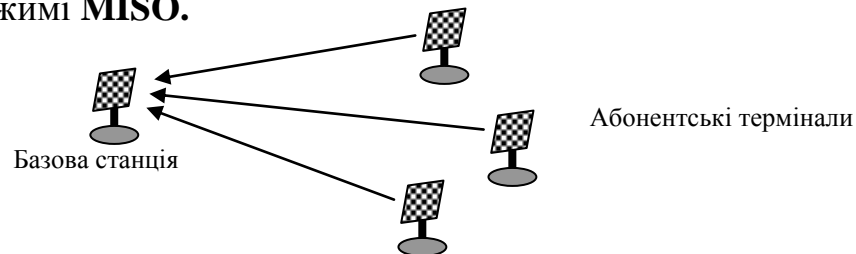
- **SISO** (Single Input – Single Output «один вхід – один вихід») – на передачу і на прийом використовуються звичайні антени;
- **MISO** (Multiple Input – Single Output «багато входів – один вихід») – ЦАР використовується лише на прийом;
- **SIMO** (Single Input – Multiple Output «один вхід – багато виходів») – ЦАР використовується лише на передачу;
- **MIMO** (Multiple Input – Multiple Output «багато входів і виходів») – ЦАР одночасно використовується на прийом і на передачу радіосигналу.

Таким чином, в залежності від режиму функціонування ЦАР, її можна розглядати як систему одноканального так і багатоканального випромінювання.

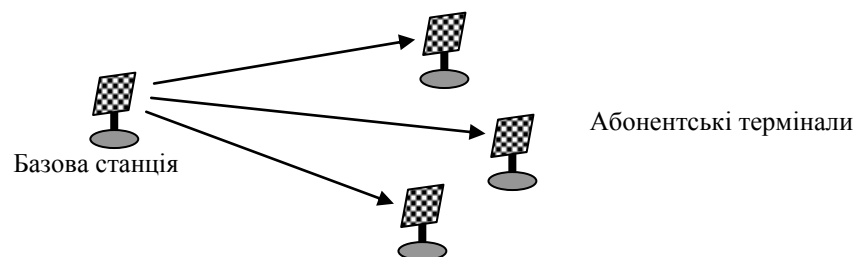
Так, у випадку використання Smart-антени для формування єдиного променя на передачу і на прийом, то мова йде про систему **SISO**.



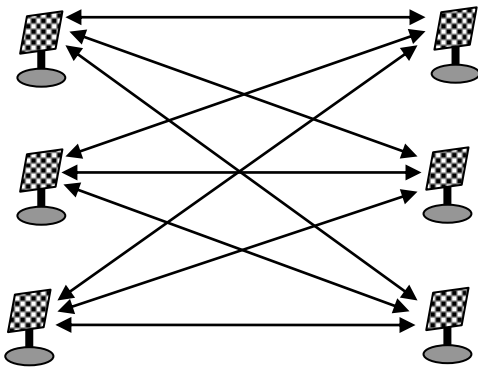
Якщо базова станція виконує прийом сигналу з декількох напрямків по різних синтезованих променях, а передавачі абонентських терміналів випромінюють сигнал лише в одному напрямку, то ЦАР базової станції працює в режимі **MISO**.



При одночасному випромінюванні базовою станцією сигналу в напрямку декількох абонентських терміналів, що формують єдині промені в напрямку базової станції, то ЦАР базової станції працює в режимі **SIMO**.



Нарешті, режим **MIMO** відповідає роботі ЦАР базової станції з одночасним формуванням променів на прийом і на передачу сигналів з декількома абонентськими терміналами



Система MIMO

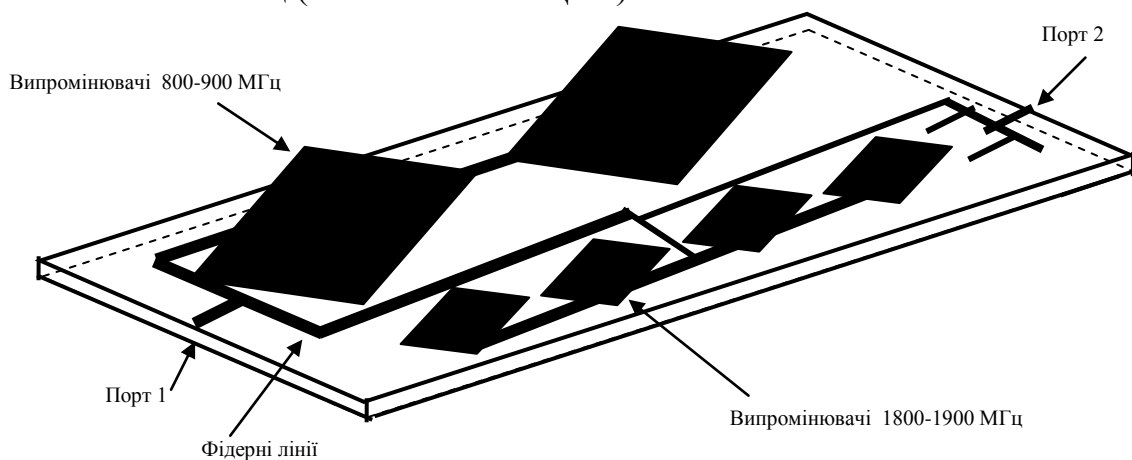
Особливою відзнакою розглянутих варіантів застосування передаючих ЦАР є те, що всі їх канали приймають участь у формуванні єдиного випроміненого сигналу. Але можливий і такий варіант, коли кожен парціальний канал передаючої ЦАР функціонує в якості окремого і незалежного джерела інформації, та випромінює свій автономний сигнал, не пов'язаний електромагнітною сумісністю з іншими каналами ЦАР.

При цьому, потік даних на передачій стороні перед випромінюванням розбивається на незалежну послідовність бітів, які в подальшому пересилаються на прийомний пункт одночасно, використовуюючи структуру паралельності антен.

Така технологія отримала назву **просторового мультиплексування** або **просторово-часового кодування** (Space-Time Coding). Саме цей режим є основою майбутніх стандартів IEEE 802.11n та IEEE 802.16-2004.

Тому систему MIMO необхідно сприймати як **сукупність передаючих ЦАР, що працюють в режимі автономного випромінювання сигналів по кожному каналу передачі інформації, та сукупність приймальних ЦАР з сумісною (кооперативною) обробкою усіх сигналів на виходах їх приймачів.**

Найпростіше конструктивне виконання таких ЦАР може бути у вигляді чотирьох вібраторних антен, розташованих на зворотній стороні кришки ноутбука. Для мінімізації MIMO-систем можна застосовувати 2-х та 4-х елементні ЦАР, що працюють в різних діапазонах. На малюнку зображений варіант такого об'єднання MIMO-антен, що обслуговують канали 900 МГц (2-х елементна ЦАР) та канали 1800 МГц (4-х елементна ЦАР).



Такі решітки являються двох поляризаційними, що підвищує ефективність роботи засобів зв'язку в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

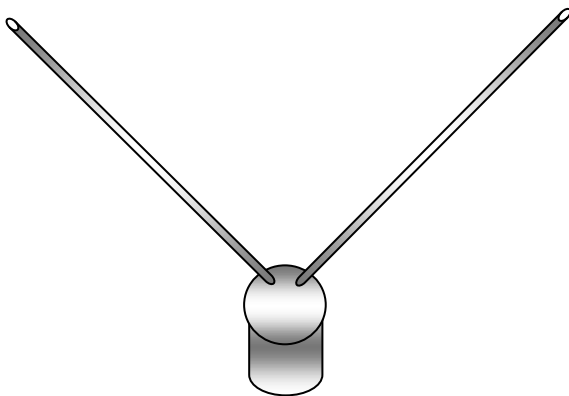
А при незалежній передачі сигналів по кожній поляризаційній складовій – додатково подвоює пропускну здатність каналів зв'язку.

Крім того, така конструкція ЦАР дає можливість підвищити захист від радіоперешкод, так як при роботі по схемі «2 передавача – 4 приймача» формуються два нулі в ДН приймальної ЦАР в напрямках на джерела радіоперешкод або в напрямках перевідбиття радіохвиль.

МІМО-системи дозволяють зменшити кількість помилок при радіообміні даними без заниження швидкості передачі в умовах багатьох перевідбивань променя сигналу від перешкод. При цьому, багатоелементні антенні пристрої забезпечують:

- Розширення зони покриття радіосигналами і згладжування в них мертвих зон;
- Використання декількох шляхів розповсюдження сигналу, що підвищує вірогідність роботи по трасам з меншими проблемами завмирання, перевідбиття і т.д.;
- Збільшення пропускну здібності ліній зв'язку за рахунок формування фізично різних каналів (розділених просторово ортогональними кодами, частотами та поляризацією).

