

6. ЦИФРОВЕ ДІАГРАМОУТВОРЕННЯ

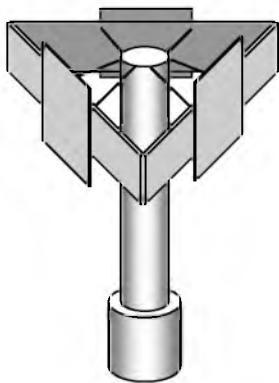
6.1. Цифрова антенна решітка (ЦАР)

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».

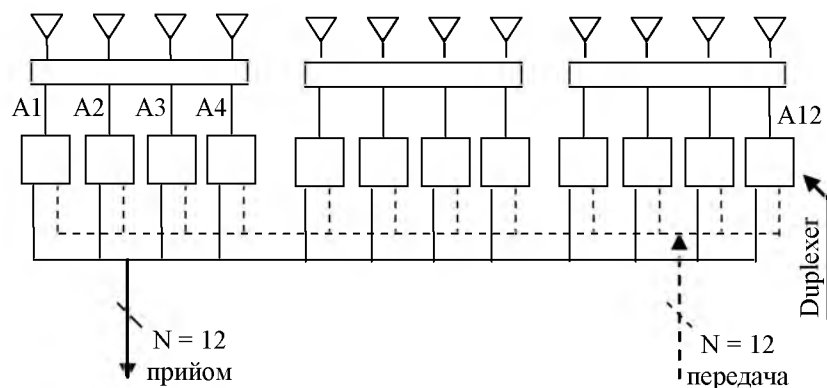
Цифрова антенна решітка – це антенна система, яка об'єднує сукупність аналого-цифрових каналів з загальним фазовим центром і формує діаграму направленості в цифровому вигляді без фазообертачів.

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.

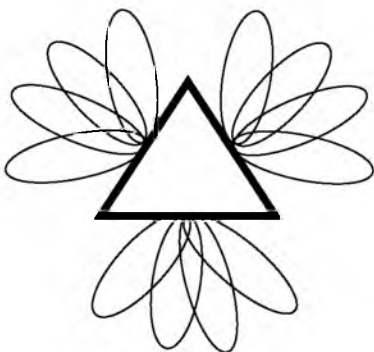
Типова Smart-антена базової станції від Metawave складається з 12-ти елементного масиву випромінювачів встановлених по 3-х секторній схемі (мал.6.1) Кожна секторна решітка сформована з чотирьох антенних елементів (мал.6.2), приклад характеристик яких показаний на мал.6.3. Така антенна система має ряд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



Мал.6.1. Антенна система компанії

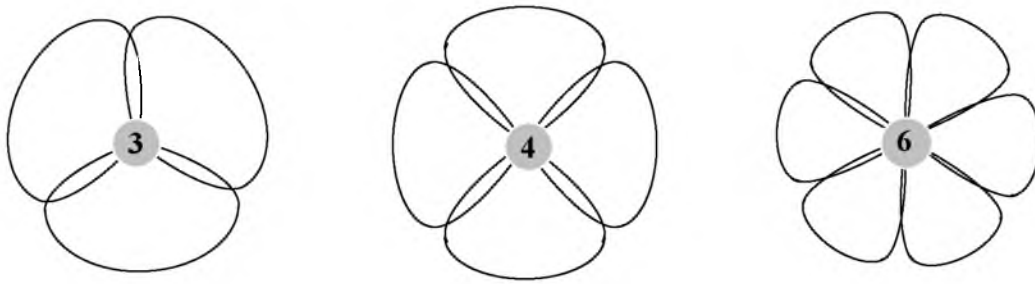


Мал.6.2. Структура прийомопередаючої 12-елементної ЦАР від Metawave



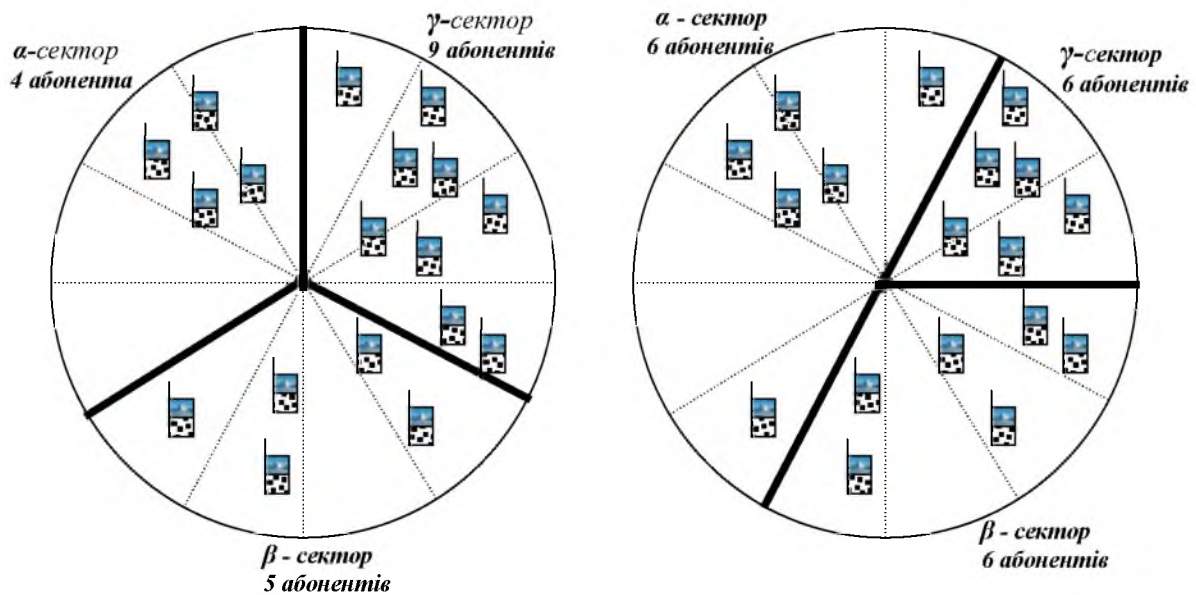
Мал.6.3. Варіант орієнтації ДН Smart-антени

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 реальному 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 та ж 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.

