

Даний винахід відноситься до передачі даних, більш конкретно, до способів керування променем і формування променя для широкосмугових систем з множиною входів і множиною виходів або з множиною входів і одним виходом (MBMB/MBOB).

Система зв'язку з множиною входів і множиною виходів (MBMB) використовує для передачі даних множини ( $N_T$ ) передавальних антен і множини ( $N_R$ ) приймальних антен. MBMB-канал, що формується за допомогою  $N_T$  передавальних і  $N_R$  приймальних антен, може розбиватися на  $N_s$  незалежних каналів, причому  $N_s < \min\{N_T, N_R\}$ . Кожний з  $N_s$  незалежних каналів також називається просторовим підканалом або власною модою MBMB каналу.

Система зв'язку з множиною входів і одним виходом (MBOB) використовує множини ( $N_T$ ) передавальних антен і єдину ( $N_R$ ) приймальну антену для передачі даних. MBOB канал, що формується  $N_T$  передавальними антенами і єдиною приймальною антеною, включає в себе єдиний просторовий підканал або власну моду. Однак множина передавальних антен може бути використана для забезпечення рознесення при передачі або для виконання формування променя або керування променем для передачі даних.

Для широкосмугової системи мультиплексування з ортогональним частотним розділенням (МОЧР) може використовуватися для ефективного розділення всієї ширини смуги системи на ряд ( $N_F$ ) ортогональних піддіапазонів, які також називаються частотними елементами розрізнення або підканалами. При використанні МОЧР кожний піддіапазон зв'язується з відповідною піднесучою, яку можуть модулювати дані. Для MBMB/MBOB-системи, яка використовує МОЧР (тобто MBMB/MBOB-МОЧР-система), кожний піддіапазон кожного просторового підканалу може розглядатися як незалежний передавальний канал.

У просторових підканалах широкосмугової MBMB/MBOB-системи можуть виникати різні стани каналу, обумовлені різними факторами, такими як

ослаблення і багатопрорізне поширення. Кожний просторовий підканал може піддаватися частотно-селективному ослабленню, що характеризується різними каналними посиленнями на різних частотах повної ширини смуги системи. Результатом цього можуть бути різні співвідношення сигнал-шум (С/Ш) на різних частотах кожного просторового підканалу. Більш того, умови у каналі можуть погіршуватися до рівня, де більшість з просторових каналів сильно погіршені. У таких умовах поліпшені робочі показники можуть бути забезпечені з використанням тільки найкращого просторового підканалу для передачі даних.

Тому у техніці є необхідність у методах обробки даних для передачі по єдиному просторовому підканалі, який гарантований каналними умовами.

Розкриття винаходу

Забезпечені способи передачі даних по єдиному просторовому підканалі (або власній моді) у широкосмуговій системі з множиною входів, яка може бути MBMB- або MBOB-системою (тобто MBMB-МОЧР- або MBOB-МОЧР-системою). Дані способи можуть використовуватися для забезпечення поліпшених робочих показників при несприятливих каналних умовах.

Передача даних на єдиній власній моді (звичайно найкращій або основній власній моді для MBMB-систем) може бути реалізована з використанням керування променем або формування променя. Для широкосмугової MBMB/MBOB-системи керування променем або формування променя виконується для кожного піддіапазону, який вибирається для використання для передачі даних на основі вектора керування, одержаного для цього піддіапазону. Керування променем або формування променя може також виконуватися у поєднанні з конкретною схемою розподілу потужності, яка розподіляє всю передавану потужність по піддіапазонах.

У варіанті здійснення забезпечується спосіб обробки даних для передачі на єдиній власній моді багатовходового каналу (тобто MBMB- або MBOB-каналі). Відповідно до цього способу вектор керування одержують для кожного з ряду піддіапазонів. Кожний вектор керування включає в себе  $N_T$  елементів для  $N_T$  передавальних антен. В залежності від того, як визначаються вектори керування, керування променем або формування променя може бути виконане для кожного піддіапазону.

Вся передавана потужність розподіляється по піддіапазонах на основі конкретної схеми розподілу потужності (наприклад, повної інверсії каналів, селективної інверсії каналів, потокового наповнення або рівномірного розподілу, які описані нижче). Масштабні значення потім одержують для кожного піддіапазону на основі передаваної потужності, що розподіляється по піддіапазонах.

Дані, що підлягають передачі, кодуються і модулюються на основі однієї або більше схем кодування і модуляції для забезпечення символів модуляції. Символи модуляції, що підлягають передачі у кожному піддіапазоні, потім масштабуються за допомогою масштабувального значення піддіапазону, і масштабовані символи модуляції потім заздалегідь перетворюються за допомогою вектора керування піддіапазону. Потім для кожної передавальної антени формується потік заздалегідь перетворених символів, і цей потік потім обробляється для генерування модульованого сигналу, придатного для передачі відповідною передавальною антеною.

Різні аспекти і варіанти здійснення винаходу описані нижче більш детально. Винахід, крім того, забезпечує способи, програмні коди, цифрові сигнальні процесори, передавальні блоки і приймальні блоки, та інші пристрої і елементи, які втілюють різні аспекти, варіанти здійснення і ознаки винаходу, як описано нижче більш детально.

Короткий опис креслень

Ознаки, суть і переваги даного винаходу пояснюються у докладному описі, викладеному нижче з посиланнями на креслення, на яких однакові посилальні позиції означають ідентичні елементи по всьому опису і на яких представлено наступне:

Фіг.1 - графічна ілюстрація результатів розкладання власного значення для ряду піддіапазонів у MBMB-МОЧР-системі;

Фіг.2 - блок-схема передавальної системи і приймальної системи у MBMB-МОЧР-системі;

Фіг.3 - блок-схема передавального блока у складі передавальної системи;

Фіг.4 - блок-схема блока масштабування сигналу, блока керування променем і мультиплексора у складі передавального блока передачі; і

Фіг.5 - блок-схема способу обробки даних для передачі на єдиній власній моді багатовходового каналу, що використовує керування променем або формування променя.

Докладний опис

Описані нижче способи керування променем і формування променя можуть бути використані у різних широкосмугових MBMB/МВОВ-системах зв'язку. Для ясності, дані способи описані конкретно для MBMB-МОЧР-системи, яка ефективно розділяє повну ширину смуги системи на  $N_p$  ортогональних піддіапазонів.

Модель для MBMB-МОЧР-системи може бути виражена як:

$y_{\kappa}^{(*)} = H(\kappa)x(\kappa) + p^{(*)}$ , для  $\kappa \in \{1, \dots, N_F\}$ , (1)

де  $y_{\kappa}$  є вектором з  $N_R$  елементів,  $y_i(\kappa)$  для  $i \in \{1, \dots, N_R\}$ , для символів, прийнятих  $N_T$  приймальними антенами для  $\kappa$ -ого піддіапазону (тобто «прийнятий» вектор);

$x(\kappa)$  є вектором з  $N_T$  елементів,  $x_j(\kappa)$  для  $j \in \{1, \dots, N_T\}$ , для символів, переданих  $N_T$  передавальними антенами для  $\kappa$ -ого піддіапазону (тобто «переданий» вектор);

$H(\kappa) \in (N_R \times N_T)$  матрицею каналного відгуку з елементами  $(h_{ij}(\kappa))$  для  $i \in \{1, \dots, N_R\}$  і  $j \in \{1, \dots, N_T\}$ , які є комплексними коефіцієнтами посилення від  $N_T$  передавальних антен до  $N_R$  приймальних антен для  $\kappa$ -ого піддіапазону; і

$p(\kappa)$  є адитивним білим Гауссівським шумом (AWGN) для  $\kappa$ -ого піддіапазону з нульовим середнім значенням і коваріаційною матрицею  $\Lambda_p = \sigma^2 I$ , де  $I$  є одиничною матрицею і  $\sigma^2$  є дисперсією шуму.