Саме для розділення сигналів у МІМО-системах використовуються просторово-часове, просторово-частотне, просторово-поляризаційне кодування та надмірне розрішення сигналів по напрямку їх приходу до приймача.



Мал..7.1. Система МІМО з ортогональною поляризацією сигналів

Найпростіша антена МІМО – це система створена з двох несиметричних вібраторів (монополь), орієнтованих під кутом $\pm 45^\circ$ відносно вертикальної вісі (мал.7.1). Такий кут поляризації ставить обидва канали в рівні умови, оскільки при горизонтально-вертикальній орієнтації випромінювачів одна із поляризаційних складових отримала б більше згасання при розповсюдженні над землею поверхнею. Сигнали, що незалежно випромінює кожним монополем, поляризовані взаємно ортогонально з достатньо високою взаємною розв'язкою по крос-поляризаційній складовій (не менше 20 дБ). Аналогічна антена використовується і на прийомній стороні. Такий підхід дозволяє одночасно передавати сигнали на однакових несучих з різними способами модуляції. Принцип поляризаційного розділу сигналів забезпечує в двічі збільшити пропускну здібність лінії радіозв'язку в порівнянні з випадком одиночного монополя (в ідеальних умовах прямого бачення при ідентичній орієнтації прийомної і передаючої антен). Таким чином любую систему з подвійною поляризацією можна вважати МІМО-системою.

7.2. Ортогональне кодування сигналів

Другим напрямком реалізації принципу МІМО є ортогональне кодування сигналів незалежно випромінених різними антенними елементами. Таке кодування виконується як правило по фазі.

Одним із можливих підходів до реалізації ортогонального кодування є розширення спектру випроміненого сигналу методом прямої послідовності (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Сутність DSSS полягає в заміні кожного біту (груп бітів) вихідного потоку даних деякою псевдовипадковою (шумоподібною) кодовою послідовністю. Основні вимоги до таких кодів, – автокореляція кодової послідовності при зсуві повинна бути мінімальною, в ідеалі рівною 0. Тоді при багатопроменевому розповсюдженні (наприклад, із-за перевідбиттів в умовах міської забудови) сигнал, що потрапив на приймач з затримкою, буде сприйматися корелятором як шум, і не спотворить основний прямо розповсюджений сигнал. На прийомній стороні вхідний сигнал попадає на корелятор, в якому відбувається когерентне накопичення (в простішому випадку це добуток вхідного сигналу на еталонну кодову послідовність), в результаті шуми відфільтровуються і залишається лише корисний сигнал. Наприклад, в стандарті IEEE 802.11 кожен біт, що дорівнює 1, замінюється 11-позиційним кодом Баркера (10110111000), а рівний 0 – його інверсією. Один елемент такої послідовності називають **чипом**, а саму розширену послідовність – **базою сигналу**.

При використанні техніки МІМО в обладнанні стандарту IEEE 802.11 антенні випромінювачі передають сигнал або з частотним розділенням, або з зсувом по часу один відносно одного наприклад на один чип. В останньому випадку бази сигналів в кожному антеннім каналі становляться взаємно ортогональними (або близькими до цього).

В подальшому принцип DSSS став використовувати метод **фазової модуляції** за допомогою багатофазної (поліфазної) комплементарної кодової послідовності (метод ССК – Complementary Code Keying). Сутність такого кодування полягає у використанні двох послідовностей (a) і (b) кожна з яких має k- елементів з автокореляційними функціями

$$A(i) = \sum_{j=1}^{k-1} a_j a_{j+i} \quad \text{та} \quad B(i) = \sum_{j=1}^{k-1} b_j b_{j+i}$$

де $i=0, \dots, k-1$ – можливий зсув, для якого $A(i)+B(i)=0$ при любых $i \neq 0$, та $A(0)+B(0)=2k$

фізична інтерпретація зсуву в даних формулах – прийом прямо розповсюдженого сигналу і сигналу з фазовою затримкою на (i) елементів (чипів). Іншими словами, якщо система зв'язку використовує комплементарне кодування і працює в умовах багатошляхового розповсюдження сигналу, то в ідеалі між символна інтерференція, викликана накладанням сигналів з затримками розповсюдження, повинна бути відсутня, так як сума їх автокореляційних функцій дорівнює нулю.

Оскільки в стандарті IEEE 802.11 прийнята диференціальна квадратурна фазова модуляція (DQPSK), всього може бути чотири значення фази, зсунутих

друг відносно друга на 90° . Сутність застосування ССК полягає в тому, що потік передачі даних розбивається на групи по 8 біт кожна. Група замінюється сигналом з 8 чипів $C=(c_1, \dots, c_8)$. Кожен чип – це сигнал, фаза якого визначається квартетом $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$, так що $C=(c_1, \dots, c_8) = [e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)}, -e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, -e^{j(\phi_1+\phi_2)}, e^{j\phi_1}]$. Тут використовується запис Ейлера: $e^{j\phi}=\cos\phi+j\sin\phi$, $j=\sqrt{-1}$. Відносно до квадратурної модуляції дійсна і уявна складові становлять синфазний і квадратурний канали відповідно.

В групі усі 8 біт розбиваються на пари (дибіти), кожному дибіту присвоюється відповідний елемент фазового квартету ($\phi_i(d_0d_1 \rightarrow \phi_1, d_2d_3 \rightarrow \phi_2, d_4d_5 \rightarrow \phi_3, d_6d_7 \rightarrow \phi_4)$). В залежності від значень дибітів, ϕ_i стають рівними $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ або 270° . При цьому ϕ_i визначається фазою попереднього символу і парністю поточного символу C в потоці, тому модуляція і називається диференційною. Можна показати, що при любых значеннях дибітів послідовності C стають комплементарними.

На прийомній стороні, при умовах синхронного прийому, декодер відновлює значення $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$, а по ним – і значення інформаційних біт. В простішому випадку обробка зводиться до наступних розрахунків:

$$\begin{aligned}\phi_2 &= \arg\{r_1r_2^* + r_3r_4^* + r_5r_6^* + r_7r_8^*\}, \\ \phi_3 &= \arg\{r_1r_3^* + r_2r_4^* + r_5r_7^* + r_6r_8^*\}, \\ \phi_4 &= \arg\{r_1r_5^* + r_2r_6^* + r_3r_7^* + r_4r_8^*\}, \\ \phi_1 &= \arg\{r_4e^{-j\phi_4} + r_6e^{-j\phi_3} + r_7e^{-j\phi_2} + r_8\},\end{aligned}$$

де $r=[r_1, \dots, r_8]$ – прийнята 8-бітова послідовність. Знак $*$ означає комплексне спряження: якщо $r_i=a+jb$ то $r_i^*=a-jb$. Функція $\arg(r)=\arctg[Im(r)/Re(r)]=\arctg(b/a)$. Фактично в процесі такої обробки відношення сигнал/шум поліпшується вдвічі.

Оскільки ССК-послідовності комплементарні, то при застосуванні техніки МІМО можлива їх одночасна трансляція. Наприклад, парні чипи (або символи) передаються по одному антенному каналу, а непарні – по другому. При цьому вони okazуються практично ортогональні.

7.3. Ортогональне розділення частот (OFDM)

Ідея цього методу – замість високочастотної модуляції однієї несучої застосовується модуляція набору піднесучих зі значно меншою швидкістю.

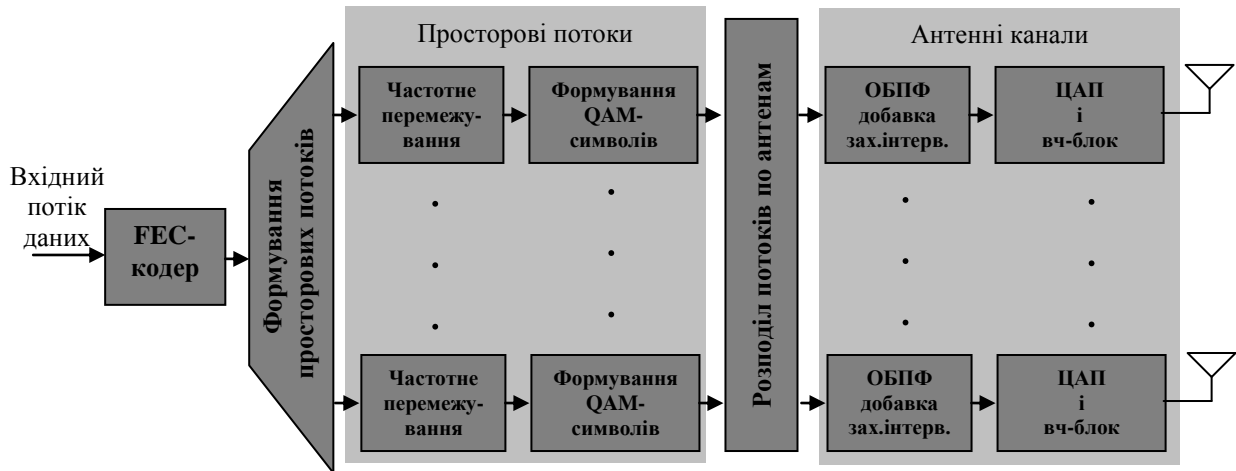
Весь діапазон частоти розбивається на декілька ортогональних частот виду

$$S_n(t)=A\sin(2\pi[f_0+n\Delta f]t)$$

де: $n=0, \dots, N$; Δf – інтервал між піднесучими.