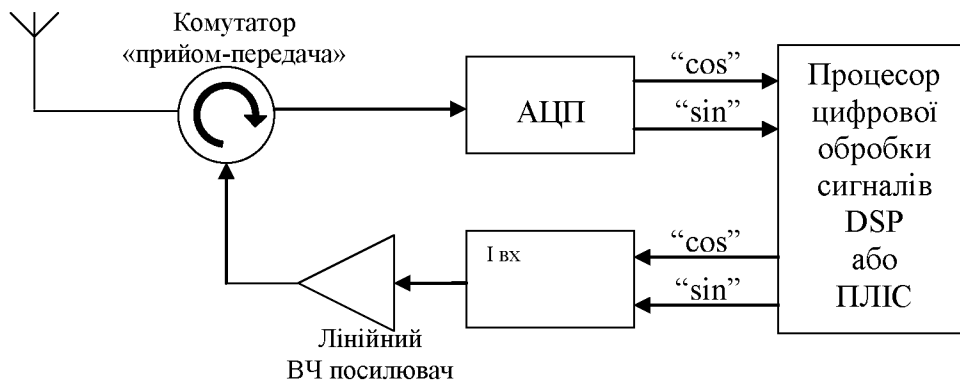
Процес цифрового діаграмоутворення зводиться до виконання швидкого перетворення Фур'є (БПФ) над комплексними сигналами прийомних каналів отриманих в один і той же момент часу. При цьому формується сузір'я просторових характеристик направленості $F_r(\alpha)$, закон зміни яких по горизонтальному куту 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 ($r = \overline{1, R}$);

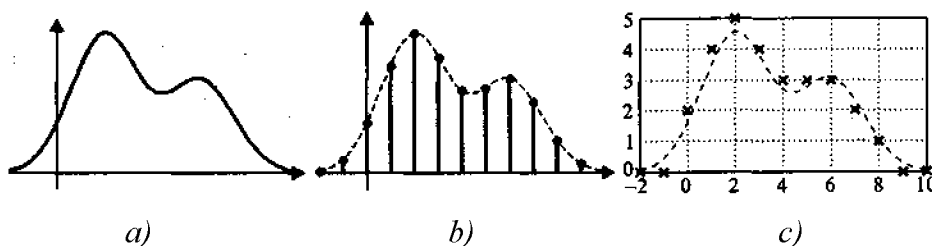
α – кутова координата.

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

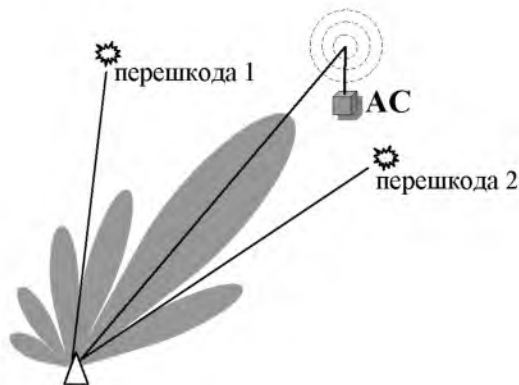
a – аналоговий сигнал; b – дискретний сигнал; c – цифровий сигнал.

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

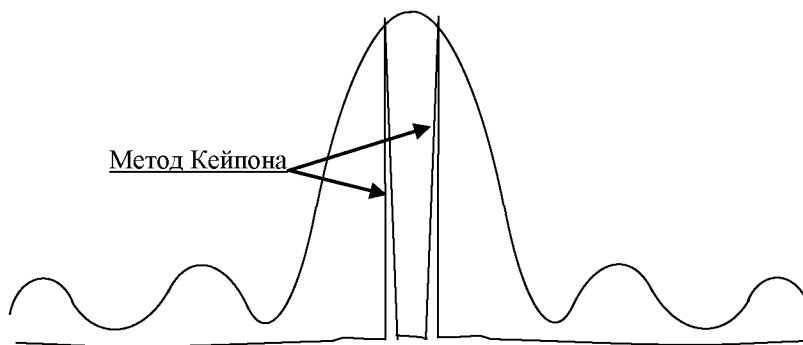
Сузір'я променів, створене за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є (БПФ) або шляхом класичних процедур дискретного Фур'є-аналізу, є не що інше як сукупність просторово-частотних фільтрів, кожний з яких здійснює селекцію чітко визначеного набору сигналів і подавляє інші сигнали, приймаючи їх як перешкоду.

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 замирання 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 понадрелесівської 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. Понадрелесівське 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 широкосмугового 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. Широкосмуговий циркулятор «прийом-передача» повинен замінити традиційні для радіозв'язку дуплексори, розраховані на фіксовану частоту несущої. Але при переході до багато стандартного широкосмугового зв'язку з мультічастотними несущими дуплексори 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).

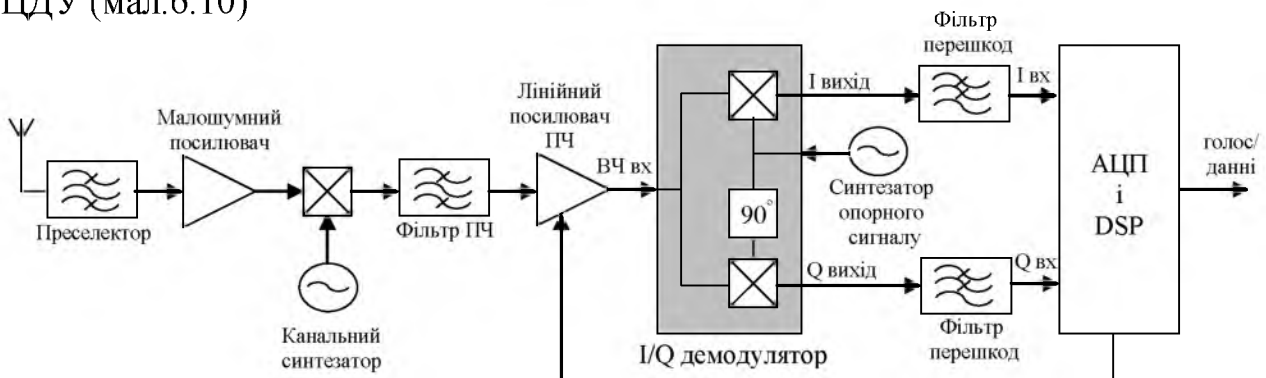
Придушення перешкод по дзеркальному каналу приймача – 60 дБ.

