



УКРАЇНА

(19) UA (11) 84684 (13) C2
(51) МПК (2006)
H04L 1/02
H04B 7/005

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) СПОСІБ І ПРИСТРІЙ ДЛЯ ОБРОБКИ ДАНИХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ТА БЛОК ПЕРЕДАВАЧА В КОДОВАНИХ СИСТЕМАХ З МНОЖИНОЮ ВХОДІВ ТА МНОЖИНОЮ ВИХОДІВ З ВИБІРКОВОЮ ІНВЕРСІЄЮ КАНАЛІВ, ЩО ЗАСТОСОВУЄТЬСЯ НА КОЖНІЙ ВЛАСНІЙ МОДІ

1

2

(21) а200502702

(22) 19.08.2003

(24) 25.11.2008

(86) РСТ/US03/26395, 19.08.2003

(31) 10/229,209

(32) 27.08.2002

(33) US

(46) 25.11.2008, Бюл.№ 22, 2008 р.

(72) МЕДВЕДСЬВ ІРІНА, УОЛТОН ДЖЕЙ РОД, КЕТЧУМДЖОН У.

(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД

(56) US 6144711, 07.11.2000

EP 1185001 A2, 06.03.2002

EP 1117197 A2, 18.07.2001

US 20030112880 A1, 19.01.2003

(57) 1. Спосіб обробки даних для передачі у системі зв'язку з множиною входів, множиною виходів (MIMO), що включає етапи, на яких організовують множину наявних каналів передачі у множину груп; і

для кожної групи каналів передачі, яка повинна використовуватися для передачі даних:

вибирають один або більше каналів передачі у групі для використання і визначають масштабний коефіцієнт для кожного вибраного каналу передачі так,

щоб один або більше вибраних каналів передачі у кожній групі мали подібну якість прийнятого сигналу.

2. Спосіб за п. 1, в якому кожна група включає всі канали передачі, які відповідають конкретній власній моді каналу MIMO.

3. Спосіб за п. 1, що включає етап, на якому розподіляють повну передавану потужність по множині груп, при цьому один або більше масштабних коефіцієнтів для одного або більше вибраних каналів передачі у кожній групі визначають частково на основі передаваної потужності, що виділена цій групі.

4. Спосіб за п. 3, в якому повну передавану потужність рівномірно розподіляють по множині груп.

5. Спосіб за п. 3, в якому повну передавану потужність розподіляють по множині груп на основі розбавлення.

6. Спосіб за п. 5, в якому розбавлення виконують по множині наявних каналів передачі, при цьому передавана потужність, виділена кожній групі, базується на передаваних потужностях, розподілених по множині каналів передачі у цій групі.

7. Спосіб за п. 5, в якому розбавлення виконують на основі середніх значень співвідношення сигналу до шуму і перешкод (SNR) для множини груп.

8. Спосіб за п. 5, в якому розбавлення виконують на основі співвідношень сигналу до шуму і перешкод (SNR) для множини наявних каналів передачі після інверсії каналів.

9. Спосіб за п. 1, в якому, якщо група повинна використовуватися для передачі даних, тоді для використання вибирають всі канали передачі у цій групі.

10. Спосіб за п. 1, що включає етапи, на яких кодують і модулюють дані на основі однієї або більше схем кодування і модуляції для забезпечення символів модуляції; і масштабують кожний символ модуляції на основі масштабного коефіцієнта для каналу передачі, що використовується для передачі цього символу модуляції.

11. Спосіб за п. 10, в якому дані для кожної групи каналів передачі кодують на основі окремої схеми кодування.

12. Спосіб за п. 10, в якому дані для всіх груп каналів передачі кодують на основі загальної схеми кодування, при цьому відносно кодованих даних для кожної групи виконують виключення символів з частотою, що вибрана для цієї групи.

13. Спосіб за п. 10, що включає етап, на якому виконують попередню обробку масштабованих символів модуляції.

14. Спосіб за п. 1, в якому система MIMO реалізовує мультиплексування з ортогональним розділенням частоти (OFDM).

15. Блок передавача у системі зв'язку з множиною входів, множиною виходів (MIMO), що містить: процесор передаваних даних, виконаний з можливістю кодування і модуляції даних на основі однієї або більше схем кодування і модуляції для забезпечення символів модуляції; і

C2
(13)

84684
(11)

UA
(19)

процесор передачі MIMO, виконаний з можливістю вибору одного або більше каналів передачі у кожній з множини груп каналів передачі з метою використання для передачі даних, для визначення масштабованого коефіцієнта для кожного вибраного каналу передачі так, щоб один або більше вибраних каналів передачі у кожній групі мали подібну якість прийнятого сигналу, і для масштабування кожного символу модуляції на основі масштабованого коефіцієнта для каналу передачі, що використовується для передачі цього символу модуляції.