Вхідний потік даних ділиться на групи (символи), які використовуються для одночасної модуляції кожної піднесучої. До символів добавляються захисні інтервали (паузи) як ефективний засіб боротьби з між символною інтерференцією. Щоб метод був ефективний, число піднесучих повинно бути достатньо великим – від десятків до тисяч. Так, в стандарті IEEE802.11 а і g використовується 52 піднесучі, в стандарті IEEE 802.16 – від 200 до 2048, в специфікації наземного цифрового телебачення DVB-T – 6817 піднесучих частот. Кожна з них модулюється багаторівневою квадратурною модуляцією. Вихідний

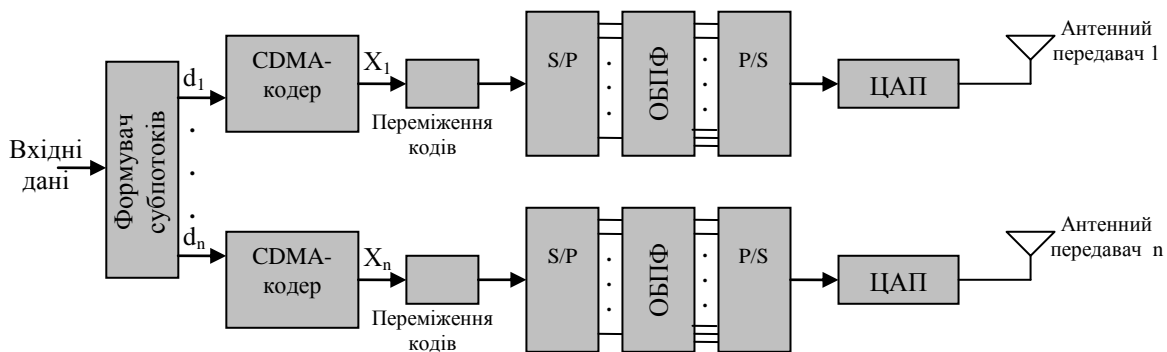
багато частотний сигнал синтезується шляхом оберненого швидкого перетворення Фур'є (ОБПФ). Система передачі MIMO-OFDM показана на мал. 7.2



Мал. 7.2. Система передачі MIMO-OFDM

7.4. Частотно-кодове розділення

Вихідний потік даних розбивається на субпотіки по числу випромінювачів MIMO-передавача. В кожному субпотіці застосовується свій CDMA-код, і в подальшому кодова послідовність бітів використовується для формування OFDM-символів, що паралельно транслюються кожним передавачем (мал. 7.3).



Мал. 7.3. Система OFDM-CDMA

Такий підхід дозволяє при одних і тих же номіналах частот розділяти канали передачі MIMO-системи за рахунок додаткової ортогональної кодової модуляції. На прийомній стороні із OFDM-сигналу спочатку відновлюються ортогональні несучі (за допомогою БПФ), а потім на кожній із них сигнал декодується шляхом кореляційної обробки.

7.5. Просторово-часове кодування

В 1998 році Аламуті (співробітник компанії Vivato) запропонував новий підхід до розділення MIMO-сигналів на прийомній стороні, який відноситься до класу ортогонального просторово-часового блокового кодування (OSTBC, Orthogonal Space-Time Block Codes).

Принцип кодування по Аламуті полягає в тому, що послідовність символів, що підлягає передачі, розбивається на пари (наприклад, сусідні парні і непарні

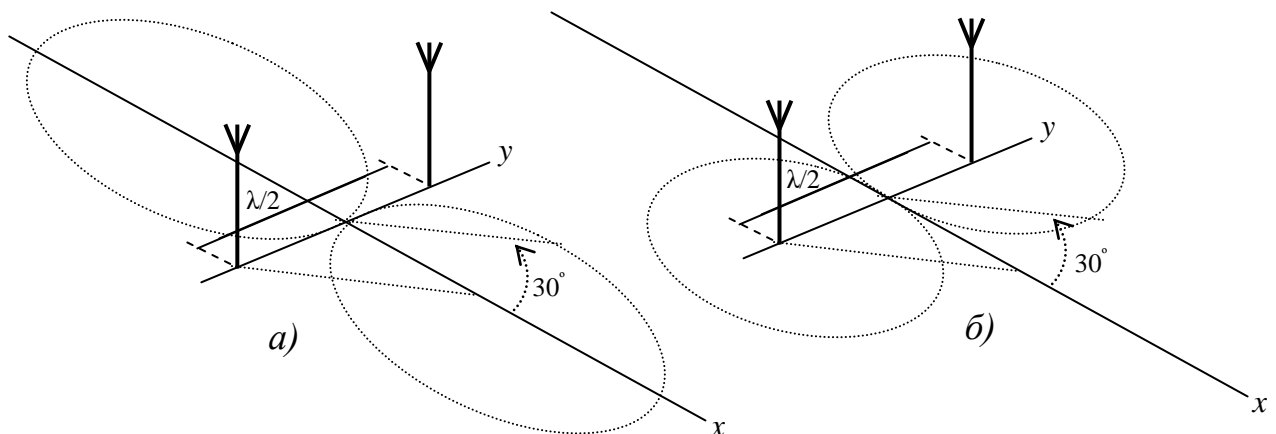
символи) x_i та x_{i+1} . для передачі такого блоку потрібні два випромінювачі і два інтервали передачі. В першому інтервалі перша антена буде випромінювати сигнал символу x_i , а друга антена – сигнал x_{i+1} . В наступному часовому інтервалі перша антена передає сигнал $-x_{i+1}^*$, а друга антена – сигнал x_i^* .

Фізична сутність таких маніпуляцій з випроміненими сигналами стане зрозумілою, якщо скористуватися їх математичним уявленням:

$$\begin{aligned}x_i &= a_i + jb_i; \\x_{i+1} &= a_{i+1} + jb_{i+1}; \\x_i^* &= a_i - jb_i; \\-x_{i+1}^* &= -a_{i+1} + jb_{i+1}.\end{aligned}$$

Нескладно помітити, що якщо в першому часовому інтервалі сигнали синфазні, то в другім інтервалі вони будуть обов'язково протифазні, і навпаки. Якщо ж фази сигналів у першому інтервалі часу ортогональні (різниця 90°), то вони такими ж залишаться і в другім часовім інтервалі, з тою лише різницею, що випередження фази випромінювання буде по чергово виникати то на першій, то на другій антенах.

Якщо передаюча антенна система складається з двох несиметричних вібраторів, то їх результативна діаграма направленості (ДН) суттєво залежить від співвідношення фаз вхідних сигналів (мал.7.4). В загальному випадку результативна ДН відхиляється від нормалі до лінії, що з'єднує вібратори, в сторону елемента, на якому фаза сигналу запізнюється.



Мал.7.4. Зміна орієнтації максимумів випромінювання системи з двох вібраторів у залежності від різниці фаз сигналів живлення
а) синфазне живлення випромінювачів, б) противофазне живлення

Таким чином, максимум енергії сигнальної суміші MIMO, кодованої по Аламоуті, випромінюється кожен раз в різних напрямках, при чому в різних для кожної нової пари символів в залежності від різниці фаз їх сигналів. Це підвищує вірогідність їх проходження з урахуванням наявності багатьох перевідбивачів.

Для прийому кодованого по Аламоуті двохсимвольного сигналу достатньо однієї прийомної антени і пари часових підрахунків сигнальної суміші. Таким чином, фактично можна обійтися системою MISO. При оцифровці сигнальної суміші в двох послідовних часових інтервалах отримаємо сукупність напруг:

$$\begin{cases}y_i = h_1 x_i + h_2 x_{i+1} + n_i; \\y_{i+1} = -h_1 x_{i+1}^* + h_2 x_i^* + n_{i+1};\end{cases}$$

де: $n_i; n_{i+1}$ – відрахунки напруг внутрішнього шуму приймача;
 $h_1; h_2$ – передаточні характеристики каналів для сигналів, що випромінюються першою і другою антенами відповідно.

Два часових відрахунку необхідні для того, щоб число рівнянь в системі дорівнювалося числу невідомих.