Смуга частот сигналів – 5 МГц.

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

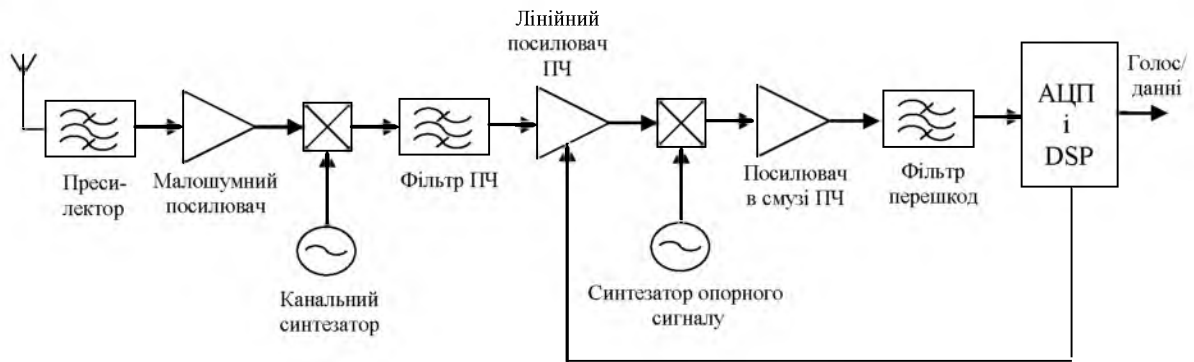
- антенна решітка, утворена вертикальним масивом випромінювачів, повинна мати горизонтальне ЦДУ і смугу пропускання більше п'яти октав з втратами коефіцієнта посилення 0 дБ по всьому діапазоні;
- в циркуля торі необхідний достатній рівень розв'язки по всій смузі робочих частот;
- при частоті вхідного 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

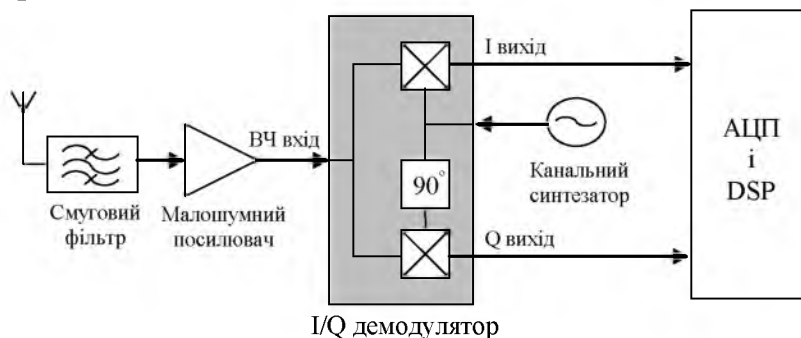
Але, якщо для передавача вимоги лінійності є не обов'язковим, то для приймачів з високолінійною передаточною характеристикою – це необхідний елемент в сучасних систем зв'язку, в тому числі і з частотною модуляцією. Тому, перехід від стандартного приймача до прийомного каналу версії SUNBEAM просте, ніж 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.



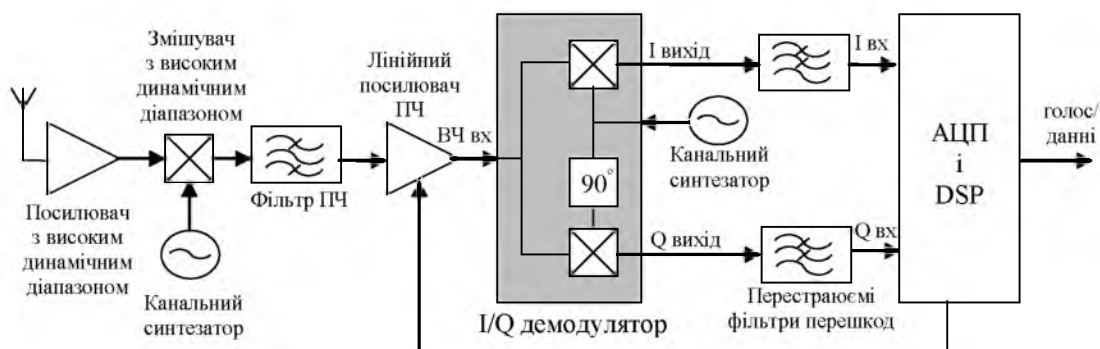
Мал.6.12. Архітектура приймача прямого перетворення з ЦДУ

Але архітектура приймачів прямого перетворення на сьогоднішній день 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 антенною, 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.