16. Блок передавача за п. 15, в якому процесор передачі MIMO виконаний з можливістю розподілу повної передаваної потужності по множині груп, при цьому один або більше масштабних коефіцієнтів для одного або більше вибраних каналів передачі у кожній групі визначаються частково на основі передаваної потужності, яка виділена цій групі.

17. Блок передавача за п. 15, в якому процесор передачі MIMO виконаний з можливістю розподілу повної передаваної потужності по множині груп каналів передачі, при цьому кожна група містить всі канали передачі, що відповідають конкретній власній моді каналу MIMO.

18. Блок передавача за п. 15, в якому процесор передачі MIMO додатково виконаний з можливістю попередньої обробки масштабованих символів модуляції.

19. Пристрій для обробки даних для передачі в системі зв'язку з множиною входів, множиною виходів (MIMO), що містить:

засіб для організації множини наявних каналів передачі у множину груп;

засіб для вибору одного або більше каналів передачі у кожній групі для використання для передачі даних; і

засіб для визначення масштабованого коефіцієнта для кожного вибраного каналу зв'язку таким чином, щоб один або більше вибраних каналів передачі у кожній групі мали подібну якість прийнятого сигналу.

20. Пристрій за п. 19, що містить:

засіб для кодування і модуляції даних на основі однієї або більше схем кодування і модуляції для забезпечення символів модуляції; і

засіб для масштабування кожного символу модуляції на основі масштабованого коефіцієнта для каналу передачі, що використовується для передачі цього символу модуляції.

Даний винахід відноситься загалом до передачі даних і, більш конкретно, до методик виконання вибіркової інверсії каналів на кожній власній моді для систем з множиною входів і множиною виходів.

Система зв'язку з множиною входів і множиною виходів (MIMO) використовує множини (N_T) передавальних антен і множини (N_R) приймальних антен для передачі даних. Канал MIMO, сформований N_T передавальними і N_R приймальними антенами, може бути розкладений на N_S незалежних каналів, причому $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Кожний з N_S незалежних каналів також називається просторовим підканалом або власною модою каналу MIMO.

Просторові підканали широкосмужової системи MIMO можуть виявитися у різних станах каналу через різні фактори, такі як завмирання і багатопроменеве поширення. Кожний просторовий підканал може, таким чином, зазнавати частотно-вибіркового завмирання, яке характеризується різними коефіцієнтами посилення каналу на різних частотах повної ширини смуги системи. У припущенні відсутності керування потужністю це приводить до різних значень співвідношення сигналу до шуму і перешкод (SNR) на різних частотах кожного просторового підканалу, який тоді зміг би підтримувати різні швидкості передачі даних для конкретного рівня якості функціонування (наприклад, частота пакетних помилок, що дорівнює 1%).

Для подолання частотно-вибіркового завмирання у широкосмужовому каналі може використовуватися мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM) для ефективного розділення всієї ширини смуги системи на деяку кількість (N_F) піддіапазонів, які також називаються

елементами розрізнення по частоті або підканалами. При реалізації OFDM кожний піддіапазон асоційований з відповідною піднесучою, на якій можуть модулюватися дані. Для системи MIMO, яка використовує OFDM (тобто системи MIMO-OFDM) кожний піддіапазон передачі.

Ключовим фактором у системі кодованого зв'язку є вибір відповідних швидкостей передачі даних і схем кодування і модуляції для використання для передачі даних на основі стану каналу. Головною метою системи є максимізація спектральної ефективності при зниженні складності як для передавача, так і для приймача.

Одна безпосередня методика вибору швидкості передачі даних і схем кодування і модуляції полягає у «бітовому завантаженні» кожного каналу передачі у системі відповідно до його передавальної здатності. Однак дана технологія має декілька істотних недоліків. По-перше, кодування і модуляція окремо для кожного каналу передачі може істотно збільшити складність обробки як на передавачі, так і на приймачі. По-друге, кодування окремо для кожного каналу передачі може істотно збільшити затримку при кодуванні-декодуванні.

Отже, є потреба у розробці технологій для досягнення високої спектральної ефективності у системах MIMO без необхідності проведення кодування окремо для кожного каналу передачі.

Пропонуються методики для виконання вибіркової інверсії каналів на кожній власній моді у системі MIMO для досягнення високої спектральної ефективності при зниженні складності як на передавачі, так і на приймачі. Наявні канали передачі організовані у деяку кількість груп, де кожна група може включати в себе всі канали передачі (або

елементи розрізнення по частоті) для власної моди каналу MIMO. Повна передавана потужність розподіляється по групах шляхом використання конкретної схеми розподілу потужності (наприклад, рівномірного розподілу потужності, розбавлення і т.п.). Вибіркова інверсія каналів потім виконується незалежно для кожної групи, вибраної для використання при передачі даних (тобто з ненульовою виділеною передаваною потужністю). Для кожної такої групи один або більше каналів передачі у групі вибираються для використання і масштабний коефіцієнт визначається для кожного вибраного каналу так, щоб всі вибрані канали для групи інвертувалися і досягали однакової якості прийнятого сигналу (наприклад, SNR прийнятого сигналу).