Для простоти, кожний піддіапазон передбачається неселективним по частоті (тобто з плоским частотним відгуком по всьому піддіапазону). У даному випадку каналний відгук  $h_{ij}(\kappa)$  для кожного передавального каналу може бути представлений єдиним комплексним значенням, а елементи матриці  $H(\kappa)$  каналного відгуку є скалярними величинами. Також для простоти, дисперсія шуму передбачається постійною по всіх передавальних каналах. Для дуплексних систем з часовим розділенням (ДЧР) прямі і зворотні лінії зв'язку спільно використовують одну і ту ж ширину смуги системи, і кожний піддіапазон може передбачатися таким, що володіє взаємністю. Якщо  $H(\kappa)$  представляє матрицю

каналних відгуків від антенної решітки  $A$  до антенної решітки  $B$ , то властивість взаємності каналу означає, що зв'язок від решітки  $B$  до решітки  $A$  визначається за допомогою  $H^H(\kappa)$ .

Матриця  $H(\kappa)$  каналних відгуків для кожного піддіапазону може бути «діагоналізована» для одержання  $N_s$  незалежних каналів для даного піддіапазону. Це може бути досягнуте за допомогою здійснення розкладання по власних значеннях кореляційної матриці для  $H(\kappa)$ , яка визначається співвідношенням  $R(\kappa) = H^H(\kappa)H(\kappa)$ , де  $H^F(\kappa)$  означає сполучену перестановку  $H(\kappa)$ . Розкладання по власних значеннях кореляційної матриці  $R(\kappa)$  може бути виражене як:  $R(j\kappa) = E(\kappa)D^{(*)}E^H(\kappa)$ , для  $\kappa \in \{1, \dots, N_F\}$ , (2)

де  $E(\kappa) \in (N_T \times N_T)$  одиничною матрицею, стовпці якої є власними векторами матриці  $R(\kappa)$ ; і

$D(\kappa) \in (N_T \times N_T)$  діагональною матрицею з елементами на діагоналі, що відповідають власним значенням матриці  $R(\kappa)$ .

Одинична матриця може бути записана через її властивість  $M^H M = I$ .

Розкладання по власних значеннях може бути також здійснене за допомогою розкладання по сингулярних значеннях, як відомо з рівня техніки.

Діагональна матриця  $D(\kappa)$  для кожного піддіапазону містить не від'ємні дійсні значення вздовж діагоналі і нулі у всіх інших позиціях. Дані діагональні елементи називаються власними значеннями  $R(\kappa)$  і відносяться до комплексних коефіцієнтів посилення для незалежних каналів (або власних мод) MBMB-каналу для  $\kappa$ -ого піддіапазону. Оскільки число незалежних каналів дорівнює  $N_s \leq \min\{N_T, N_R\}$  для MBMB-системи з  $N_T$  передавальними і  $N_R$  приймальними антенами, то є  $N_s$  ненульових власних значень матриці  $R(\kappa)$ . Власні значення матриці  $R(\kappa)$  позначаються як  $\lambda_i(\kappa)$  для  $i = \{1, \dots, N_F\}$  і  $\kappa = \{1, \dots, N_F\}$ .

Для MBMB-МОЧР-системи розкладання по власних значеннях може бути виконане незалежно для матриці  $H(\kappa)$  каналних відгуків для кожного піддіапазону для визначення  $N_s$  власних мод для цього піддіапазону.  $N_s$  власних значень для кожної діагональної матриці  $D(\kappa)$ , для  $\kappa \in \{1, \dots, N_F\}$ , можуть бути упорядковані так, що  $\lambda_1(\kappa) > \lambda_2(\kappa) > \dots > \lambda_{N_s}(\kappa)$ , де  $\lambda_1(\kappa)$  є найбільшим власним значенням і  $\lambda_{N_s}(\kappa)$  - найменшим власним значенням для  $\kappa$ -ого піддіапазону.

Фіг. 1 графічно ілюструє результати розкладання по власних значеннях для  $N_F$

піддіапазонів у MBMB-МОЧР-системі. Показаний набір діагональних матриць  $D(\kappa)$  для  $\kappa = \{1, \dots, N_F\}$ , впорядкований по осі ПО, яка представляє розмірність частоти. Власні значення  $\lambda_i(\kappa)$  для  $i = \{1, \dots, N_s\}$  кожної матриці  $D(\kappa)$  розташовуються вздовж діагоналі матриці. Вісь 112 може, таким чином, розглядатися як представлення просторового вимірювання, і-а власна мода для всіх піддіапазонів (або просто власна мода  $i$ ) пов'язана з набором елементів,  $\{x_j(\kappa)\}$  для  $\kappa = \{1, \dots, N_F\}$ , який вказує частотний відгук по  $N_F$  піддіапазонах для цієї власної моди. Набір елементів  $\{\lambda_i(\kappa)\}$  для кожної власної моди показаний затемненими прямокутниками вздовж пунктирної лінії 114. Кожний затемнений прямокутник на фіг. 1 представляє канал передачі. Для кожної власної моди, яка піддається частотно-селективному ослабленню, елементи  $\{x_j(\kappa)\}$  для цієї власної моди можуть бути різними для різних значень  $\kappa$ .

Якщо власні значення у кожній діагональній матриці  $D(\kappa)$  відсортовані у порядку спадання, то власна мода 1 (яка також називається основною власною модою) буде включати в себе найбільше власне значення у кожній матриці, а власна мода  $N_s$  буде включати в себе найменше власне значення у кожній матриці.

При несприятливих каналних умовах більшість власних мод можуть бути сильно спотворені. У цих ситуаціях поліпшені робочі показники можуть бути досягнуті використанням тільки найкращої власної моди (тобто основної власної моди) для передачі даних.

Модель для МВОВ-МОЧР-системи може бути виражена як:

$y(\kappa) = h(\kappa)x(\kappa) + p(\kappa)$ , для  $\kappa \in \{1, \dots, N_F\}$ ,

де  $y(\kappa)$  означає символ, прийнятий у  $\kappa$ -ому піддіапазоні;

$x(\kappa)$  є вектором з  $N_T$  елементів для символів, переданих  $N_T$  передавальними антенами для  $\kappa$ -ого піддіапазону;

$h(\kappa) \in (1 \times N_T)$  вектором каналних відгуків зі складовими  $\{h_j(\kappa)\}$  для  $j \in \{1, \dots, N_T\}$ , які є комплексними

коефіцієнтами посилення від  $N_T$  передавальних антен до єдиної приймальної антени для  $k$ -ого піддіапазону;  $i$   $p(k)$  є адитивним білим Гауссівським шумом (AWGN) для  $k$ -ого піддіапазону.

