

6. ЦИФРОВЕ ДІАГРАМОУТВОРЕННЯ

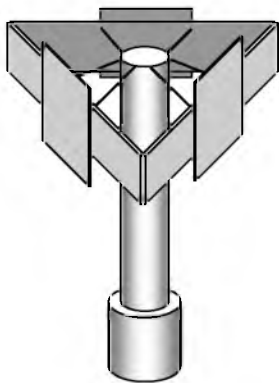
6.1. Цифрова антенна решітка (ЦАР)

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».

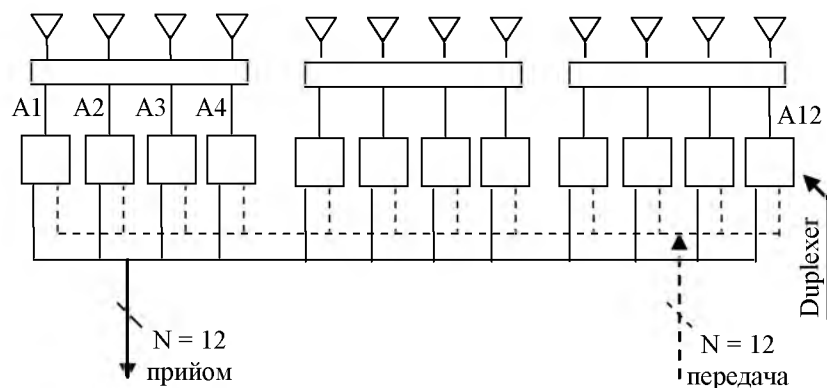
Цифрова антенна решітка – це антенна система, яка об'єднує сукупність аналого-цифрових каналів з загальним фазовим центром і формує діаграму направленості в цифровому вигляді без фазообертачів.

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.

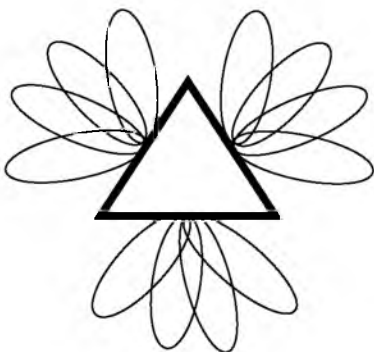
Типова Smart-антена базової станції від Metawave складається з 12-ти елементного масиву випромінювачів встановлених по 3-х секторній схемі (мал.6.1) Кожна секторна решітка сформована з чотирьох антенних елементів (мал.6.2), приклад характеристик яких показаний на мал.6.3. Така антенна система має ряд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