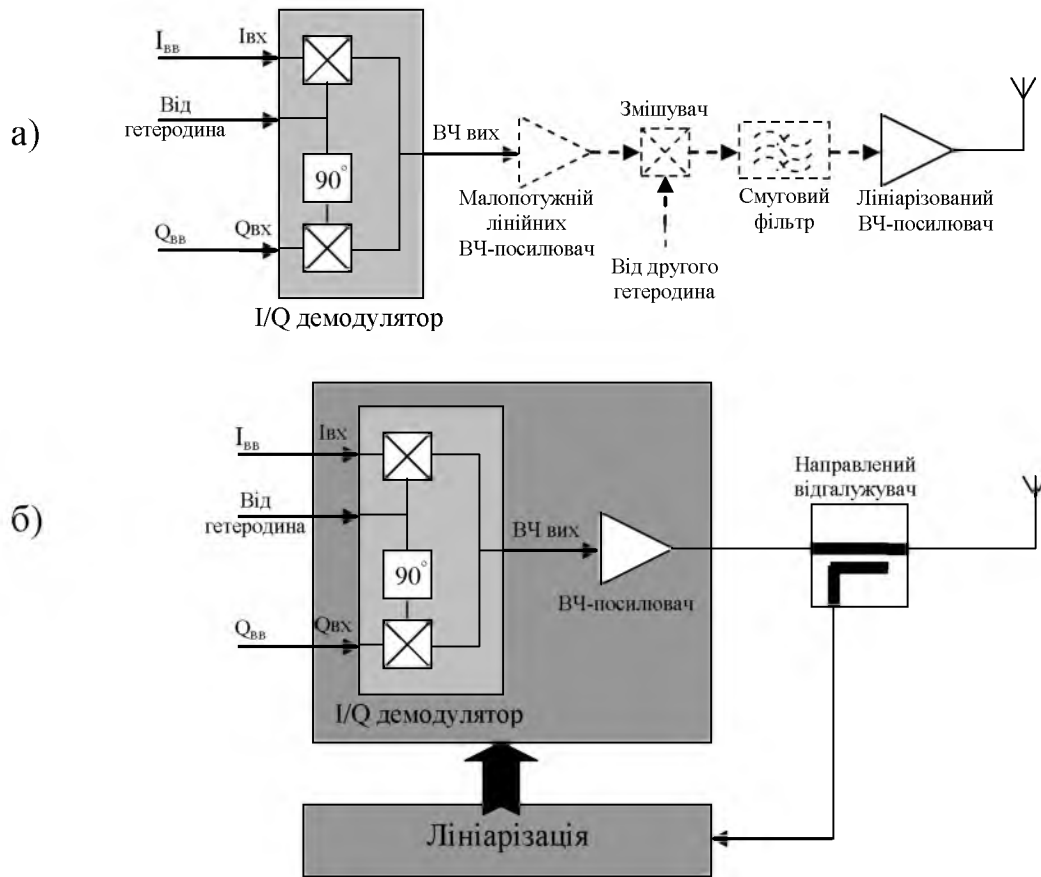
Одним з підходів для вирішення даної проблеми є широкосмуговий приймач для систем ЦДУ в межах проекту SUNBEAM (мал.6.13). Основною відмінністю такого приймача від вузькосмугових схем (мал.6.10, 6.11 і 6.12) – відсутність преселекторного фільтра (замість преселектора перешкоди по дзеркальному каналу повинні 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.

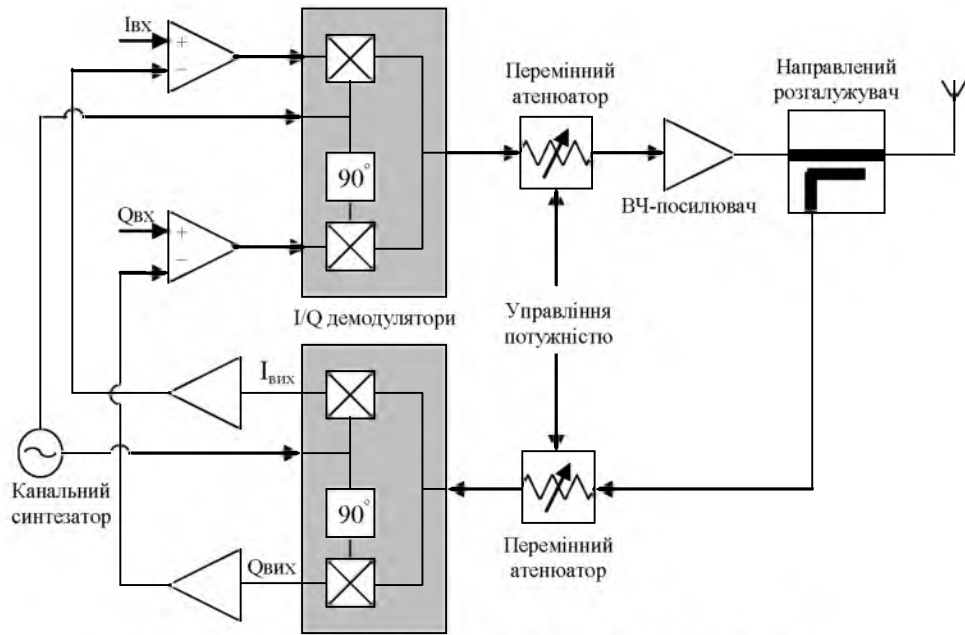
Передаючі сегменти широкосмугових ЦАР повинні передавати сигнали з любым видом модуляції. Це можна здійснити, якщо формувати модульований сигнал в комплексному вигляді по квадратурним складовим. З урахуванням цих умов, в межах SUNBEAM запропоновані схеми одно каналного передавача з лінійним посилювачем 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 смузі модулюючих частот.