Для оцінки характеристик каналу передачі h_1 і h_2 при входженні в зв'язок транслюються заздалегідь відомі пілотні сигнали $z_i; z_{i+1}$. В приймачі вирішується приведена раніше система рівнянь, де в якості невідомих виступають передаточні характеристики каналу $h_1; h_2$:

$$\begin{cases} h_1 = \frac{y_i z_i^* - y_{i+1} z_{i+1}}{z_i^2 + z_{i+1}^2}; \\ h_2 = \frac{y_{i+1} z_i + y_i z_{i+1}^*}{z_i^2 + z_{i+1}^2}. \end{cases}$$

Після встановлення зв'язку по відомим значенням характеристик декодуються пари переданих символів:

$$\begin{cases} x_i = h_1^* y_i + h_2 y_{i+1}^*; \\ x_{i+1} = h_2^* y_i - h_1 y_{i+1}^*; \end{cases}$$

Ці співвідношення являються оптимальними оцінками максимальної правдоподібності.

MISO-схема Аламоуті використовується в стандарті IEEE 802.16–2004 (WiMAX). Таке кодування в умовах перевідбиття дозволяє отримати вигравш сигнал/шум близько 5 дБ для модуляції BPSK і до 10 дБ – для 64-QAM.

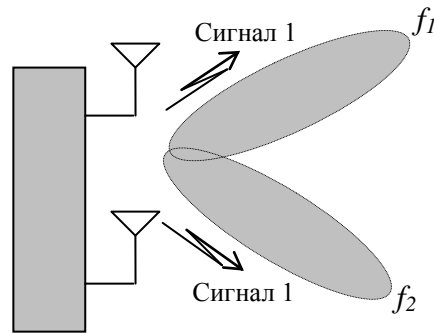
Головне обмеження в застосуванні даного методу кодування – припущення про незмінність характеристик каналу не тільки в двох послідовних часових інтервалах, але й до кінця прийому корисної інформації. По цій причині просторово-часове кодування Аламоуті для мобільних абонентів супроводжується падінням ефективності передачі.

7.6. Просторово-частотне кодування

Замість випромінювання пари сигналів в двох послідовних часових інтервалах їх можна передавати одночасно на двох ортогональних частотах. Такий метод кодування називається просторово-частотним і дозволяє збільшити пропускну здатність в порівнянні з просторово-часовим методом

Принцип кодування сигналу полягає в тім, що пари символів x_i та x_{i+1} передаються відповідно антенами 1 і 2 на першій частоті, а символи $-x_{i+1}^*$; x_i^* – на другій частоті. При цьому сигнали обох частот випромінюються одночасно.

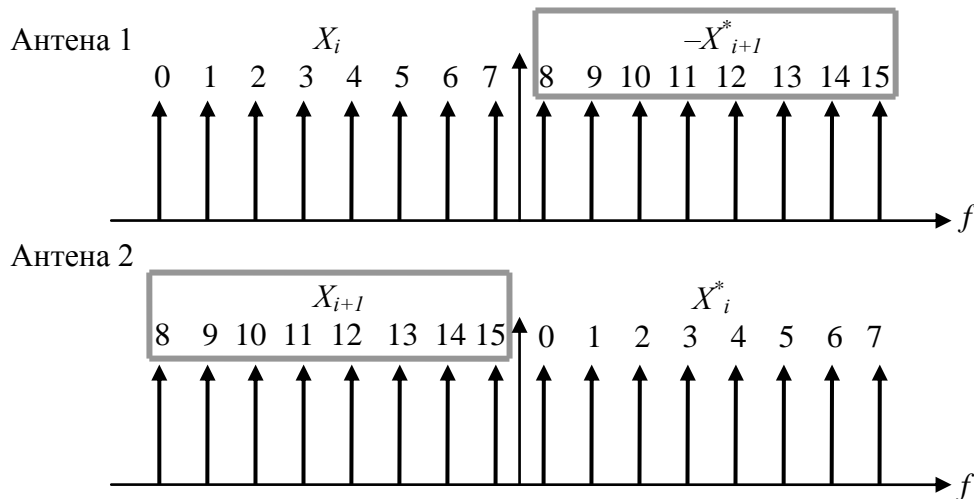
В цьому випадку для кожної частоти випроміненого сигналу формується своя ДН передаючої антени, орієнтована в своєму напрямку в залежності від різності фаз сигналів на зажимах живлення антенних елементів (мал..7.5).



Мал. 7.5. Переорієнтація ДН антенної системи MIMO при просторово-частотному кодуванні

Це забезпечує незалежну трасу розповсюдження для сигналу кожної частоти випромінювання. Суттєво відмітити, що в приймачу сигнали ортогональних частот легко розділяються за допомогою цифрової фільтрації. Узагальнення даного методу є модуляція MIMO-OFDM.

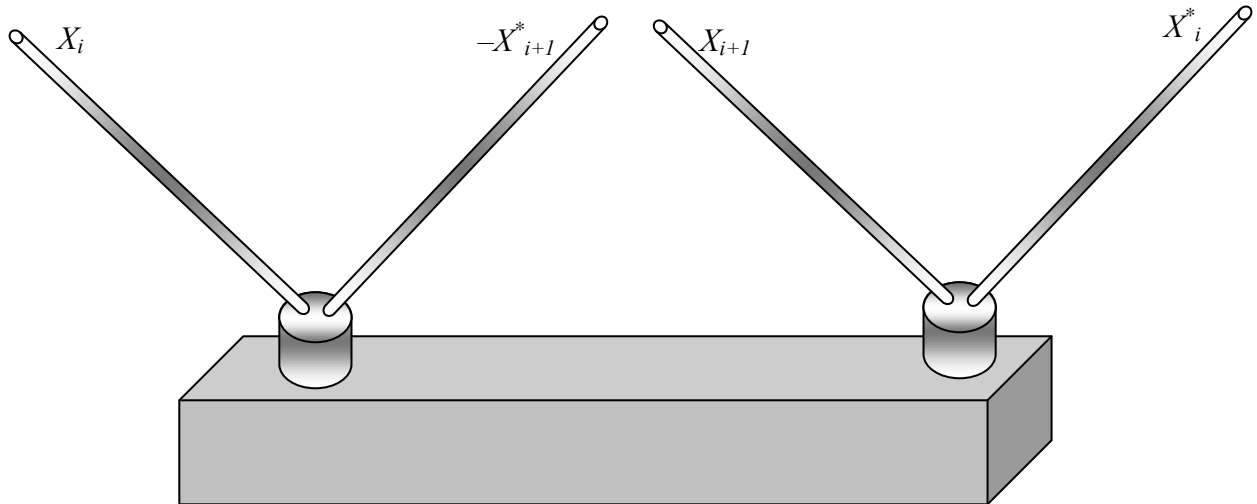
Слід відмітити що під символом, який необхідно передати, може розумітися блок з декількох бітових послідовностей. Стосовно до методу MIMO-OFDM схема кодування Аламоуті дозволяє отримати просторово-частотний код, який для 16-частотного OFDM-паketу ілюструється на мал. 7.6.



Мал. 7.6. Багаточастотний пакет в схемі Аламоуті

Верхній набір частот відповідає першому випромінювачу, а нижній – другому. Для передачі кожної із символних послідовностей X_i ; X_{i+1} ; X_i^* ; $-X_{i+1}^*$ використовується половина ортогональних під несучих.

Метод Аламоуті може розповсюджуватися і на випадок використання ортогональної поляризації випромінювання (мал.7.7).



Мал.. 7.7. Реалізація схеми Аламоуті сумісно з ортогональною поляризацією випромінювання

В загальному випадку вихідна схема Аламоуті розрахована на наявність $2M$ передавачів і M приймачів, але при відповідному збільшенні числа часових інтервалів випромінювання або ортогональних частот, для прийому може статися достатньо і однієї антени.

Примітка, для чотирьох передавачів кодування проводиться по так званій розширеній схемі Аламоуті (Extended Alamouti Scheme), приведений в табл.. 7.1.

Таблиця 7.1. Розширена схема Аламоуті

	Антенa 1	Антенa 2	Антенa 3	Антенa 4
Інтервал 1	X_i	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}
Інтервал 2	X_{i+1}^*	$-X_i$	X_{i+3}^*	$-X_{i+2}^*$
Інтервал 3	X_{i+2}^*	X_{i+3}^*	$-X_i^*$	X_{i+1}^*
Інтервал 4	X_{i+3}	$-X_{i+2}$	$-X_{i+1}$	X_i

7.7. Магічний квадрат в мультиплексуванні сигналу

Існує інший підхід до просторово-часового кодування з використанням мультиплексування сигналу по принципу магічного квадрата, який є альтернативою методу Аламоуті. Цей механізм дозволяє застосовувати систему з $2N$ випромінювачів, що працюють на прийомну антенну решітку з $2N$ елементів.