Мал.6.1. Антенна система компанії

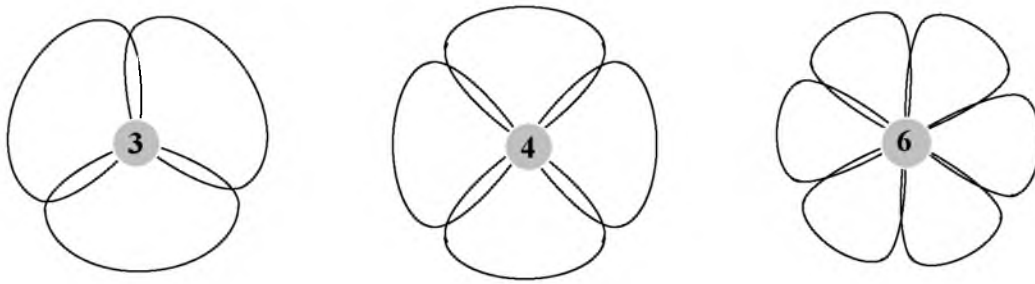


Мал.6.2. Структура прийомопередаючої 12-елементної ЦАР від Metawave



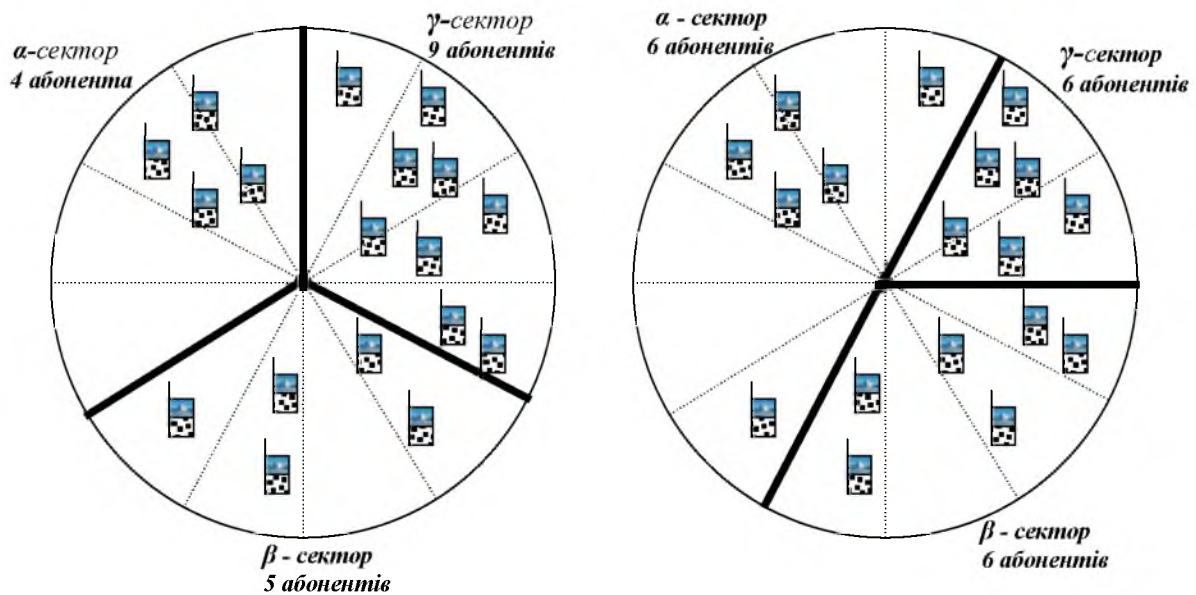
Мал.6.3. Варіант орієнтації ДН Smart-антени

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 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.

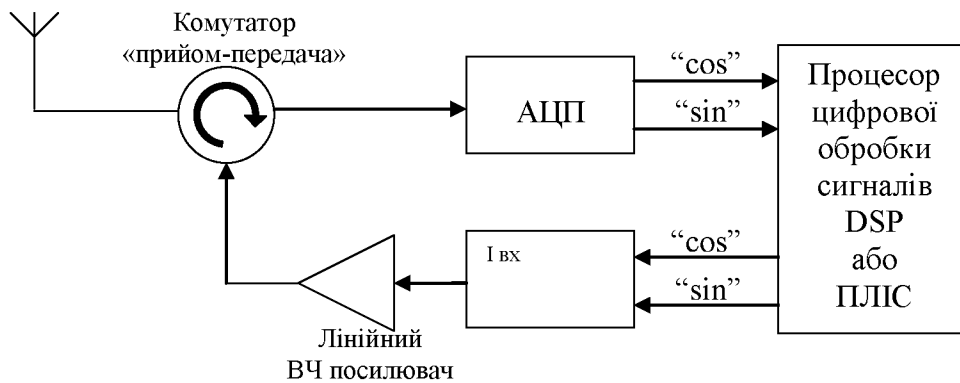
Процес цифрового діаграмоутворення зводиться до виконання швидкого перетворення Фур'є (БПФ) над комплексними сигналами прийомних каналів отриманих в один і той же момент часу. При цьому формується сузір'я просторових характеристик направленості $F_r(\alpha)$, закон зміни яких по горизонтальному куту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

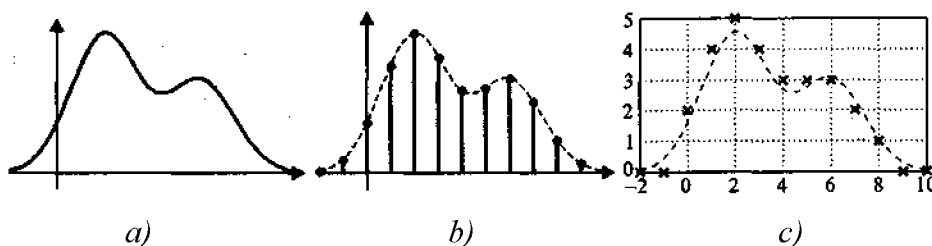
α – кутова координата.