Для MB MB- і MB OB-систем передача даних на єдиній власній моді може бути досягнута за допомогою керування променем або формування променя, як описано нижче.

#### 1. Формування променя

Метод формування променя забезпечує передачу даних на єдиній (тобто основній) власній моді за допомогою попереднього перетворення символів модуляції власним вектором для цієї власної моди. Для МВМО-МОЧР-системи формування променя виконується для кожного піддіапазону з використанням власного вектора, одержаного для цього піддіапазону.

У рівнянні (2) одинична матриця  $E(k)$  містить  $N_T$  стовпців для  $N_T$  власних векторів, тобто  $E(k)=[e_1(k) \ e_2(k) \dots e_{N_T}(k)]$ . Власні вектори також називаються векторами керування. Кожний власний вектор пов'язаний з відповідною власною модою і власним значенням діагональної матриці  $D(k)$  (тобто власний вектор  $e_j(k)$  пов'язаний з власним значенням  $X_j(k)$  для піддіапазону  $(k)$ ). Якщо власні значення  $D(k)$  відсортовані у порядку спадання, як описано вище, власні вектори  $E(k)$  також переупорядковуються відповідним чином. Після сортування/переупорядковування власний вектор  $e_i(k)$  відповідає найбільшому власному значенню  $A_i(k)$  і є власним вектором для основної власної моди для  $k$ -ого піддіапазону. Цей власний вектор  $E_j(k)$  включає в себе  $N_t$  елементів для  $N_T$  передавальних антен і може бути виражений як:

$$e_i(jt) = [e_{i>1}(k) \ e_{i>2}(k) \dots e_{i>N_T}(k)]^T \text{ для } k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (3)$$

де « $T$ » означає транспонування.

Попереднє перетворення у передавачі для виконання формування променя для кожного піддіапазону може бути виражене як:

$x(k) * J P_{ik} \&^{\wedge} J c_{sik}$  для  $* \in \{1, \dots, N_r\}$  і  $k >$  де  $s(k)$  є символом модуляції, що підлягає передачі у  $k$ -ому піддіапазоні;

$v$  є масштабувальним значенням, яке одержують на основі переданої

потужності  $P(k)$ , виділеної  $k$ -ому піддіапазону; і

$x(k)$  є вектором передачі з  $N_T$  заздалегідь перетвореними символами для  $k$ -ого піддіапазону.

Як показано у рівнянні (4), спосіб формування променя генерує один вектор  $x(k)$  передачі для кожного піддіапазону на основі власного вектора  $e_j(k)$  для основної власної моди. Оскільки елементи власного вектора  $e_j(k)$  можуть мати різні величини, то елементи вектора  $x(k)$  передачі можуть також мати різні величини.

Для кожної  $i$ -ої передавальної антени  $N_F$  заздалегідь перетворених символів, що підлягають передачі в  $N_F$  піддіапазонах в  $n$ -ому періоді символу, мультиплекуються у вектор  $X_i(n)$  (передачі для однієї антени), який може бути виражений як:

$$S_i^{\wedge} M e_{j,i}^{\wedge} e_{i\>N}(2)s(2) \dots j e_{i\>N}(N_F)s(N_F)f \text{ для } i \in \{1, \dots, N_T\},$$

де  $s_f(k)$  є масштабованим символом модуляції і визначається як

$$?(k) = J^{\wedge} W s(k).$$

Таким чином, для МВОВ-МОЧР-системи формування променя здійснюється для кожного піддіапазону з використанням вектора керування, одержаного для даного піддіапазону. Якщо каналне розкладання виконується над вектором  $h(k)$  каналних відгуків, то результатом буде одна власна мода (тобто одне ненульове значення для матриці  $D(k)$ ) і один вектор керування. Цей вектор керування буде дорівнювати  $h^*(k)$ . Формування променя для МВОВ може бути здійснене, як показано у рівнянні (4).

#### 2. Керування променем

Спосіб керування променем передає дані на основній власній моді за допомогою попереднього перетворення символів модуляції «нормованим» вектором керування для цієї власної моди. Керування променем також здійснюється для кожного піддіапазону для МВМВ-МОЧР-системи.

Як вказано вище, елементи кожного власного вектора  $e_i(k)$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$  для основної власної моди можуть мати різні величини. Тому вектори  $X_i(n)$  для  $i \in \{1, \dots, N_T\}$  передачі для однієї антени можуть мати різні величини. Якщо передавана потужність для кожної передавальної антени обмежується (наприклад, через обмеження для підсилювачів потужності), то спосіб формування променя може не повністю використати всю потужність, доступну для кожної антени.

Спосіб керування променем використовує тільки фазову інформацію з власних векторів  $e_i(k)$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$  і нормує кожний вектор керування передачею так, що всі  $N_T$  елементів мають рівні величини. Нормований вектор керування  $jT(k)$  для  $k$ -ого піддіапазону може бути виражений як:

$$\%_{(k)} = [A^{\wedge} <^k > k e^{\wedge(k)} \dots A e^{\wedge(k)} f, \quad (5a)$$

де  $A$  є константою (тобто  $A=1$ ); і

$\phi_i(k)$  є фазою для  $k$ -ого піддіапазону  $i$ -ої передавальної антени, яка визначається як:

$$\wedge > = \wedge > = \dots (3mi) \quad (5b)$$

Як показано у рівнянні (5b), фазу кожного елемента у векторі  $Jf(k)$  одержують з відповідного елемента власного вектора  $e_j(k)$  (тобто  $\phi_i(k)$  одержують з  $e_j(k)$ ).

Попереднє перетворення у передавачі для виконання керування променем для кожного піддіапазону може бути виражене як:

$$x(k) - J W F Z(k)s(k) \text{ для } k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (6)$$

Як показано у рівняннях (5a) і (5b), елементи нормованого вектора керування  $\xi(k)$  для кожного піддіапазону мають однакові величини, але, можливо, різні фази. Спосіб керування променем генерує один вектор  $x(k)$  передачі для кожного піддіапазону з елементами  $x(k)$ , що мають одну і ту ж величину, але, можливо, різні фази.

Як описано вище, для  $i$ -ої передавальної антени  $N_F$  заздалегідь перетворених символів, що підлягають передачі в  $N_F$  піддіапазонах в  $n$ -ому періоді символу, мультиплекуються у вектор  $X_i(n)$  передачі для однієї антени. Оскільки кожний вектор  $X_i(n)$  передачі для  $i \in \{1, \dots, N_T\}$  включає в себе один і той же набір масштабованих символів модуляції (але, можливо, з різними фазами), то вся доступна для кожної антени

потужність передачі може бути повністю використана.

У приймачі для одержання оцінки символу  $s(k)$  модуляції прийнятий вектор  $y_{-}(k)$  для кожного піддіапазону може бути заздалегідь помножений (або «перетворений») на  $\xi^H(k)H^H(k)$  (якщо було виконане керування променем) або на

$e^H(k)H^H(k)$  (якщо було виконане формування променя). Якщо виконувалося керування променем, то перетворення для одержання оцінки  $s(k)$  символу може бути виражене як:

$$W = e^H(k)H^H(k)y_{-}(k) \\ = \sum_{l=1}^{N_F} W_l \epsilon^*(k) \Gamma^H_l < \sum_{l=1}^{N_F} \epsilon^*(k) \Gamma^H_l + 1 > (N_F^H(k) \Gamma(k) \Gamma^H(k) + 1) = jP(k)D(k)s(k) + n(k),$$

де  $D(k)$  є коефіцієнтом посилення керування променем для  $k$ -ого піддіапазону, який може бути виражений як:

$$D(k) = e^H(k)H^H(k)N^H(k)N(k) \quad (8)$$

$n(k)$  є шумом AWGN з нульовим середнім значенням і дисперсією шуму  $\sigma^2 D(k)$ .