Магічний квадрат порядку n уявляє собою квадратну таблицю чисел розміром $n \times n$, заповнені цілими числами від 1 до n^2 . Сума чисел в кожному рядку, в кожному стовпці, а також в двох головних діагоналях повинна бути однаковою. Наприклад, для магічних квадратів розміром 8×8 вона становить 260, а для магічних квадратів розміром 4×4 вона становить 34. Приведемо два приклади магічних квадратів розміром 4×4 :

16	9	6	3
5	4	15	10
11	14	1	8
2	7	12	13

16	3	2	13
5	10	11	8
9	6	7	12
4	15	14	1

Дійсно, в цих квадратах сума чисел в кожному рядку, в кожному стовпці, а також в двох головних діагоналях становить по 34. Саме такі магічні квадрати і покладені в основу методу мультиплексування сигналу, але з перетворенням їх елементів – замість вихідного числа (X) використовують їх значення по модулю 4 ($X_{\text{mod } 4}$) за наступною схемою: $X_{\text{mod } 4} = 4$, якщо X кратне 4; $X_{\text{mod } 4} = X$, якщо $X < 4$; $X_{\text{mod } 4} = \text{остатку від ділення } X \text{ на } 4$, якщо $X > 4$ і не кратне 4.

Перетворимо по такій схемі перший магічний квадрат в числовий квадрат, в якому сума елементів по всім рядкам, стовпцям і головним діагоналям рівняється 10, числа відповідають номерам чотирьох символів S_1, S_2, S_3, S_4 , що підлягають передачі, рядки відповідають антенним випромінювачам, а стовпці – часовим інтервалам передачі. Такий квадрат відповідає розширеній схемі Аламоуті приведений в таблиці 7.1., за якою здійснюється мультиплексування фаз сигналів.

16	9	6	3
5	4	15	10
11	14	1	8
2	7	12	13

→

4	1	2	3
1	4	3	2
3	2	1	4
2	3	4	1

Приймач з однією антеною отримує чотири значення послідовної сигнальної суміші $y_i, y_{i+1}, y_{i+2}, y_{i+3}$ і вирішує систему рівнянь:

$$\begin{cases} y_i = h_{i,1}s_4 + h_{i,2}s_1 + h_{i,3}s_2 + h_{i,4}s_3 + n_i; \\ y_{i+1} = h_{i+1,1}s_1 + h_{i+1,2}s_4 + h_{i+1,3}s_3 + h_{i+1,4}s_2 + n_{i+1}; \\ y_{i+2} = h_{i+2,1}s_3 + h_{i+2,2}s_2 + h_{i+2,3}s_1 + h_{i+2,4}s_4 + n_{i+2}; \\ y_{i+3} = h_{i+3,1}s_2 + h_{i+3,2}s_3 + h_{i+3,3}s_4 + h_{i+3,4}s_1 + n_{i+3}; \end{cases}$$

де: $n_i; n_{i+1}; n_{i+2}; n_{i+3}$ – напруга внутрішнього шуму приймача;

$h_{i,m}$ – відома передаточна характеристика каналу для сигналів випромінених m -й антенною в i -й момент часу.

Дана система рівнянь відносно невідомих S_1 – S_4 вирішується методом найменших квадратів.

В чотирьох антенному приймачі оцінка амплітуд може виконуватися по одному відрахунку напруг на виходах цих антен. При цьому, замість часових інтервалів можна використовувати чотири ортогональні несучі, що підвищує пропускну здатність лінії зв'язку. А для декодування переданого таким способом чотирьох частотного пакета даних необхідно вирішити систему 16 рівнянь.

Існує декілька варіантів заповнення магічного квадрата заданого порядку і пов'язаних між собою строгими перетвореннями. Тому можна сформулювати набір різних варіантів реалізації відповідного коду. Наприклад, приведений нами

16	3	2	13
5	10	11	8
9	6	7	12
4	15	14	1

→

4	3	2	1
1	2	3	4
1	2	3	4
4	3	2	1

раніше другий магічний квадрат після перетворень по модулю 4 породжує наступну таблицю чисел:

Ці варіанти коду передбачають одночасне випромінювання двох пар однакових сигналів, що, завдяки їх синфазному складанню, може бути більш ефективним з енергетичної точки зору, ніж це є в порівнянні з розглянутим до цього варіантом побудови магічного квадрата.

У випадку двох передавачів схема кодування формується переходом до квадрату 2×2 з числами по модулю 2 шляхом викреслення двох правих (або лівих) стовпців та пари нижніх (верхніх) рядків. В результаті отримаємо вироджений квадрат, який уже не є магічним, оскільки суми чисел на головних діагоналях не рівні між собою (дивись таблицю 7.2).

Таблиця 7.2. Просторово-часове кодування по методу магічного квадрату 2×2

	Антенa 1	Антенa 2
Інтервал 1	S_2	S_1
Інтервал 2	S_1	S_2

По суті, схема розподілу сигналів 2×2 зводиться до почергового їх випромінювання через дві антени. Якщо сигнали символів S_1 і S_2 ортогональні по фазі (різниця фаз 90° , чого можна досягти попереднім перекодуванням даних), то така зміна випромінювачів для передачі одного і того ж символу також дозволить змінити напрямок випромінювання сигнальної суміші. При цьому максимум ДН по різному орієнтується відносно нормалі до лінії, що з'єднує несиметричні вібратори антени, а кожен із вібраторів почергово виконує роль рефлектора.

Метод магічного квадрату ефективніше схеми Аламоуті при швидких завмираннях сигналів на трасі розповсюдження. Якщо відношення сигнал/шум становить 18 дБ, метод магічного квадрата забезпечує вірогідність помилки на два порядку менше, ніж метод Аламоуті. В той же час при повільних завмираннях картина змінюється на протилежну, хоч і з меншим розривом по значенню вірогідності помилки.

7.8. Просторова селекція

Розділити сигнали МІМО-системи можна і на основі просторової їх селекції по кутам приходу на прийомну антену. Якщо сигнали на приймач поступають з різних кутових напрямків, що розрізняються більше ніж на ширину ДН прийомної антени, то їх можна розділити звичайною просторовою селекцією.

Наприклад, у випадку двох сигналів, за допомогою smart-антени (ЦАР) можна сформуванати два незалежних промені ДН і зорієнтувати їх в напрямках максимальної потужності даних сигналів. Для збільшення кутового розносу трас проходження сигналів можна штучно орієнтувати ДН передаючої антени не в напрямку приймача, а в сторону потужного відбивача даного сигналу (гори, висотного будинку, тощо).

Якщо ж відмінність в напрямках прийому сигналів не перевищує ширини головного пелюстка прийомної ДН, а останні їх параметри співпадають, сигнали передавача МІМО можуть бути розділені методами кутового «понадрозріщення». Пояснимо сутність однієї з таких процедур на прикладі двохвібраторної антени.

Якщо кутові координати випромінювачів (β_m) відносно нормалі до прийомної антени відомі, задача розділу сигналів, випромінених парою вібраторів, зводиться до вирішення системи рівнянь, зіставлених по одному відрахунку АЦП:

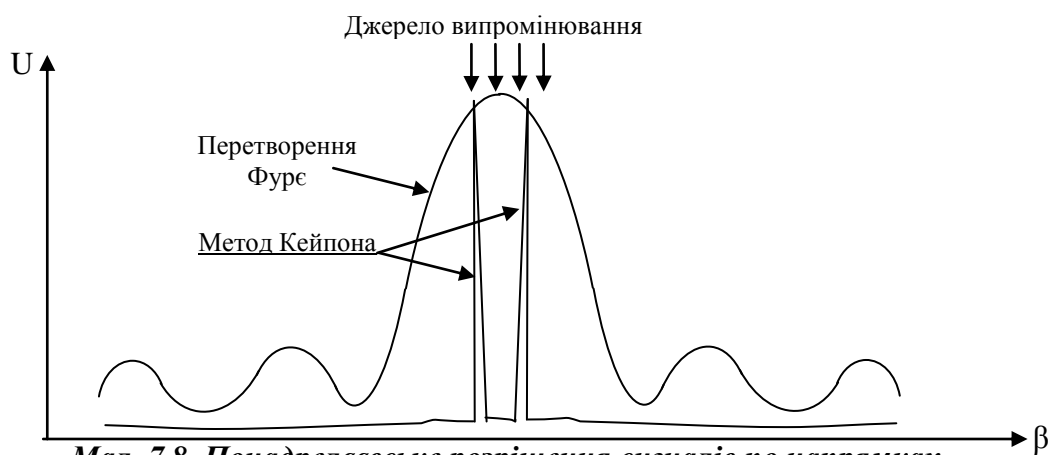
$$\begin{cases} y_1 = h_1(\beta_1)x_1 + h_1(\beta_2)x_2; \\ y_2 = h_2(\beta_1)x_1 + h_2(\beta_2)x_2; \end{cases}$$

де: $y_1; y_2$ – вихідні напруги прийомних антен;

$x_1; x_2$ – невідомі комплексні амплітуди випромінених сигналів;

$h_1(\beta_m); h_2(\beta_m)$ – відомі ДН прийомних антенних елементів у напрямку джерел випромінювання.