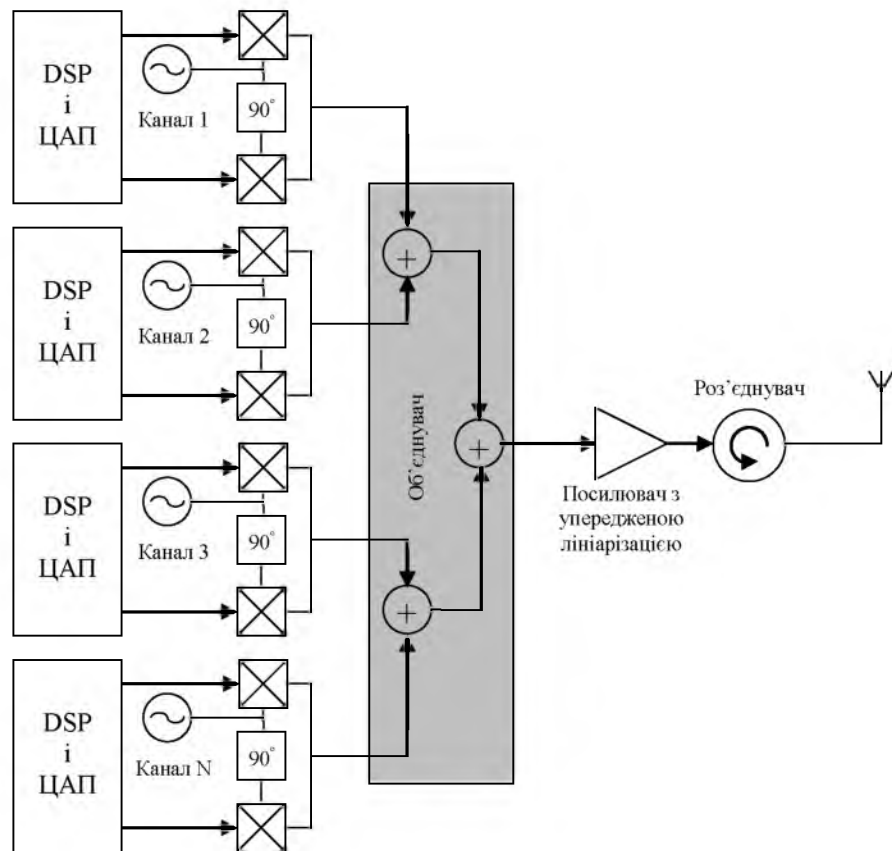
Мал.6.14. Одноканальні передавачі з лінійним посилювачем потужності (а) та з лінійованою характеристикою (б)

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 лінійації (*Cartesian loop*) (мал.6.15). Відмінна її властивість – забезпечення зворотного зв'язку в квадратурних складових. Перевага Декартової петлі – здатність лінійації 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.

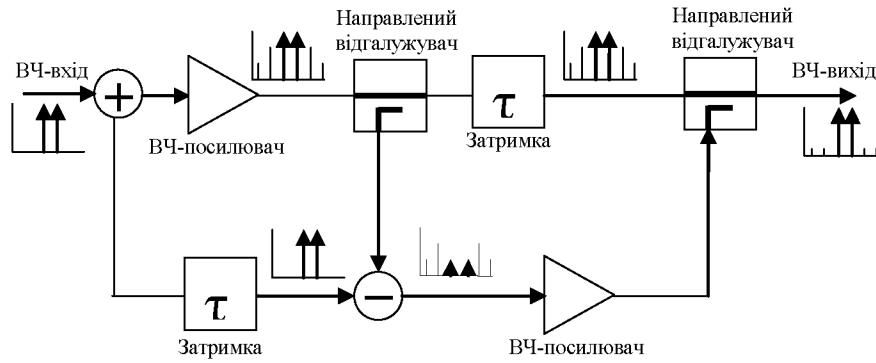
В принципі, архітектура передавачів, зображених на мал.6.14 і 6.15, застосовуються і в базових станціях широкосмугового зв'язку з ЦДУ. Але їх використання обмежене головним чином із-за проблем з лінійним діапазоном в широкій смузі. Тому, більш доцільна архітектура, приведена на мал.16, особливо з урахуванням 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 лінійації (мал.6.17).



Мал. 6. 15. Схема Декартової петлі лінійзації



Мал. 6.16. Широкосмуговий 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

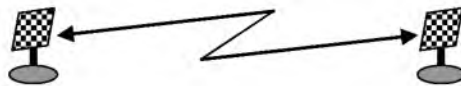
7.1. Поняття МІМО-систем

ЦАР в каналах радіозв'язку поділяються на чотири типи:

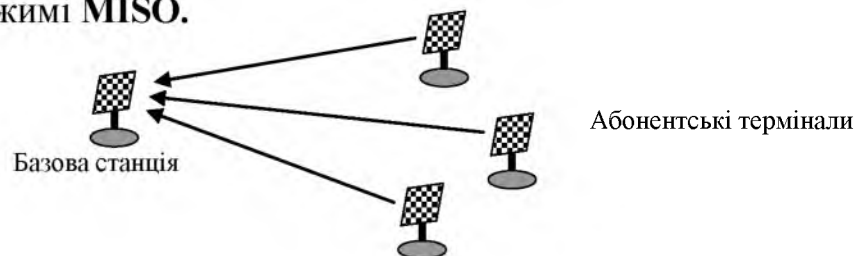
- **SISO** (Single Input – Single Output «один вхід – один вихід») – на передачу і на прийом використовуються звичайні антени;
- **MISO** (Multiple Input – Single Output «багато входів – один вихід») – ЦАР використовується лише на прийом;
- **SIMO** (Single Input – Multiple Output «один вхід – багато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

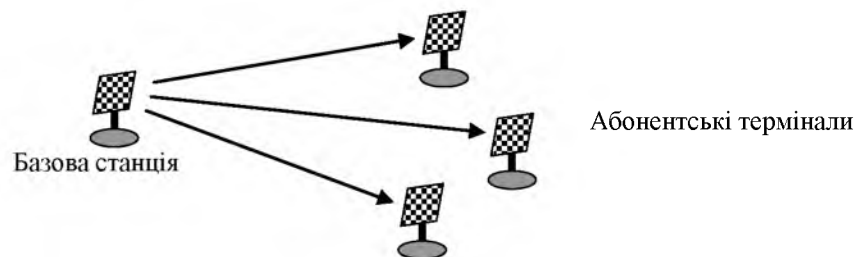
Так, у випадку використання Smart-антени для формування єдиного променя на передачу і на прийом, то мова йде про систему **SISO**.