Одержане співвідношення сигнал-шум для  $k$ -ого піддіапазону з використанням керування променем може бути виражене як:

$$\gamma_{bs}(k) = \frac{P(k)D(k)}{\sigma^2}, \quad \text{для } k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (9)$$

Спектральна ефективність для  $k$ -го піддіапазону може бути обчислена на основі безперервної, монотонно зростаючої логарифмічної функції для пропускної здатності наступним чином:

$$C_{bs}(k) = \log_2(1 + \gamma_{bs}(k)) \quad \text{для } k \in \{1, \dots, N_F\}. \quad (10)$$

Спектральна ефективність визначається в одиницях біт/секунда на Герц (біт/Гц). Середня (усереднена) спектральна ефективність для  $N_F$  піддіапазонів MBMB-МОЧР-системи може потім бути виражена як:

$$C_{bs} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} C_{bs}(k) \quad (ID)$$

Подібні ж обчислення можуть бути виконані для способу формування променя.

Для МВОВ-МОЧР-системи керування променем також виконується для кожного піддіапазону з використанням нормованого вектора керування, одержаного для даного піддіапазону. Нормований вектор керування для МВОВ може бути одержаний таким же способом, що і описаний вище для нормованого вектора керування  $\xi(k)$  для основної власної моди (тобто з використанням фази вектора керування). Керування променем для МВОВ може бути виконане, як показано у рівнянні (6).

### 3. Розподіл потужності для піддіапазонів

Якщо вся передавана потужність для всіх  $N_T$  передавальних антен обмежена конкретним значенням  $P_{total}$  тоді спосіб формування променя може забезпечити

кращі результати, ніж спосіб керування променем. Це пояснюється тим, що вся передавана потужність може бути більш оптимально розподілена по  $N_T$  передавальних антенах на основі власних векторів  $e_i(k)$  для основної власної моди. Однак, якщо передавана потужність, доступна для кожної передавальної антени, обмежена (наприклад, до  $P_{total}/N_T$ ), то спосіб керування променем, ймовірно, забезпечить кращі результати, ніж спосіб формування променя. Це пояснюється тим, що спосіб керування променем може більш повно використовувати всю потужність, доступну для кожної передавальної антени.

У будь-якому випадку вся передавана потужність  $P_{total}$  може бути розподілена по  $N_T$  передавальних антенах і  $N_F$  піддіапазонах з використанням різних схем розподілу потужності. Дані схеми включають в себе схеми (1) повної інверсії каналів, (2) селективної інверсії каналів, (3) рівномірного розподілу і (4) «потокowego наповнення» або «потокowego розливання» потужності, що розподіляється. Для ясності, кожна з цих схем конкретно описується нижче для способу керування променем.

### 4. Повна канална інверсія каналів

Якщо однакова кількість передаваної потужності використовується для кожного піддіапазону, тоді керування променем може привести до різних співвідношень С/Ш для  $N_F$  піддіапазонів. Для максимізації спектральної ефективності потім можуть бути використані різні схеми кодування і модуляції для кожного піддіапазону в залежності від співвідношення С/Ш, що досягається для піддіапазону. Однак індивідуальне кодування і модуляція для кожного піддіапазону може значно збільшити складність передавача і приймача. З іншого боку, якщо одна і та ж схема кодування і модуляції використовується для всіх піддіапазонів, то можуть мати місце значні зміни у коефіцієнтах помилок для  $N_F$  піддіапазонів, в залежності від змін у співвідношеннях С/Ш сигналів, що приймаються.

Повна інверсія каналів може бути використана для ефективного «інвертування» піддіапазонів так, щоб співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, для всіх піддіапазонів були приблизно рівними. Розподіл потужності може бути виконаний при тому обмеженні, що вся потужність, розподілена по всіх піддіапазонах для кожної передавальної антени, обмежена величиною  $P_{ant} = P_{total}/N_T$ .

Для повної інверсії каналів величина передаваної потужності  $P(k)$ , що розподіляється для кожного піддіапазону, може бути виражена як:

$$p(k) = g_{eff} \text{focal} \quad \text{для } k \in \{1/\dots/N_F\} \quad (12) \quad N_T N_F$$

де  $a_k$  є коефіцієнтом масштабування, що використовується для розподілу потужності відповідно до повної інверсії каналів. Коефіцієнт масштабування для  $k$ -ого піддіапазону може бути виражений як:

$$a = \frac{1}{D(k)} \quad (13)$$

де  $b$  є коефіцієнтом нормування, який може бути виражений як:

$$b = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} \frac{1}{D(k)}} \quad (14)$$

Як показано у рівняннях (12) і (13) вся передавана потужність  $P_{total}$  розподіляється нерівномірно по  $N_F$  піддіапазонах на основі коефіцієнтів масштабування  $a_k$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$ , які обернено пропорційні коефіцієнтам  $D(k)$  посилення керування променем. Коефіцієнти масштабування  $a_k$  забезпечують, що співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, для всіх піддіапазонів приблизно рівні. Прийнята потужність  $P_{rx}(k)$  сигналу для кожного піддіапазону може бути визначена як:

$$P_{rx}(k) = P(k)D(k) = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} \frac{1}{D(k)}} \frac{1}{D(k)} = \frac{D(k)}{\sum_{k=1}^{N_F} D(k)}$$

$$\frac{N_r N}{T} > N_T N_F \text{ для } k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (15)$$

де  $L_{avg}$  визначається, як показано у рівнянні (19). Поріг  $p_{L_{avg}}$  може бути встановлений таким, що дорівнює  $D'_{ax}$ , який є коефіцієнтом посилення найгіршого піддіапазону у групі піддіапазонів, яка максимізує спектральну ефективність. Поріг, що використовується для вибору каналів, також може бути встановлений на основі деякого іншого критерію.

Співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, для всіх вибраних піддіапазонів можуть бути зроблені приблизно рівними шляхом нерівномірного розподілу повної передаваної потужності  $P_{total}$  по цих піддіапазонах. Рівні співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, дозволяють використовувати одну швидкість передачі даних і загальну схему кодування і модуляції для всіх вибраних піддіапазонів, що значно знизило б складність як для передавача, так і для приймача.

Схеми повної і селективної інверсії каналів детально описані у заявках на патент США № 09/860,274, поданій 17 травня 2001, № 09/881,610, поданій 14 червня 2001, і № 09/829,379, поданій 26 червня 2001 на «Спосіб і пристрій обробки даних для передачі у багатоканальній системі зв'язку з використанням селективної інверсії каналів», які передані правовласнику даної заявки і включені у даний опис за допомогою посилання.