Невідомі кутові координати джерел випромінювання β визначаються на етапі входження в зв'язок при цифровому формуванні ДН, для цього можна застосовувати нелінійні математичні операції – наприклад, процедуру Кейпона (мал.7.8). в результаті ДН подібних прийомних антен (які є віртуальними функціями) будуть крайнє вузьконаправленими і гострокінцевими, що дозволить підвищити просторову вибірковість антенної системи. Характерно, що передавати сигнали в даному випадку може антена з широкою ДН. Це особливо важливо, оскільки при нелінійній обробці принцип взаємності не виконується і відтворити такі ж гострокінцеві ДН для передаючої антени неможливо.



Мал.7.8. Понадрелєвське розрішення сигналів по напрямках їх приходу за методом Кейпона

Слід замітити, що в режимі МІМО зі збільшенням відстані зв'язку цифрове діаграмоутворення з надвеликим розрішенням швидко втрачає свою ефективність. Наприклад, в базовій станції надвелике розрішення сигналів двох випромінюючих терміналів можна реалізувати на відстані до декількох сотень метрів, а при більшій кількості незалежних випромінювачів – і того менше.

Інша справа – прийом сигналів базової станції самим терміналом. Як правило, в МІМО-системах на базовій станції може створюватися порівняно великий розніс частот антенних елементів – до 10 довжин хвиль. Це забезпечує кращу деко реляцію сигналів в режимі передачі на термінал. Потенційно таке рішення дозволяє застосовувати різні методи для розділення МІМО-каналів по відношенню вхідних і вихідних трафіків.

7.9. Апаратна підтока МІМО-систем

Теорія обробки сигналів МІМО-системами переживає бурхливий розвиток і виходить на етап встановлення. Суттєво, що прогрес МІМО-систем призвів до появи спеціалізованих мікросхем для відповідної обробки сигналів, що надає посилення для широкого впровадження МІМО-технології в засобах зв'язку.

Характерним прикладом цього є чипсет AGN300 фірми Airgo Networks. До його складу входять однокристальний MAC- і baseband-процесор (AGN303BB) та два однокристальних двохдіапазонних (2,4/5 ГГц) трансівера (AGN301RF) і (AGN302RF).

Другим прикладом є радіочастотний чіп WLANPlus MtW8150 ізраїльської фірми Metalink Broadband. В нім вперше в світовій практиці на однім кристалі інтегровані два прийомопередавача для частотного діапазону 4,9 – 5,9 ГГц. При цьому підтримуються МІМО-рішення (2×2), викладені в проекті стандарту 802.11n зі смугою пропускання 40 МГц, а також сумісна з 20-МГц структурою каналів стандарту 802.11a. чіп не потребує використання зовнішніх частотних фільтрів, оскільки має вбудовані засоби частотної корекції. В ньому апаратно реалізовані програмне управління коефіцієнтом посилення малошумних посилювачів приймачів і посилювачів передавачів з контролем вихідної потужності. Передбачена можливість збирати мікросхеми в каскади для МІМО-систем з великою кількістю каналів (наприклад, зі структурою 4×4). В чіп вбудована схема компенсації квадратурного розбалансу сигналів кожного передавача і приймача, схема корекції їх характеристик, забезпечена підтримка квадратурної амплітудної модуляції сигналів, аж до 64-QAM. В перспективі планується інтегрувати до кристалу також і гетеродин. Чіп розміром 11×11 мм виконаний по Si-Ge-технології, напруга живлення – 3V.

ДОДАТКИ

Додаток 1. ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ЗВ'ЯЗКУ В ЛОКАЛЬНИХ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖАХ ЗА РАХУНОК ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

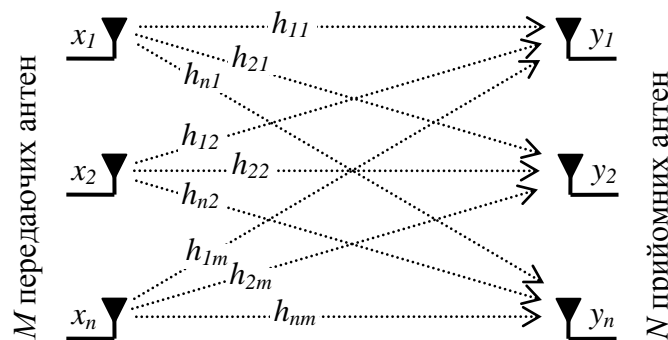
В сучасних локальних бездротових мережах все більше застосовуються методи радіозв'язку, які надають можливість забезпечити маневр офісного обладнання без його демонтажу. Так, у діючих протоколах (наприклад, 802.11x) передбачені заходи по забезпеченню надійності прийому радіосигналів в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль: методи передачі по паралельним каналам, блочне кодування та інші.

Але, передбачені заходи захисту не є абсолютними. Тому доцільно їх доповнити такими, які не потребують зміни прийнятих протоколів з метою збереження їх спадковості. Одним із шляхів такого підходу є застосування просторово-часового методу з використанням цифрового діаграмоутворення (ЦДУ) на основі цифрових антенних решіток (ЦАР).

Перевага систем з ЦДУ уже достатньо добре відома. Так, в антенних решітках базових станцій стільникових мереж ЦДУ значно підвищується завадостійкість мобільних телекомунікацій. Адже відомо, що продуктивність цифрових систем зв'язку різко знижується із-за між символних перешкод, помилкових біт, а також із-за федингу (завмирання) потужності сигналів, що не співпадають по фазі в наслідок приходу їх від множини відбивачів. Завдяки ЦДУ робота радіоканалів при багатопроменевому розповсюдженні радіохвиль вперше в історії радіозв'язку стає надійною.

Необхідно відмітити, що завмирання в умовах багатопроменевого зв'язку здійснюється в наслідок приходу в точку прийому декількох променів ($N=2, 3, \dots$) Якщо вони приходять в одній і тій же фазі, то рівень сигналу збільшується, а у випадку приходу їх у протилежній фазі – можливі завмирання і порушення зв'язку. При цьому інтерференційна картина є динамічною.

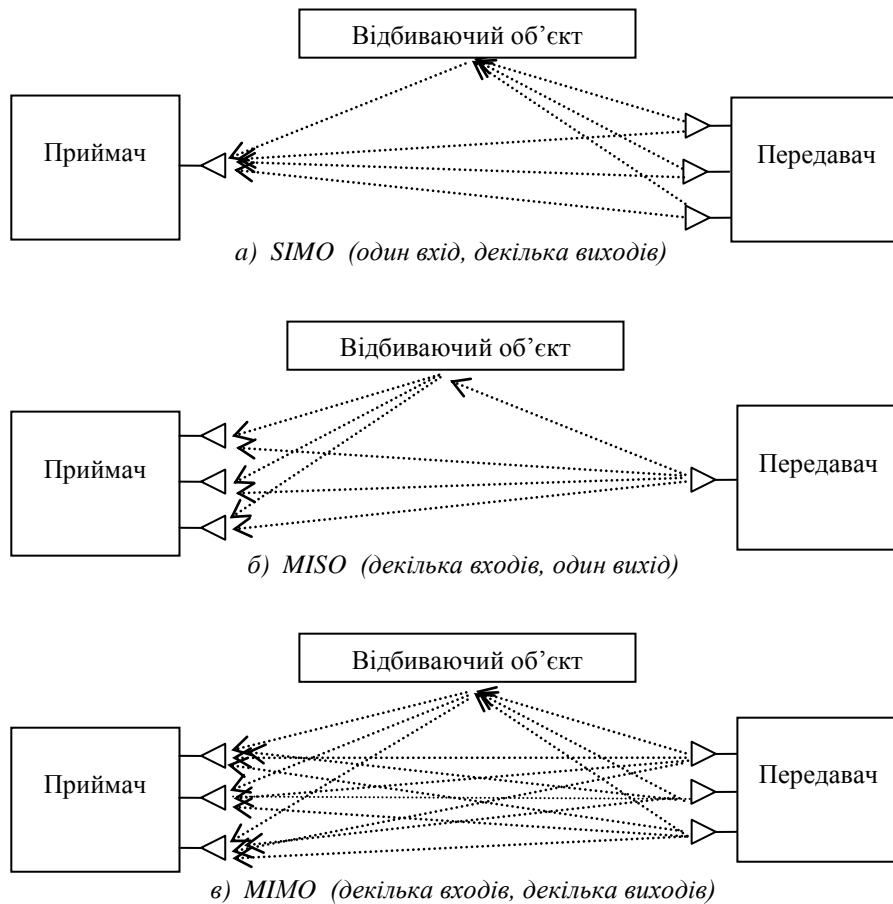
У випадку прийому багатопроменевого сигналу однією антеною, усунення впливу короткочасного завмирання можливе, наприклад, за рахунок методів блочного кодування. Але, при повному зникненні сигналу такі методи можуть бути не ефективними. Інша картина спостерігається при використанні декількох антен ($M=2, 3, \dots$) при обробці сигналу в МІМО-системі (мал.8.1).