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.6.7c), 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

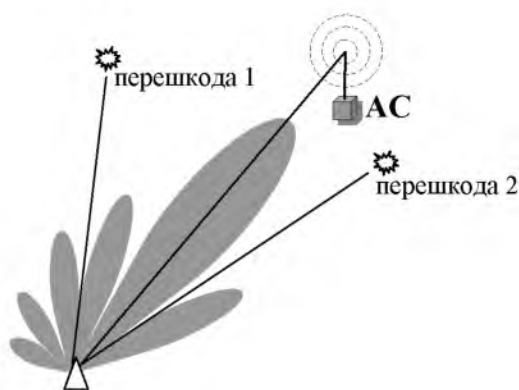
a – аналоговий сигнал; b – дискретний сигнал; c – цифровий сигнал.

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

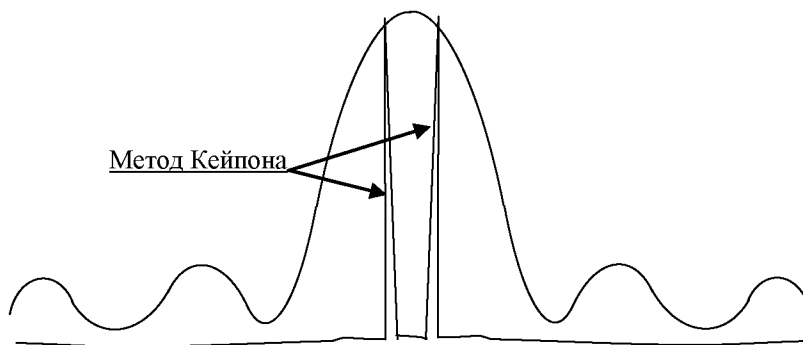
Сузір'я променів, створене за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є (БПФ) або шляхом класичних процедур дискретного Фур'є-аналізу, є не що інше як сукупність просторово-частотних фільтрів, кожний з яких здійснює селекцію чітко визначеного набору сигналів і подавляє інші сигнали, приймаючи їх як перешкоду.

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 понадрелесвської 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. Понадрелесвське 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 показаних 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).

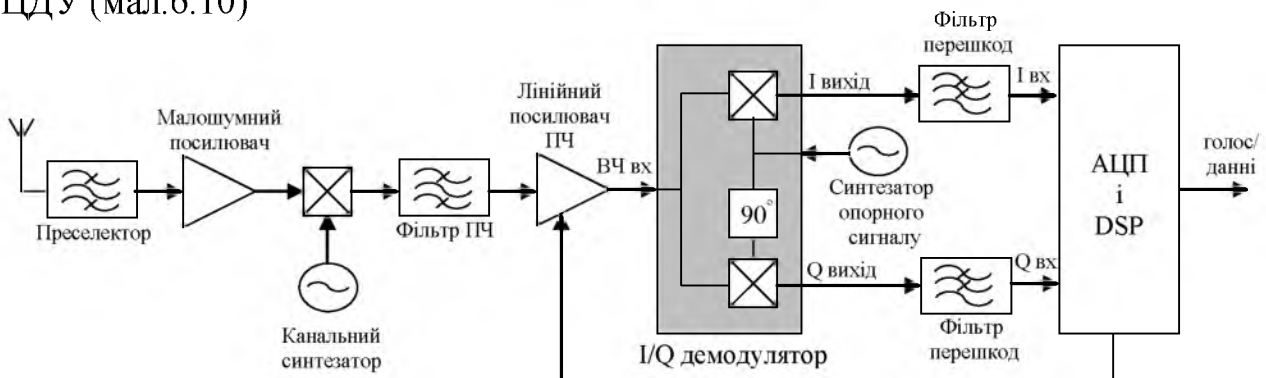
Придушення перешкод по дзеркальному каналу приймача – 60 дБ.

Смуга частот сигналів – 5 МГц.