#### 6. Потокове наповнення

Схема потокового наповнення може бути використана для оптимального розподілу повної передаваної потужності по піддіапазонах так, що повна спектральна ефективність максимізується при тому обмеженні, що вся передавана потужність обмежується до  $P_{total}$ . Схема потокового наповнення розподіляє потужність по  $N_F$  піддіапазонах так, що піддіапазони зі зростаючими коефіцієнтами посилення одержують зростаючі частки повної передаваної потужності. Передавана потужність, виділена для даного піддіапазону, визначається співвідношенням С/Ш сигналів, що приймаються, піддіапазону, яке залежить від коефіцієнта посилення піддіапазону, як показано у рівнянні (9) для способу керування променем. Схема потокового наповнення може виділяти нульову передавану потужність для піддіапазонів з досить низькими співвідношеннями С/Ш сигналів, що приймаються.

Процедура здійснення потокового наповнення відома з рівня техніки і не описується тут. Потокове наповнення описане, наприклад, у роботі "Information Theory and Reliable Communication", by Robert G. Gallager, John Wiley & Sons, 1968, яка включена у даний опис за допомогою посилання. Результатом потокового наповнення є конкретний розподіл  $P_w(k)$  передаваної потужності для кожного з  $N_F$  піддіапазонів. Розподіл потужності поточним наповненням виконується так, що задовольняється наступна умова:

м

На основі розподілу передаваної потужності  $P_w(k)$  для  $k=\{1, \dots, N_F\}$ , де  $P_w(k)$  може дорівнювати нулю для одного або більше піддіапазонів, співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, кожного піддіапазону може бути виражене як:

$$y_i(i) \propto \sqrt{P_w(k)} \text{ для } i \in \{1, \dots, N_F\}. \quad (25)$$

Спектральна ефективність  $C$  для кожного піддіапазону може потім бути обчислена, як показано у рівнянні (10), і усереднене значення спектральної ефективності для всіх  $N_F$  піддіапазонів може бути обчислене, як показано у рівнянні (11).

Розподіл потужності поточним наповненням звичайно приводить до різних співвідношень С/Ш сигналів, що приймаються, піддіапазонів, для яких виділені ненульові потужності передачі. Різні схеми кодування і модуляції можуть потім бути використані для вибраних піддіапазонів на основі відповідних їм співвідношень С/Ш сигналів, що приймаються.

#### 7. Рівномірний розподіл потужності

Схема рівномірного розподілу розподіляє повну передавану потужність  $P_{total}$  рівномірно по всіх  $N_F$  піддіапазонах. Передавана потужність  $P_w(k)$ , виділена для кожного піддіапазону, може бути виражена як:

$$P_w(k) = P_{total} / N_F \text{ для } k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (26)$$

Рівномірний розподіл потужності може також приводити до різних співвідношень С/Ш сигналів, що приймаються,  $N_F$  піддіапазонів. Різні схеми кодування і модуляції можуть потім бути використані для цих піддіапазонів на основі відповідних їм співвідношень С/Ш сигналів, що приймаються. Якщо MBMB-система має більший порядок рознесення, то схеми повної і селективної інверсії каналів забезпечують менше переваг у порівнянні зі схемою рівномірної потужності. Якщо MBMB-система має більший порядок рознесення, то  $N_F$  найбільших власних значень для  $N_F$  піддіапазонів навряд чи змінюються у широких межах. У цьому випадку робочі показники схем повної або селективної інверсії каналів будуть аналогічні робочим показникам схеми рівномірного розподілу потужності.

Всю передавану потужність можна також розподіляти по піддіапазонах на основі деяких інших схем розподілу потужності, і це також входить в об'єм винаходу.

Було виконане моделювання для (1) способу керування променем з трьома різними схемами розподілу потужності (повна інверсія каналів, селективна інверсія каналів і рівномірний розподіл) і (2) способу формування променя з рівномірним

розподілом потужності. Якщо передавана потужність, доступна для кожної передавальної антени, обмежена (наприклад, величиною  $P_{total}/N_F$ ), спосіб керування променем забезпечує поліпшення робочих показників приблизно на 2,5 дБ у порівнянні зі способом формування променя. Це значне поліпшення може бути віднесене до того факту, що у способі керування променем використовується вся доступна потужність, чого немає у випадку способу формування променя. При досить низькому співвідношенні С/Ш сигналів, що приймаються (яке дорівнює -1 дБ для визначеної конфігурації системи, використаної при моделюванні), спосіб керування променем може забезпечити поліпшені робочі показники у порівнянні зі способом, в якому дані передаються з використанням всіх власних мод і вся передавана потужність розподіляється по цих власних модах. Це пояснюється тим, що при досить низьких співвідношеннях С/Ш сигналів, що приймаються, тільки декілька власних мод є «активними», і кращі робочі показники можуть бути досягнуті за рахунок виділення всієї передаваної потужності найкращій власній моді. Для способу керування променем селективна інверсія каналів забезпечує кращі робочі показники, ніж повна інверсія каналів при низьких співвідношеннях С/Ш

сигналів, що приймаються, і коли оцінки MBMB-каналу є зашумленими. Відповідно до результатів моделювання, при низьких співвідношеннях С/Ш сигналів, що приймаються, керування променем з селективною інверсією каналів є кращим вибором для використання, ніж інші схеми передачі MBMB.

#### 8. Система

На фіг.2 представлена блок-схема варіанту здійснення передавальної системи 210 і приймальної системи 250 у MBMB-МОЧР-системі 200.

У передавальній системі 210 дані трафіку (тобто інформаційні біти) з джерела 212 даних передаються у процесор 214 даних передачі, який кодує, перемешовує і модулює дані для забезпечення символів модуляції. Просторовий процесор 220 передачі далі обробляє символи модуляції для забезпечення заздалегідь перетворених символів, які потім мультиплекуються з пілотними символами і подаються в  $N_T$  МОЧР-модуляторів з 222а по 222т, по одному модулятору для кожної передавальної антени. Кожний МОЧР-модулятор 222 обробляє відповідний потік заздалегідь перетворених символів для генерації промодульованого сигналу, який потім передається відповідною антеною 224.

У приймальній системі 250 промодульовані сигнали, передані  $N_T$  антенами з 224а по 224т, приймаються  $N_R$  антенами з 252а по 252г. Прийнятий сигнал з кожної антени 252 подається на відповідний МОЧР-демодулятор 254. Кожний МОЧР-демодулятор 254 перетворює (наприклад, фільтрує, посилює і перетворює з пониженням частоти) прийнятий сигнал, оцифровує перетворений сигнал для забезпечення вибірок і обробляє вибірки для забезпечення потоку прийнятих символів. Просторовий процесор 260 прийому потім обробляє  $N_R$  потоків прийнятих символів для забезпечення відновлених символів, які є оцінками символів модуляції, переданих передавальною системою.

Обробка для зворотного каналу від приймальної системи до передавальної системи може бути подібна до обробки для прямого каналу або може відрізнятися від неї. Зворотний канал може бути використаний для передачі назад інформації стану каналу (ISK) з приймальної системи до передавальної системи. ISK використовується у передавальній системі для (1) вибору належних швидкостей передачі даних і схем кодування і модуляції для використання при передачі даних, (2) виконання керування променем або формування променя і (3) розподілу всієї передаваної потужності по піддіапазонах. ISK може забезпечуватися у різних формах. Наприклад, при виконанні керування променем ISK може включати в себе  $N_t$  фаз для  $N_t$  передавальних антен для кожного піддіапазону, вибраного для використання.