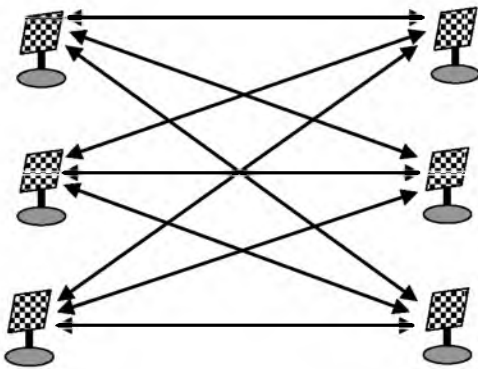
Якщо базова станція виконує прийом сигналу з декількох напрямків по різних синтезованих променях, а передавачі абонентських терміналів випромінюють сигнал лише в одному напрямку, то ЦАР базової станції працює в режимі **MISO**.



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

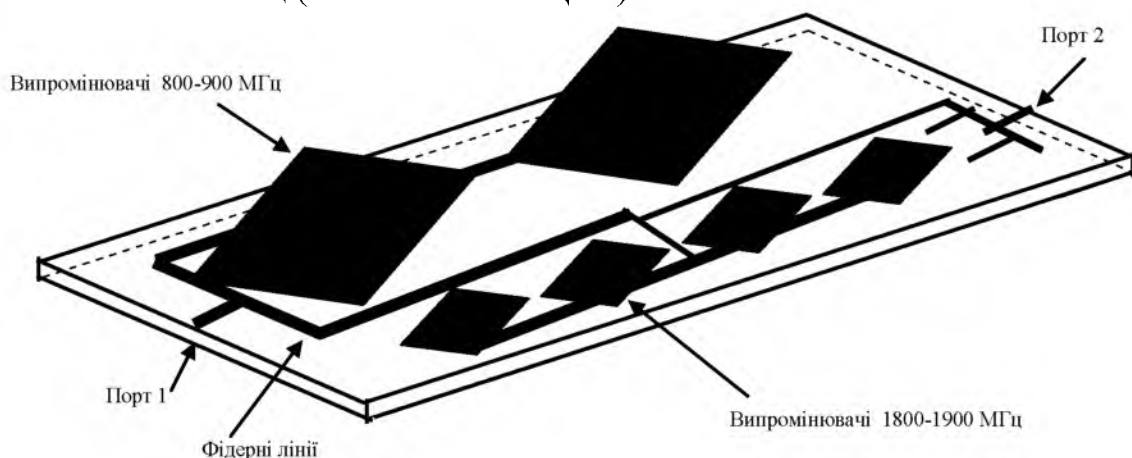
Особливою відзнакою розглянутих варіантів застосування передаючих ЦАР є те, що всі їх канали приймають участь у формуванні єдиного випроміненого сигналу. Але можливий і такий варіант, коли кожен парціальний канал передаючої ЦАР функціонує в якості окремого і незалежного джерела інформації, та випромінює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

При цьому, потік даних на передаючій стороні перед випромінюванням розбивається на незалежну послідовність бітів, які в подальшому пересилаються на прийомний пункт одночасно, використовуючи 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.

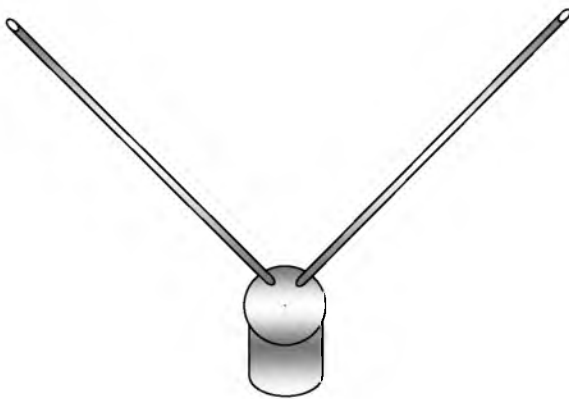
А при незалежній передачі сигналів по кожній поляризаційній складовій – додатково подвоює пропускну здатність каналів зв'язку.

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, багатоеlementні 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 затухання при розповсюдженні над земною поверхнею. Сигнали, що незалежно випромінені 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 квітетом $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$, 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 (дубіти), кожному дубіту присвоюється відповідний елемент фазового квітету ($\phi_i(d_0d_1 \rightarrow \phi_1, d_2d_3 \rightarrow \phi_2, d_4d_5 \rightarrow \phi_3, d_6d_7 \rightarrow \phi_4)$). В залежності від значень дубітів, 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 дубітів 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 $\arg(r)=\arctg[\text{Im}(r)/\text{Re}(r)]=\arctg(b/a)$. 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.

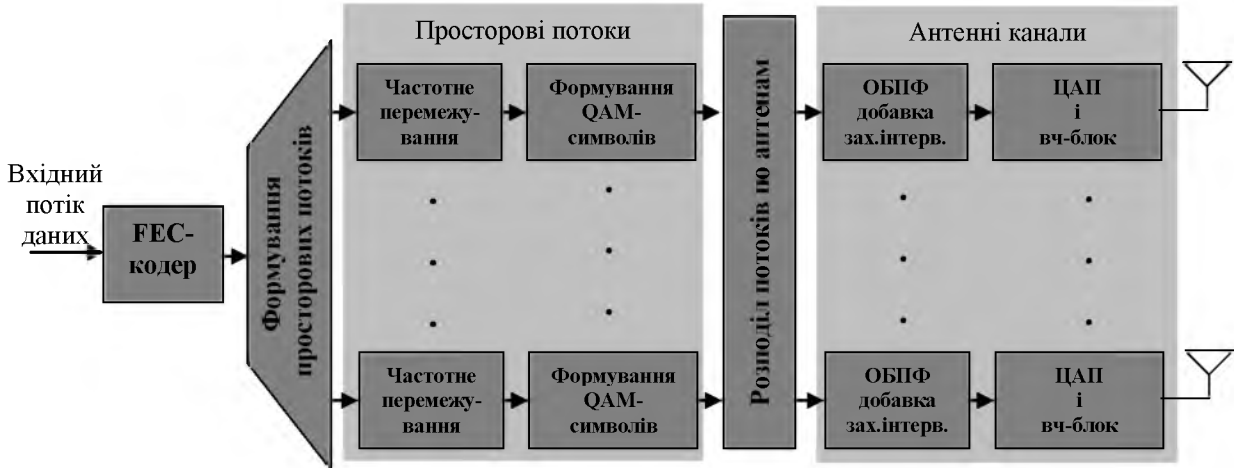
Весь діапазон частоти розбивається на декілька ортогональних частот виду