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

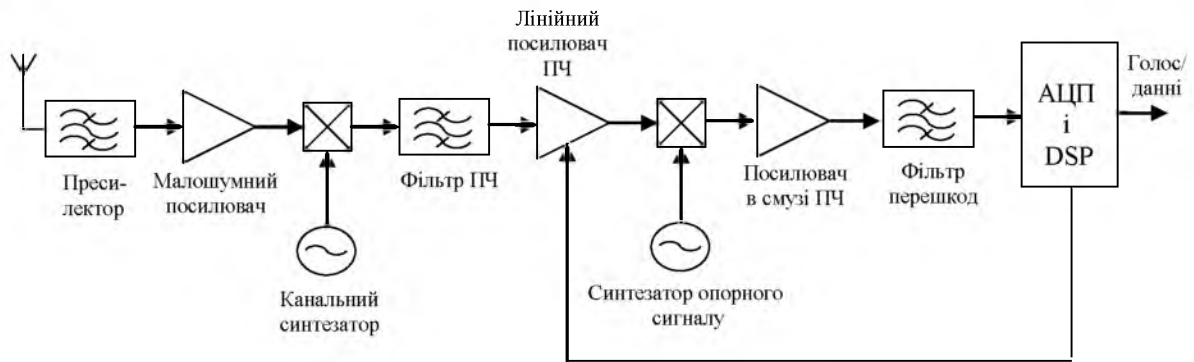
- антенна решітка, утворена вертикальним масивом випромінювачів, повинна мати горизонтальне ЦДУ і смугу пропускання більше п'яти октав з втратами коефіцієнта посилення 0 дБ по всьому діапазоні;
- в циркуля торі необхідний достатній рівень розв'язки по всій смузі робочих частот;
- при частоті вхідного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

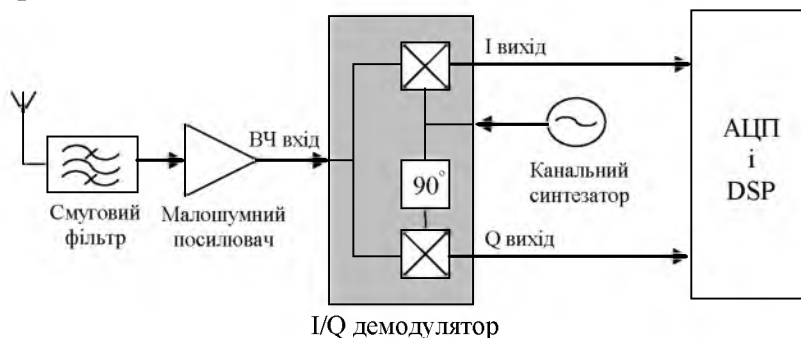
Але, якщо для передавача вимоги лінійності є не обов'язковим, то для приймачів з високолінійною передаточною характеристикою – це необхідний елемент в сучасних систем зв'язку, в тому числі і з частотною модуляцією. Тому, перехід від стандартного приймача до прийомного каналу версії SUNBEAM просте, ніж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



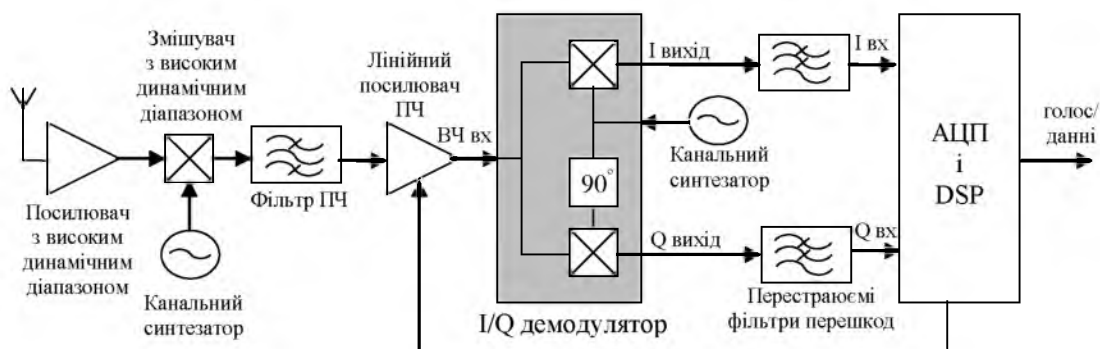
Мал.6.12. Архітектура приймача прямого перетворення з ЦДУ

Але архітектура приймачів прямого перетворення на 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 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.