Мал..8.1 Структура МІМО системи

Застосування ЦАР з MIMO-системою дозволяє вирішити проблему стійкого функціонування систем зв'язку в умовах впливу активних радіоперешкод, багато-проміневого розповсюдження радіохвиль та інших явищ пов'язаних з ними.

Для підвищення надійності зв'язку в локальних бездротових мережах пропонується застосовувати MIMO-системи з використанням механізму просторово-часової обробки (*Space Time Processing – STP*) сигналів (мал.8.2).



Мал.8.2. Принципи побудови SIMO-, MISO-, MIMO-систем

Під STP розуміється адаптивна обробка сигналів системою, яка складається з декількох антенних елементів, з використанням особливостей як просторової, так і часової областей радіоканалу.

Техніка STP може застосовуватися на передаючій, прийомній, або на обох кінцях каналу. При застосуванні техніки STP лише на передаючій або на прийомній стороні каналу, то говориться про технології інтелектуальних антен (*smart antenna*).

Якщо система використовує інтелектуальні антени на передаючій кінці каналу, то вона називається Multiple Input Single Output (MISO), а якщо на прийомній стороні – Single Input Multiple Output (SIMO).

Система з M передаючих і M прийомних антен здібна забезпечити пікову пропускну здібність теоретично в M разів більшу, ніж звичайні системи Single Input Single Output (SISO). Це досягається за рахунок того, що передавач розбиває потік даних на незалежні послідовності бітів, і, використовуючи масив антен,

пересилає їх одночасно. Така техніка називається просторовим мультиплексуванням.

Таким чином, використання такої технології в сучасних мережах зв'язку вирішує наступні проблеми:

- розширення зони покриття радіосигналами і згладжування в них мертвих зон;
- використання декількох шляхів розповсюдження сигналу, що збільшує вірогідність роботи по трасам, на яких менше проблем пов'язаних з завмиранням, перевідбиттям і т.д.;
- збільшення пропускну здібності ліній зв'язку за рахунок формування фізично різних каналів (просторово розрізненних за допомогою ортогональних кодів, частот, поляризаційних мод).

Тому, головним напрямком в підвищенні надійності зв'язку в локальних бездротових мережах за рахунок використання методів просторово-часової обробки сигналів є вибір підходу до вирішення завдання щодо оцінки параметрів просторового спектру сигналу, прийнятого декількома прийомними антенами.

Результати дослідження

Враховуючи незалежність шляхів розповсюдження, загальна вірогідність одночасного завмирання сигналу при багатопробієвому випромінюванні буде дорівнювати добутку вірогідностей завмирання сигналу на кожному окремому шляху їх розповсюдження.

$$P_{\text{заг}} = \prod_{m=2}^M P_m. \quad (1)$$

Тому доцільно розглядати задачу оцінки параметрів просторового спектру сигналу у вигляді оцінки лише тих напрямків приходу сигналів, які мають перевагу над іншими напрямками $\hat{\beta}$.

Допустимо, що корисний сигнал приймається цифровою антенною решіткою (ЦАР), елементною базою яких є рупорні випромінювачі, відкриті кінці хвильоводів, або звичайні електричні антени типу штир чи диполь. Така ЦАР може мати $N \geq 2$ антенних елементів розташованих еквідистанційно з шагом $d = \frac{\lambda_0}{2}$. При $N > 2$ порядок розміщення антенних елементів може бути любым. Для подальших розрахунків припустимо, що антенна система уявляє собою лінійну еквідистанційну ЦАР.

Сигнал, що приймається на хвої m -го антенного елементу, представимо у вигляді:

$$Y_m(t) = \sum_{n=1}^N h_{mn} x_n(t - \tau_{mn}) + v_m(t). \quad (2)$$

де: h_{mn} – характеристика направленості m -го елементу під час прийому n -го сигналу, $m=1, 2, \dots, M$; $n=1, 2, \dots, N$;

$x_n(t - \tau_{mn})$ – корисний сигнал, затриманий на час τ_{mn} , що пов'язано з

положенням в просторі m -го антенного елементу;
 $v_m(t)$ – адитивний шумовий процес.

В частотній області рівняння (2) запишемо у вигляді:

$$y_m(\omega) = \sum_{n=1}^N H_{mn} e^{-j\omega\tau_{mn}} X_n(\omega) + V_m(\omega) \quad (3)$$

де: $X_n(\omega_l)$ та $V_m(\omega_l)$ – коефіцієнти відповідно для $x(t)$ та $v(t)$

Вираз (3) можна представити у векторній формі:

$$\vec{Y}_m(\omega_l) = \vec{H}(\omega_l) \vec{X}_n(\omega_l) + \vec{V}_m(\omega_l), \quad l=1, 2, \dots, L; \quad (4)$$

де: $\vec{H}(\omega_l) = \begin{bmatrix} h_1(\theta_1) & h_1(\theta_2) & \dots & h_1(\theta_N) \end{bmatrix}^T$ – матриця, що визначає просторовий спектр;
 L – розмір апертури.

Кожен l -й елемент матриці представляє собою проекції вектору:

$$\vec{h}_l(\theta_n) = \begin{bmatrix} h_{1n} e^{-j\omega_l\tau_{1n}} & h_{2n} e^{-j\omega_l\tau_{2n}} & \dots & h_{mn} e^{-j\omega_l\tau_{mn}} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

В даному випадку рівні h_{mn} і затримка τ_{mn} є параметрами, що пов'язані з діаграмою направленості антени і місцем положення n -го променя. Таким чином, у величині θ_n враховуються усі параметри n випромінювань h_{mn} і τ_{mn} , де $m=1, 2, \dots, M$.

В задачах оцінки просторових частот $\vec{\theta}_n$ замість часових параметрів сигналу використовуються просторові, а саме: розмір апертури L відповідає часовому інтервалу T в звичайному перетворенні Фур'є.

Визначимо сигнально-перешкодну ситуацію при вирішенні задачі оцінки спектру. Будемо вважати, що процедура оцінки здійснюється на фоні нормальних шумів, що утворюють вектор $\vec{V}(j) = \begin{bmatrix} v_1(j) & v_2(j) & \dots & v_N(j) \end{bmatrix}^T$ з однаковими по рівню компонентами, зі спектральною щільністю потужності $\sigma^2 I$. В цьому випадку оцінка $\{\vec{\theta}_n\}$, що визначається по методу найменших квадратів, буде знаходитися по правилу:

$$\{\vec{\theta}_n\}_{n=1}^N = \arg \min_{\{\theta_n\} \in \Omega} \Omega, \quad (6)$$

де: $\Omega = \sum_{j=1}^J \left\| Y(j) - H \vec{S}(j) \right\|^2$ – функціонал критерію; $\|x\|$ – норма величини x .

ВИСНОВКИ

Процедура знаходження оптимальної оцінки по вираженню (6) може здійснюватися з використанням підходящих методів нелінійного програмування, наприклад, градієнтним методом. При цьому на кожному послідовному кроці за рахунок оновлення даних функція критерію Ω зменшиться, зходячись до мінімуму.

Для слабо направлених антен обмеженого числа $N \leq 10$ локальний мінімум співпадає з глобальним. При використанні гостро направлених антен, коли $G_A \geq 3 \dots 6$ дБ для спів падання локального і глобального мінімумів необхідно застосовувати додаткові заходи: задавати вихідні дані, і таке інше.

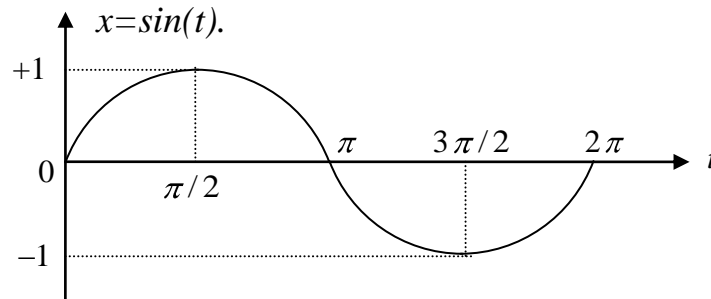
Запропонований підхід оцінки елементів просторового спектру дозволяє враховувати ті напрямки приходу сигналу не тільки в умовах незалежно завмираючих сигналів, але і в стаціонарних умовах, коли ці сигнали мають повну кореляцію. Таким чином, він є найбільш загальним інструментом в порівнянні з завданням комбінування. При цьому сама задача підвищення надійності зв'язку може зводитися як до вагового складання, так і до придушення небажаних багатопроменевих компонент.