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

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 a 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

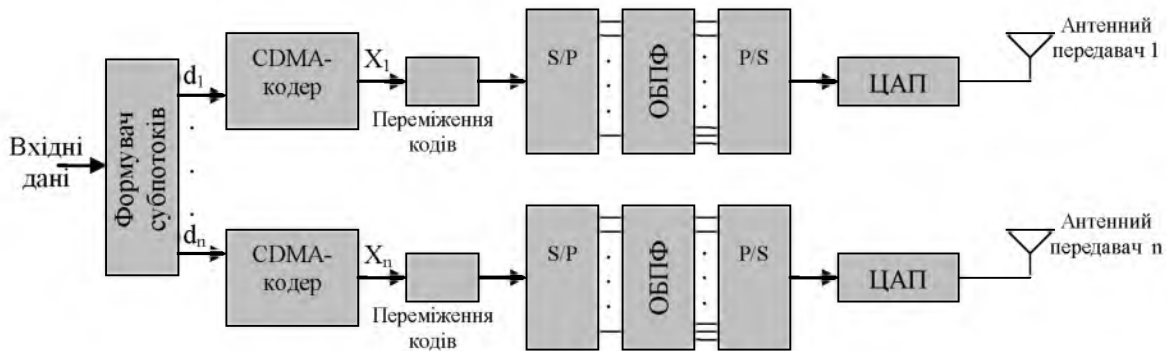
багато частотний сигнал синтезується шляхом оберненого швидкого перетворення Фур'є (ОБПФ). Система передачі MIMO-OFDM показана на мал. 7.2



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 Аламоуті (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 Аламоуті полягає в тому, що послідовність символів, що підлягає передачі, розбивається на пари (наприклад, сусідні парні і непарні

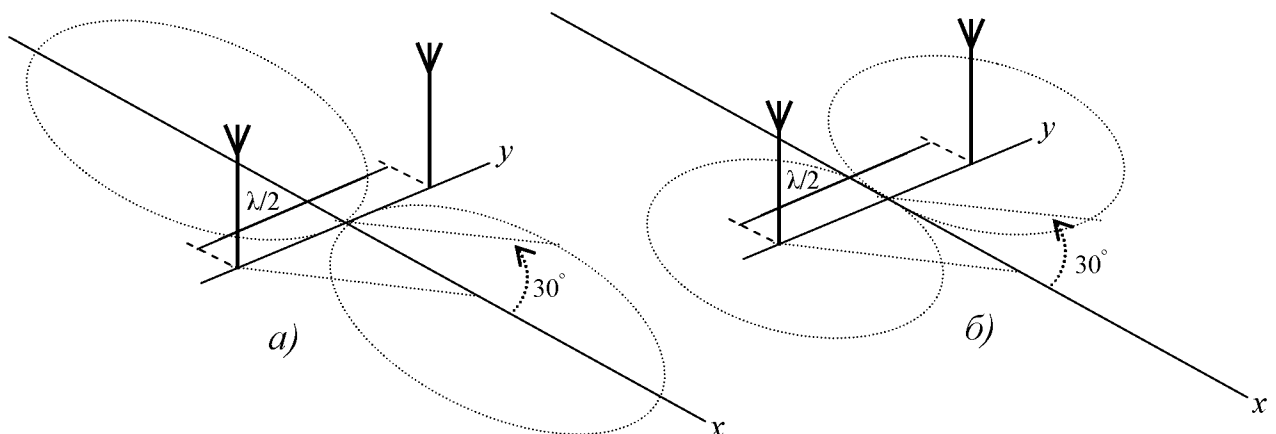
символи) x_i та x_{i+1} . Для передачі такого блоку потрібні два випромінювачі і два інтервали передачі. В першому інтервалі перша антена буде випромінювати сигнал символу x_i , а друга антена – сигнал x_{i+1} . В наступному часовому інтервалі перша антена передає сигнал $-x_{i+1}^*$, а друга антена – 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 виграш сигнал/шум близько 5 дБ для модуляції BPSK і до 10 дБ – для 64-QAM.

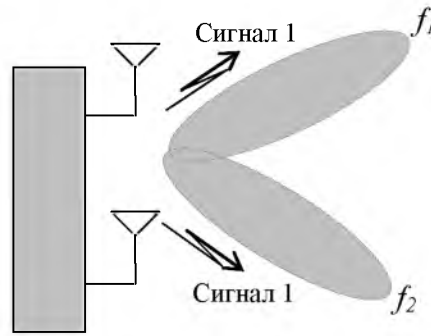
Головне обмеження в застосуванні даного методу кодування – припущення про незмінність характеристик каналу не тільки в двох послідовних часових інтервалах, але й до кінця прийому корисної інформації. По цій причині просторово-часове кодування Аламоуті для мобільних абонентів супроводжується падінням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