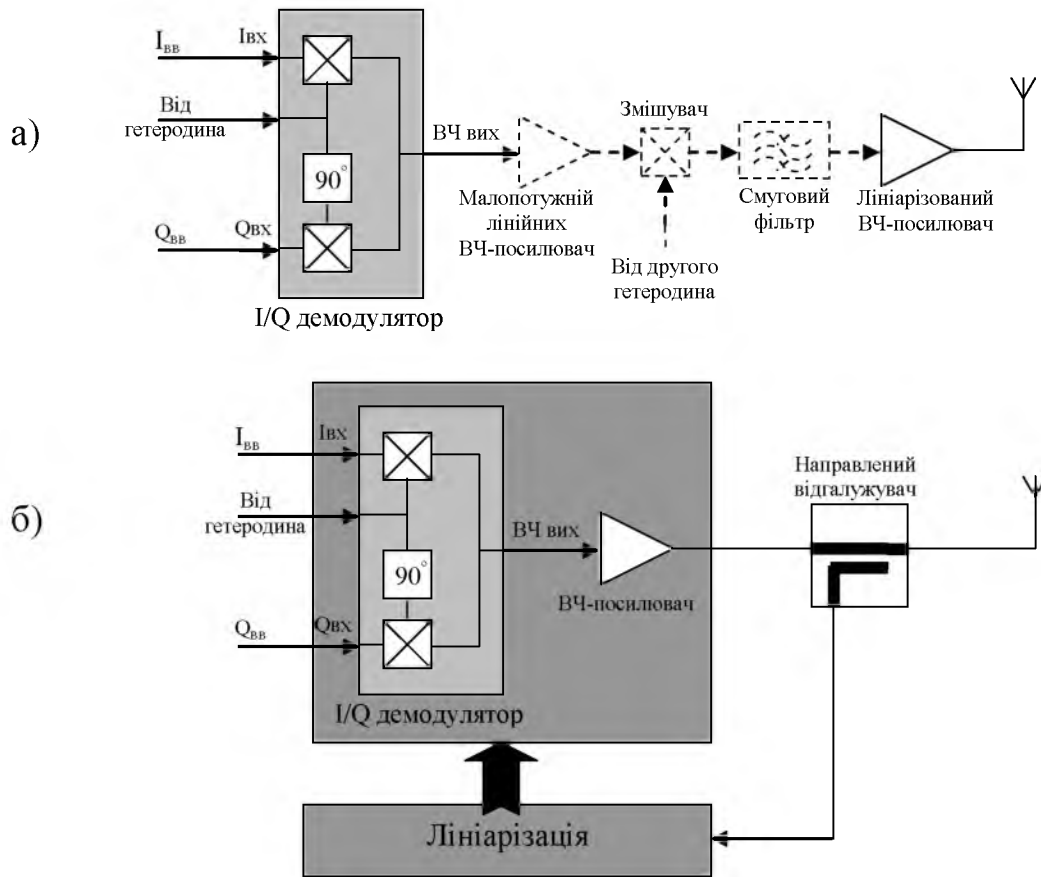
Одним з підходів для вирішення даної проблеми є широкосмуговий приймач для систем ЦДУ в межах проекту SUNBEAM (мал.6.13). Основною відмінністю такого приймача від вузькосмугових схем (мал.6.10, 6.11 і 6.12) – відсутність преселекторного фільтра (замість преселектора перешкоди по дзеркальному каналу повинні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