Так, оцінки $\hat{\theta}$ можуть представляти собою не що інше, як відповідні запізнення в гілках прийому, які необхідно устанавлювати в лініях затримки, щоб адаптивно приймати і когерентно складати прийняті сигнали.

Додаток 2. ФІЗИЧНА СУТНІСТЬ БИСТРОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУРЕ

Повстає єдине питання, а для чого існує бистре перетворення Фур'є або взагалі дискретне перетворення Фур'є (ДПФ). Давайте спробуємо розібратися в цьому питанні.

Нехай у нас є функція $x = \sin(t)$.

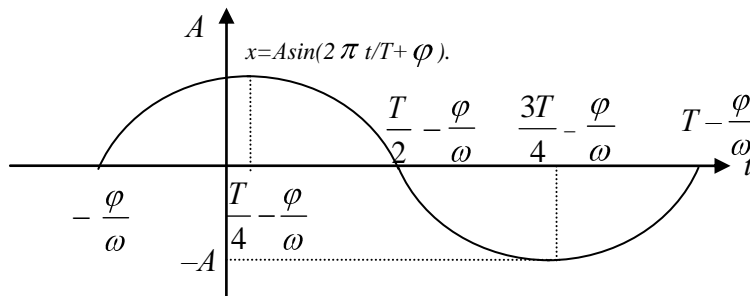


Максимальна амплітуда цього коливання дорівнює I . Якщо помножити це значення на деякий коефіцієнт A , то отримаємо той же графік, але розтягнутий по вертикалі в A разів. І отримаємо функцію $x = A \sin(t)$.

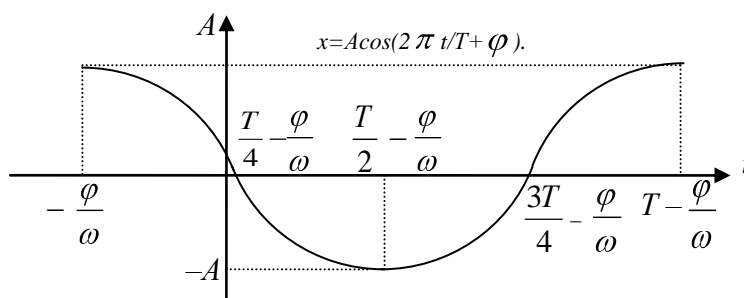
Період коливань дорівнює 2π . Якщо ми бажаємо збільшити період до T , то необхідно помножити змінну t на коефіцієнт. Це викличе розтягнення графіку по горизонталі $x = A \sin(2\pi t/T)$.

Частота коливань обернено пропорційна періоду: $\nu = 1/T$. Також є мова про кругову частоту, яка вираховується за формулою: $\omega = 2\pi\nu = 2\pi/T$. Звідки $x = A \sin(\omega t)$.

І, на нарешті, є фаза, що позначається як φ . Саме вона визначає зсув графіку коливань ліворуч. В результаті складання усіх цих параметрів утворюються *гармонічні коливання*, або просто *гармоніки*



Дуже схоже виглядить і вираження гармоніки через косинус



Великої різниці немає. Достатньо лише змінити фазу на $\pi/2$, щоб перейти від синуса до косинуса і навпаки. Далі будемо розуміти під гармонікою функцію косинуса:

$$x=A \cos(2 \pi t/T+\varphi)=A \cos(2 \pi \nu t+\varphi)=A \cos(\omega t+\varphi) \quad (1)$$

Перетворимо (1) по формулі косинуса суми:

$$x=A \cos \varphi \cos(2 \pi t/T)-A \sin \varphi \sin(2 \pi t/T) \quad (2)$$

Виділимо в (2) елементи, які не залежать від t , і позначимо їх як Re та Im :

$$\begin{aligned} x &= Re \cos(2 \pi t/T) - Im \sin(2 \pi t/T) & (3) \\ Re &= A \cos \varphi; \quad Im = A \sin \varphi \end{aligned}$$

По значенням Re та Im можна однозначно відновити амплітуду та фазу вихідної гармоніки:

$$\varphi = \arctg \left[\frac{Im}{Re} \right] \quad \text{та} \quad A = \sqrt{Re^2 + Im^2} \quad (4)$$

Тепер візьмемо обернене перетворення Фур'є:

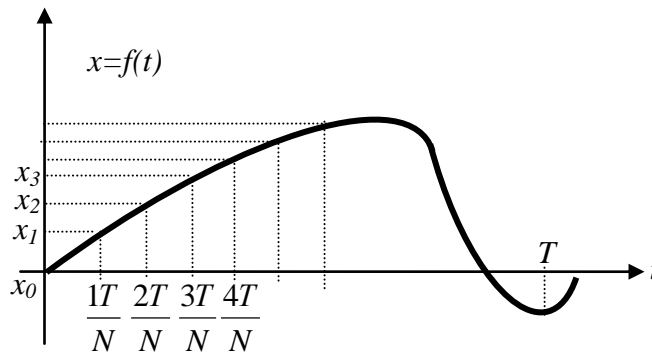
$$X_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (5)$$

Виконаємо над цією формулою наступні дії:

- розкладемо кожне комплексне X_k на мниму та дійсну складові $X_k = Re_k + jIm_k$;
- розкладемо експоненту по формулі Ейлера на синус і косинус дійсного аргументу, перемножимо і внесемо $1/N$ під знак суми та перегрупуємо елементи в дві суми:

$$\begin{aligned} X_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (Re_k + j Im_k) \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} \left[Re_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - Im_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j Im_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j Re_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{Re_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{Im_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] + j \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{Re_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + \frac{Im_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (6) \end{aligned}$$

Залишимо поки що цю формулу і розглянемо досить розповсюджену ситуацію. Нехай у нас є якесь звукове чи інше коливання у вигляді функції $x=f(t)$. Нехай це коливання було записану у вигляді графіку для відрізка часу $[0, T]$. Для обробки цього коливання на комп'ютері необхідно виконати його дискретизацію. Відрізок ділиться на $N-1$ частин і зберігаються значення функції $x_0, x_1, x_2, \dots, x_N$ для N точок на межах відрізків $t_0=0, t_1=T/N, t_2=2T/N, t_n=nT/N, \dots, t_N=T$.



В результаті прямого дискретного перетворення Фур'є були отримані N значень для X_k :

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad (7)$$

Тепер, якщо застосувати обернене дискретне перетворення Фур'є, то отримуємо вихідну послідовність $\{x\}$. Вихідна послідовність складалася з дійсних чисел, а послідовність $\{x\}$ в загальному випадку комплексна.

Тепер повернемося до формули (6). Ліворуч стоїть дійсне число x_n , а праворуч – дві суми, одна з яких помножена на мниму одиницю j . Самі ж суми складаються з дійсних складових. Звідси виходить, що друга сума дорівнює нулю, якщо вихідна послідовність $\{x\}$ була дійсною. Відкинемо її і отримаємо:

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{\text{Re}_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{\text{Im}_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (8)$$

Оскільки при дискретизації ми брали $t_n=nT/N$ та $x_n=f(t_n)$, то можна виконати заміну: $n=t_n N/T$. Тому, в синусі і в косинусі замість $2\pi kn/N$ можна записати $2\pi kt_n/T$. В результаті отримаємо:

$$x_n = f(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{\text{Re}_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kt_n}{T}\right) - \frac{\text{Im}_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kt_n}{T}\right) \right] \quad (9)$$

Порівняємо цю формулу з формулами (1) і (3) для гармоніки:

$$x = A \cos(2\pi t/T + \varphi) = A \cos(2\pi \omega t + \varphi) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

$$x = \text{Re} \cos(2\pi t/T) - \text{Im} \sin(2\pi t/T) \quad (3)$$

Ми бачимо, що сума (8) представляє собою суму із N гармонічних коливань різної частоти, фази та амплітуди:

$$F(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos(2\pi_n / T_k + \varphi_k) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos(2\pi_n \nu_k + \varphi_k) = \sum_{k=0}^{N-1} G_k(t_n) \quad (10)$$

В подальшому функцію

$$G_k(t) = A_k \cos(2\pi tk/T + \varphi_k) \quad (11)$$

Будемо називати ***k*-ю гармонікою**.

Амплітуда, фаза, частота і період кожної з гармонік пов'язані з коефіцієнтами X_k формулами:

$$X_k = Re_k + jIm_k;$$

$$X_k = NA_k e^{j\varphi_k};$$

$$A_k = \frac{1}{N} \sqrt{Re_k^2 + Im_k^2}; \quad (12)$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{Im_k}{Re_k}\right);$$

$$\nu_k = \nu k; \quad T_k = T/k.$$

Таким чином, ***фізична сутність дискретного перетворення Фур'є полягає в тому, щоб представити деякий дискретний сигнал у вигляді суми гармонік. Параметри кожної гармоніки обчислюються прямим перетворенням Фур'є, а сума гармонік – зворотнім.***