Контролери 230 і 270 керують роботою передавальної і приймальної систем, відповідно. Блоки 232 і 272 пам'яті забезпечують зберігання кодів програм і даних, що використовуються контролерами 230 і 270, відповідно.

Блок-схема передавальної і приймальної систем у системі MBOB-МОЧР буде подібна до схеми, показаної на фіг.2. Однак приймальна система буде включати в себе тільки одну приймальну антену і не буде використовувати просторовий процесор 260 прийому.

На фіг.3 представлена блок-схема передавального блока 300, який є варіантом здійснення передавача передавальної системи 210 на фіг.2.

У процесорі 214 даних передачі кодер 312 приймає і кодує дані трафіку (тобто інформаційні біти) відповідно до однієї або більше схем кодування для забезпечення кодованих бітів. Канальний перемешовувач 314 потім перемешовує

кодовані біти на основі однієї або більше схем перемешовування для забезпечення часового, просторового і/або частотного рознесення. Елемент 316 відображення символів потім відображає перемешовані дані відповідно до однієї або більше схем модуляції (наприклад, QPSK, M-PSK, M-QAM т.п.) для забезпечення символів модуляції.

Кодування і модуляція для піддіапазонів можуть бути здійснені різними способами. Якщо у приймальній системі співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, піддіапазонів приблизно однакові (наприклад, повна або селективна інверсія каналів), то загальна схема кодування і модуляції може бути використана для всіх піддіапазонів, що використовуються для передачі даних. Якщо співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, відрізняються, то окрема схема кодування і модуляції може бути використана для кожного піддіапазону (або кожної групи піддіапазонів з приблизно рівними співвідношеннями С/Ш). Згорткове, решітчасте і турбокодування може бути використане для кодування даних.

У просторовому процесорі 220 передачі оцінки імпульсних відгуків MBMB-каналу подаються у блок 322 швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) як

послідовність  $SL^{(n)}$  матриць вибірок у часовій ділянці. Блок 322 ШПФ потім виконує ШПФ для кожного набору  $N_F$  матриць  $Ш^{(m)}$  для забезпечення

відповідного набору  $N_F$  матриць оцінок  $-'$  канальних частотних відгуків для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$ .

Блок 324 потім здійснює розкладання по власних значеннях по кожній матриці  $-'$  для забезпечення одиничної матриці  $E(k)$  і діагональної матриці  $D(k)$ , як описано вище. Потім обчислюється набір коефіцієнтів посилення  $D(k)$  на

основі матриць  $\otimes$  і векторів керування, які можуть являти собою  $\xi(k)$  або  $e_i(k)$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$ . Коефіцієнти  $D(k)$  посилення видаються у блок 330 розподілу потужності, а вектори керування видаються у блок 350 керування променем/формуванням променя.

Блок 330 розподілу потужності розподіляє повну передавану потужність по піддіапазонах з використанням будь-якої зі схем розподілу потужності, описаних вище. Це приводить до розподілів потужності  $P(k)$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$  для  $N_F$

піддіапазонів, де  $P(k)$  може бути нулем для одного або більше піддіапазонів. Блок

$IP(k)$  330 розподілу потужності потім видає значення коефіцієнтів масштабування для піддіапазонів у блок 340 масштабування сигналів.

Блок-схема передавального блока у MBOB-МОЧР-системі подібна до блок-схеми, показаної на фіг.3. Однак вектор керування для кожного піддіапазону

визначається на основі вектора  $-<$  канальних відгуків замість матриці  $-'$  канальних відгуків.

На фіг.4 представлена блок-схема варіанту здійснення блока 340а масштабування сигналів, блока 350а керування променем і мультиплексора 360а у передавальному блоці 300, які призначені для здійснення керування променем. У блоці 340а масштабування сигналів символи  $s(k)$  модуляції демультіплексуються демультіплексором 440 на (до)  $N_p$  підпотоків, по одному підпоток для кожного піддіапазону, що використовується для передачі даних. Кожний підпотік  $s_k$  символів подається на відповідний помножувач 442.

Кожний помножувач 442 виконує масштабування сигналу для зв'язаного

$\dots JP(k)$  г

піддіапазону на основі значення коефіцієнта  $^y$  масштабування,

забезпеченого для цього піддіапазону. Зокрема, кожний помножувач 442 масштабує кожний символ модуляції в його підпотокі його значенням коефіцієнта

$^{\wedge}$  масштабування для забезпечення відповідного масштабованого символу

модуляції. Сигнал, масштабований для кожного символу модуляції, може бути виражений як:

$$Jp(k) s_k = s_k^{v \wedge y}$$

Значення коефіцієнта  $^v$  масштабування для кожного помножувача 442 визначається передаваною потужністю  $P(k)$ , виділеною для відповідного піддіапазону. Кожний підпотік масштабованих символів  $s^{\wedge}$  модуляції потім подається у відповідний блок 450 керування променем.

Кожний блок 450 керування променем здійснює керування променем для зв'язаного піддіапазону і також приймає нормований вектор  $*\Gamma(k)$  керування для цього піддіапазону. У кожному блоці 450 масштабований символ  $s^{\wedge}$  модуляції подається на  $N_t$  помножувачів з 452a по 452i, по одному помножувачу для кожної

передавальної антени. Кожний помножувач 452 також приймає відповідний

елемент  $e_i(k)$  нормованого вектора  $j\mathcal{E}(k)$  керування, множить кожний масштабований символ модуляції у підпотокі на елемент  $t\mathcal{f}_i(k)$  і подає заздалегідь перетворений символ  $X_i(k)$  у суматор 460 для передавальної антени, пов'язаної з цим помножувачем. Попереднє перетворення, що виконується блоком 450k керування променем для k-ого піддіапазону, може бути виражене як:

$$x_i(k) = e(k) s_k \text{ для } i \in \{1, \dots, N_t\}$$

Кожний блок 450 керування променем подає  $N_t$  заздалегідь перетворених символів  $X_i(k)$  для  $i \in \{1, \dots, N_t\}$  на  $N_t$  суматорів з 460a по 460t для  $N_t$  передавальних антен.

Масштабування і попереднє перетворення сигналів можуть також комбінуватися або здійснюватися в іншому порядку, ніж описаний вище.

Кожний суматор 460 одержує до  $N_F$  заздалегідь перетворених символів,  $x_k(k)$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$  з відповідних  $N_F$  блоків 450 керування променем для відповідних  $N_F$  піддіапазонів, що використовуються для передачі даних. Кожний суматор 460 може також мультиплексувати пілотні символи із заздалегідь перетвореними символами в одному або більше піддіапазонів з використанням мультиплексування з часовим розділенням, мультиплексування з кодовим розділенням і/або мультиплексування з частотним розділенням. Пілотні символи можуть бути використані у приймачі для оцінки МВМВ каналу. Кожний суматор 460 видає потік заздалегідь перетворених символів у відповідний МОЧР-модулятор 222.