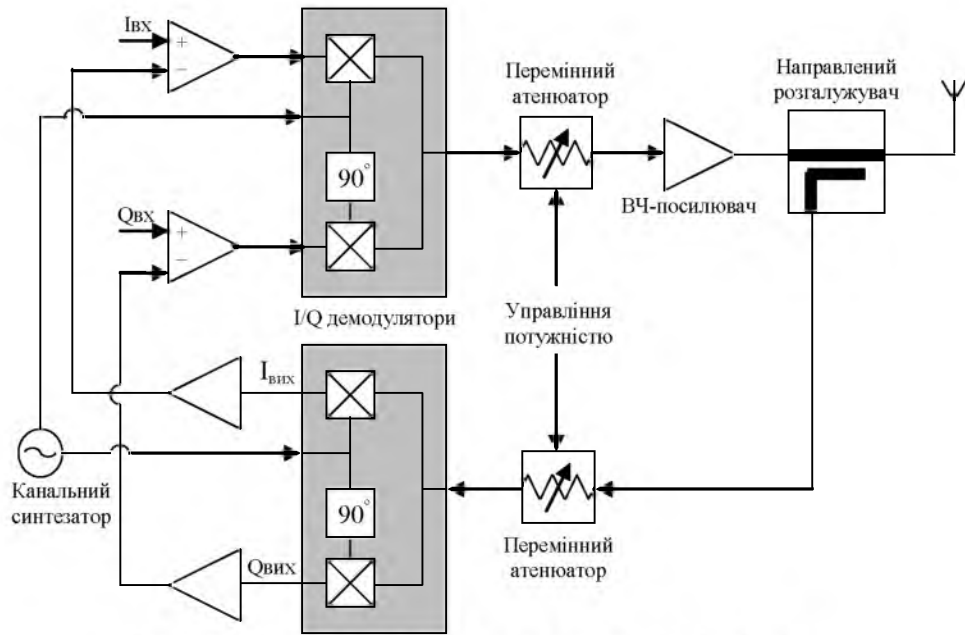
Передаючі сегменти широкосмугових ЦАР повинні передавати сигнали з любым видом модуляції. Це можна здійснити, якщо формувати модульований сигнал в комплексному вигляді по квадратурним складовим. З урахуванням цих умов, в межах SUNBEAM запропоновані схеми одно каналного передавача з лінійним посилювачем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



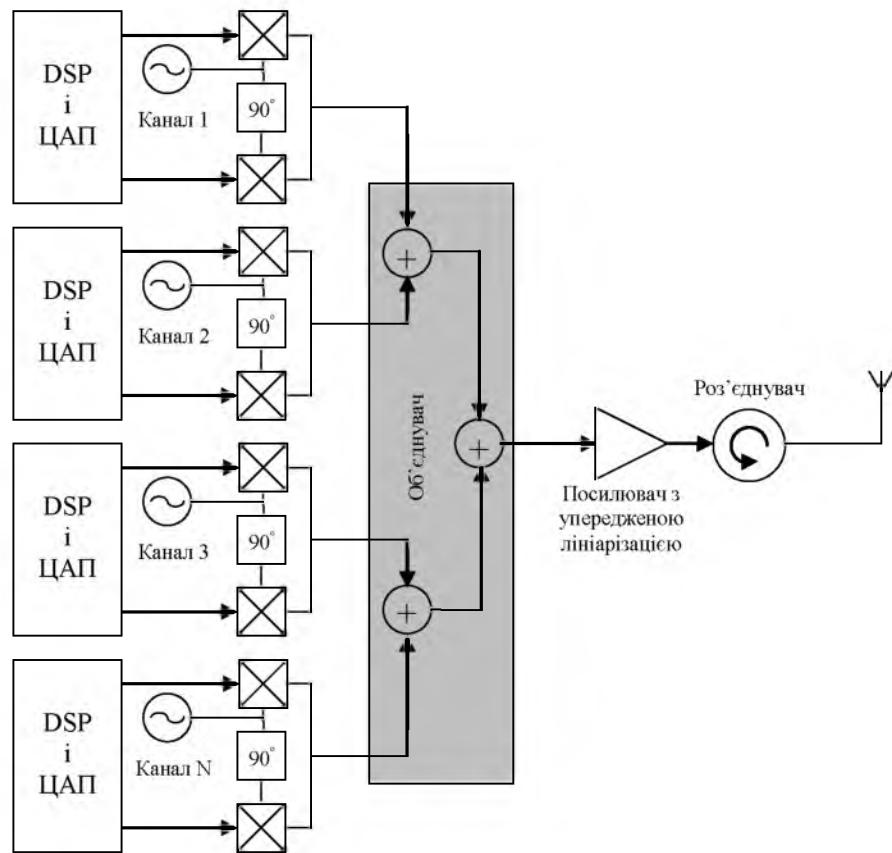
Мал.6.14. Одноканальні передавачі з лінійним посилювачем потужності (а) та з лінійною характеристикою (б)

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 лінійзації (*Cartesian loop*) (мал.6.15). Відмінна її властивість – забезпечення зворотного зв'язку в квадратурних складових. Перевага Декартової петлі – здатність лінійзації 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 лінійзації (мал.6.17).



Мал. 6. 15. Схема Декартової петлі лінійзації



Мал. 6.16. Широкозмугвий передавач для базових станцій з ЦДУ