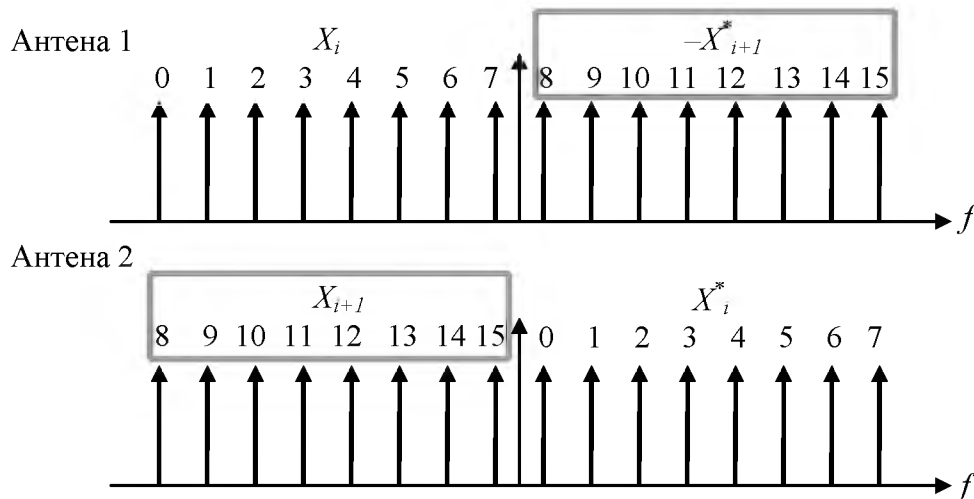
В цьому випадку для кожної частоти випроміненого сигналу формується своя ДН передаючої антени, орієнтована в своєму напрямку в залежності від різності фаз сигналів на зажимах живлення антенних елементів (мал..7.5).



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.

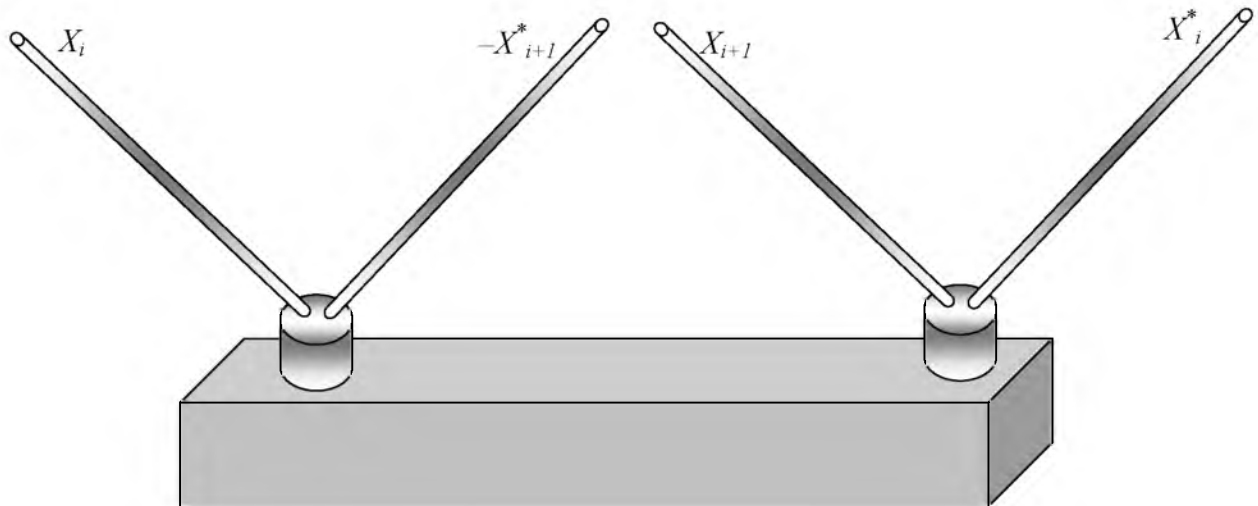
Слід відмітити що під символом, який необхідно передати, може розумітися блок з декількох бітових послідовностей. Стосовно до методу MIMO-OFDM схема кодування Аламоуті дозволяє отримати просторово-частотний код, який для 16-частотного OFDM-паketу ілюструється на мал. 7.6.



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 сформувати 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:

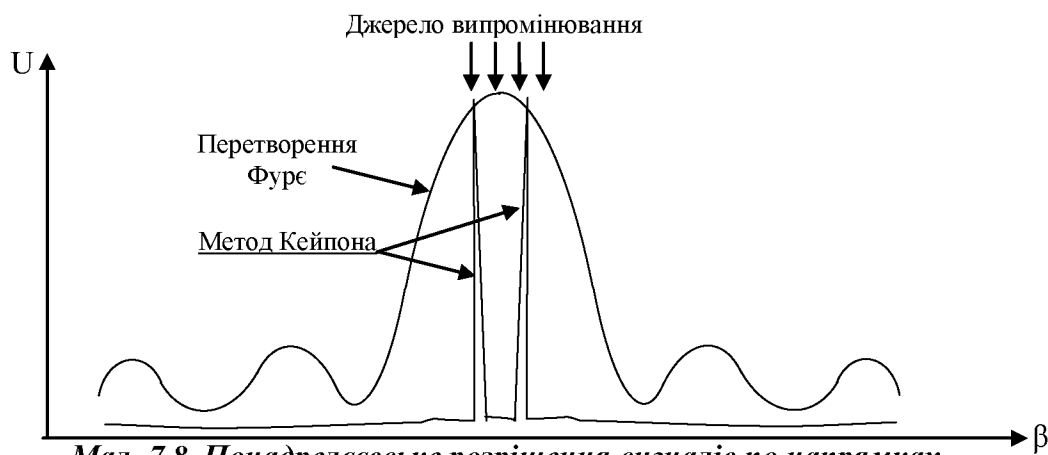
$$\begin{cases} y_1 = h_1(\beta_1)x_1 + h_1(\beta_2)x_2; \\ y_2 = h_2(\beta_1)x_1 + h_2(\beta_2)x_2; \end{cases}$$

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. Понадрелесівське 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.