У кожному МОЧР-модуляторі 222 блок 472 ЗШПФ приймає потік заздалегідь перетворених символів і формує вектор  $X_i(n)$  заздалегідь перетворених символів для кожного періоду символів. Кожний такий вектор має  $N_F$  елементів для  $N_F$  піддіапазонів і включає в себе заздалегідь перетворені символи для вибраних піддіапазонів і нулі для не вибраних піддіапазонів (тобто  $X_i(n) = [x_i(1), x_i(2) \dots, x_i(N_F)]$ ). Блок 472 ЗШПФ потім виконує зворотнє ШПФ кожного вектора для одержання відповідного представлення у часовій ділянці, яке визначається як МОЧР-символ. Для кожного МОЧР-символу генератор 474 циклічного префікса повторює частину МОЧР-символу для формування відповідного передаваного символу. Циклічний префікс гарантує, що передаваний символ зберігає свої

ортогональні властивості у присутності розширення, обумовленого затримками багатопроменевого поширення. Передавач 476 потім перетворює передавані символи в один або більше аналогових сигналів і додатково перетворює (наприклад, посилює, фільтрує і перетворює з підвищенням частоти) аналогові сигнали для генерування модульованого сигналу, який потім передається відповідною антеною 224.

На фіг. 5 представлена блок-схема варіанту здійснення способу 500 передачі даних на єдиній власній моді багатовходового каналу з використанням керування променем або формування променя. Багатовходовий канал може бути МВМВ-каналом у МВМВ системі або МВОВ-каналом у МВОВ-системі. Спочатку вектор керування одержують для кожних  $N_F$  піддіапазонів (етап 512). Вектор керування для кожного піддіапазону може бути власним вектором  $e_i(k)$  для власної моди цього піддіапазону (для формування променя) або нормованим вектором керування  $\mathcal{E}(k)$ , що одержують на основі власного вектора  $e_i(k)$  (для керування променем). Для МВМВ-системи власні вектори для піддіапазонів можуть бути

одержані виконанням розкладання по власних значеннях для матриць  $^{\wedge}$  для  $k \in \{1, \dots, N_F\}$ , як описано вище. Для МВОВ-системи є тільки одна власна мода і один вектор керування для кожного піддіапазону. Кожний вектор керування включає  $N_t$  елементів для  $N_t$  передавальних антен. Потім визначається коефіцієнт  $D(k)$  посилення для кожного піддіапазону, що забезпечується його вектором керування (наприклад, як показано у рівнянні (8) для керування променем) (етап 514).

Вся передавана потужність  $P_{\text{total}}$  розподіляється по піддіапазонах з використанням будь-якої зі схем розподілу потужності, описаних вище (наприклад, повна інверсія каналів, селективна інверсія каналів, рівномірний розподіл або потокове наповнення) (етап 516). Коефіцієнти посилення для піддіапазонів можуть бути використані для виконання розподілу потужності. Всі або тільки піднабір  $N_F$  піддіапазонів можуть бути вибрані для використання у передачі даних за

$\mathcal{E}(k)$  допомогою розподілу потужності. Потім одержують значення коефіцієнта  $^v$

масштабування для кожного вибраного піддіапазону на основі виділеної для нього потужності (етап 518).

Дані, що підлягають передачі, кодуються і модулюються на основі однієї або більше схем кодування і модуляції для одержання символів модуляції (етап 520).

Загальна схема кодування і модуляції може бути використана, якщо співвідношення С/Ш сигналів, що



приймаються, піддіапазонів приблизно рівні. У загальному випадку конкретна схема кодування і модуляції, що використовується для кожного піддіапазону, залежить від співвідношення С/Ш сигналів, що приймаються, яке досягається у даному піддіапазоні.

Символи модуляції, що підлягають передачі у кожному піддіапазоні, потім масштабуються значенням коефіцієнта масштабування для піддіапазону (етап 522). Масштабовані символи модуляції для кожного піддіапазону потім заздалегідь перетворюються з використанням вектора керування піддіапазону (етап 524). Попереднє перетворення забезпечує керування променем або формування променя для піддіапазону в залежності від використання  $\mathbf{E}(k)$  або  $\mathbf{e}_i(k)$  як вектора керування. Для кожного піддіапазону, вибраного для використання, один вектор з  $N_T$  заздалегідь перетворених символів генерується для кожного масштабованого символу модуляції, і ці  $N_T$  заздалегідь перетворених символів повинні передаватися у цьому піддіапазоні за допомогою  $N_T$  передавальних антен.

Потім формується потік заздалегідь перетворених символів для кожної передавальної антени шляхом мультиплексування вихідних даних попереднього перетворення для вибраних піддіапазонів (етап 526). Кожний потік заздалегідь перетворених символів обробляється далі (наприклад, МОЧР-модуляцією) для забезпечення модульованого сигналу для передачі відповідною антеною (етап 528).

Для ясності, вище описані конкретні варіанти здійснення. Зміни цих варіантів здійснення та інші варіанти здійснення також можуть бути одержані на основі описаних вище відомостей. Наприклад, набір піддіапазонів для використання у передачі даних може бути вибраний на основі одного або більше критеріїв, незалежно від схеми, що використовується для розподілу передаваної потужності по піддіапазонах. Як інший приклад, коефіцієнти  $D(k)$  посилення і вектори керування можуть бути одержані приймальною системою і видані у передавальну систему як частина ІСК. Обробка для MBMB і MBMB-МОЧР-систем описана детально у заявці на патент США № 09/993087 на «Систему зв'язку множинного доступу з множиною входів і множиною виходів», поданій 6 листопада 2001, переданій правовласнику даної заявки і включеній у даний опис за допомогою посилання.

Для ясності, способи здійснення керування променем і формування променя описані застосовно до MBMB-МОЧР-системи. Дані способи можуть також використовуватися для MBMB-системи, яка не використовує МОЧР. Обробка для реалізації керування променем або формування променя для кожного піддіазону може бути здійснена, як розкрито вище. Однак обробка за допомогою модулаторів 222 буде залежати від конкретної схеми модуляції і передачі, вибраної для використання.

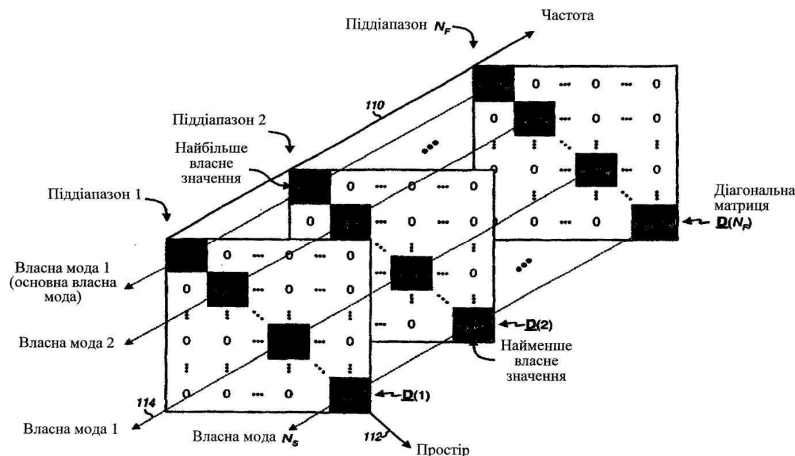
Описані способи можуть бути реалізовані різними засобами. Наприклад, ці способи можуть бути реалізовані апаратними засобами, програмним забезпеченням або комбінацією цих засобів. У випадку апаратної реалізації елементи, що використовуються для реалізації будь-якого одного або комбінації способів (наприклад, просторового процесора 220 передачі) можуть бути реалізовані на одній або більше спеціалізованих інтегральних схемах (ASICs), на процесорах цифрової обробки сигналів (DSP), пристроях цифрової обробки сигналів (DSPD), програмованих логічних пристроях (PLD), програмованих користувачем вентильних матрицях (FPGA), процесорах, контролерах, мікроконтролерах, мікропроцесорах, інших електронних блоках, призначених для виконання описаних вище функцій або їх комбінації.

У випадку програмної реалізації описані вище способи можуть бути реалізовані модулями (наприклад, процедурами, функціями і т.п.), які виконують описані вище функції. Програмні коди можуть зберігатися у блоці пам'яті (наприклад, блоці пам'яті 232 на фіг. 1) і виконуватися процесором (наприклад, контролером 230). Блок пам'яті може бути реалізований у процесорі або поза процесором, в останньому випадку він може бути зв'язаний з процесором за допомогою різних засобів, відомих з рівня техніки.

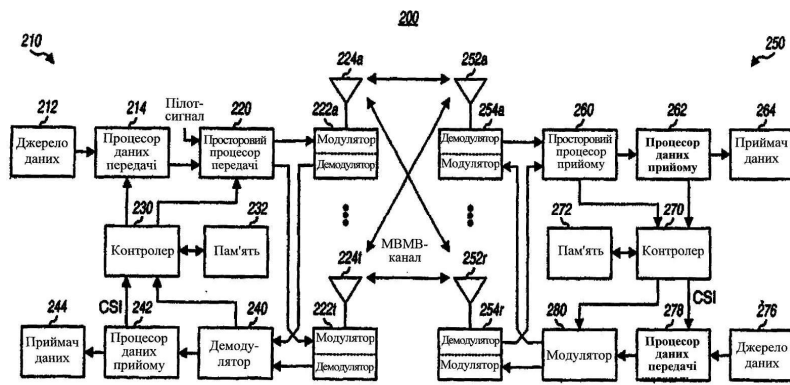
Заголовки включені у даний опис для посилання і для знаходження визначених розділів. Дані заголовки не призначені для обмеження об'єму описаних у відповідних розділах принципів, які можуть застосовуватися і в інших розділах опису.

Попередній опис варіантів здійснення призначений для забезпечення можливості будь-якому фахівцеві у даній галузі техніки здійснити або використати даний винахід. Різні модифікації цих варіантів здійснення будуть очевидні для

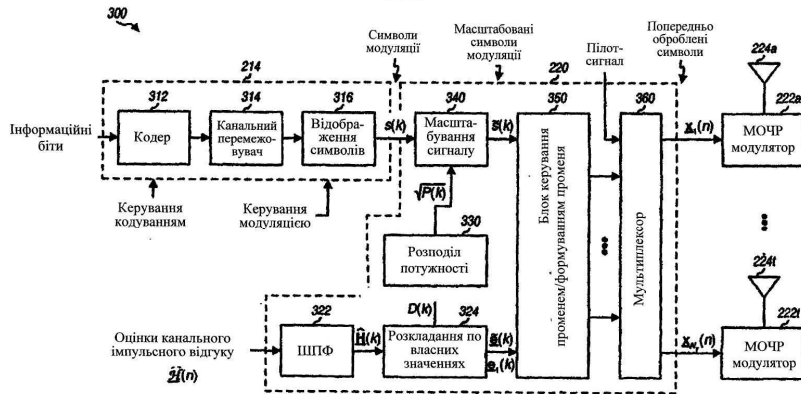
фахівців у даній галузі техніки, і загальні принципи, визначені у даному описі, можуть бути використані в інших варіантах здійснення без відхилення від суті або об'єму винаходу. Таким чином, даний винахід не призначений для обмеження описаними вище варіантами здійснення, але повинен відповідати найширшому об'єму, що відповідає розкритим принципам і новим ознакам.



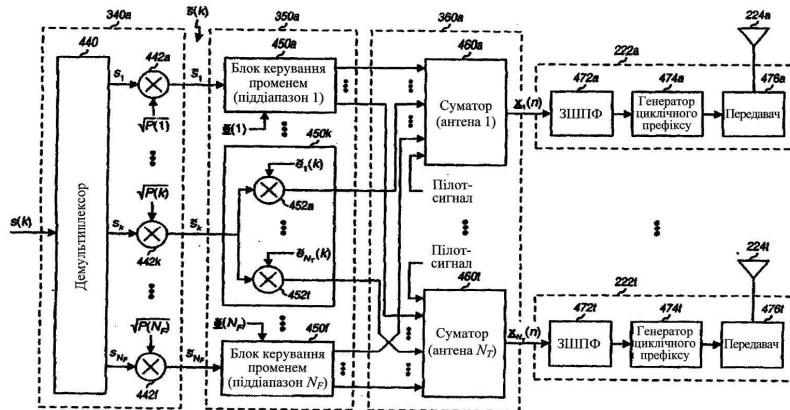
Фіг. 1



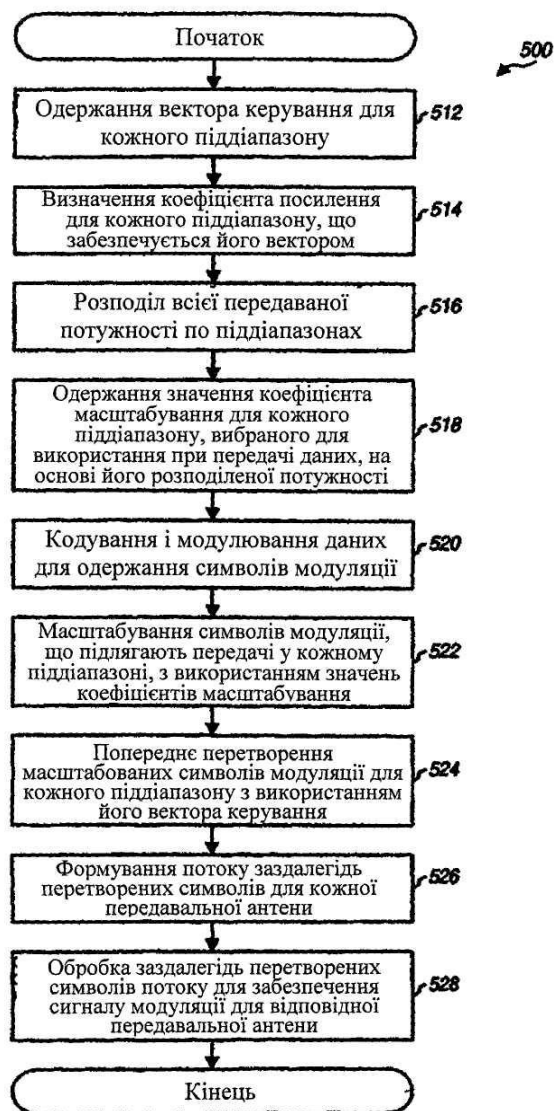
Фіг. 2



Фіг. 3



Фіг. 4



Фіг. 5