Різні аспекти і варіанти здійснення винаходу описані нижче з додатковими подробицями. Винахід додатково пропонує способи, програмні коди, процесори цифрової обробки сигналів, блоки передавача, блоки приймача та інші пристрої і елементи, які реалізують різні аспекти, варіанти здійснення і ознаки винаходу, як більш детально описано нижче.

Перелік фігур креслень

Ознаки, суть і переваги даного винаходу стануть більш очевидні з докладного опису, викладеного нижче і взятого у поєднанні з кресленнями, на яких використовується крізна нумерація позицій і де:

Фіг.1 - графічна ілюстрація розкладання по власних значеннях для системи MIMO-OFDM;

Фіг.2 - графіки середньої спектральної ефективності, яка досягається трьома схемами передачі для прикладу системи MIMO 4×4;

Фіг.3 - структурна схема точки доступу і користувальницького терміналу у системі MIMO-OFDM;

Фіг.4 - структурна схема блока передавача у точці доступу; і

Фіг.5 - блок-схема послідовності операцій для обробки даних з використанням вибіркової інверсії каналів на кожній власній моді.

У системі зв'язку MIMO, такий як багатоантенна система безпроводного зв'язку, потоки даних, що передаються від N_T передавальних антен, створюють взаємні перешкоди на приймачі. Одна технологія для подолання цих перешкод полягає у тому, щоб «діагоналізувати» канал MIMO для одержання ряду незалежних каналів.

Модель для системи MIMO може бути представлена виразом:

$$y = Hx + n, \quad (1)$$

де y - вектор з N_R компонентами, $\{y_i\}$ при $i \in \{1, \dots, N_R\}$, для символів, прийнятих N_R приймальними антенами (тобто «прийнятий» вектор);

x - вектор з N_T компонентами, $\{x_j\}$ при $j \in \{1, \dots, N_T\}$, для символів, переданих N_T передавальними антенами (тобто «переданий» вектор);

H - це $(N_R \times N_T)$ матриця характеристики каналу, яка містить передавальні функції (тобто комплексні коефіцієнти посилення) від N_T передавальних антен до N_R приймальних антен; і

n - адитивний білий Гауссівський шум (AWGN) з вектором середніх значень 0 і коваріаційною матрицею $\Delta = \sigma^2 I$, де 0 - вектор з усіма нулями, I - оди-

нична матриця з одиницями по діагоналі і нулями в інших місцях, σ^2 - дисперсія шуму.

Для простоти мається на увазі вузькосмуговий канал з плавним завмиранням. У цьому випадку характеристика каналу може бути представлена постійною комплексною величиною для всієї ширини смуги системи, а елементи матриці H відклику каналу є скалярними величинами. Хоча тут для простоти приймається припущення частотної не-вибіркової, методики, описані тут, можуть поширюватися на частотно-вибіркові канали.

Матриця H характеристики каналу може бути діагоналізована шляхом виконання розкладання по власних значеннях кореляційної матриці для матриці H , яка визначається виразом: $R = H^H H$. Розкладання по власних значеннях кореляційної матриці R розмірністю $(N_T \times N_T)$ може бути представлено як:

$$R = E \Lambda E^H, \quad (2)$$

де E - це унітарна матриця розмірністю $(N_T \times N_T)$, стовпці якої являють собою власні вектори e_i матриці R , $i \in \{1, \dots, N_T\}$;

Λ - це діагональна матриця розмірністю $(N_T \times N_T)$ з компонентами на діагоналі, що відповідають власним значенням λ_i ;

для будь-якої матриці M матриця M^H позначає сполучену транспозицію матриці M .

Унітарна матриця характеризується властивістю $E^H E = I$.

Розкладання по власних значеннях може також виконуватися, використовуючи розкладання по сингулярних числах матриці (SVD), яке відоме з рівня техніки.

Діагональна матриця Λ містить невід'ємні дійсні величини по діагоналі і нулі в інших місцях. Ці діагональні компоненти називаються власними значеннями матриці R і вказують на коефіцієнти посилення по потужності для незалежних каналів каналу MIMO. Число незалежних каналів для системи MIMO з N_T передавальними і N_R приймальними антенами дорівнює числу ненульових власних значень матриці R , $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Ці ненульові власні значення позначаються як $\{\lambda_i\}$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

Не враховуючи обмеження по потужності для N_T передавальних антен, канал може бути діагоналізований шляхом множення унітарної матриці E зліва на вектор «даних» s (або «попередньої обробки») для одержання переданого вектора x . Попередня обробка на передавачі може бути виражена як:

$$x = Es, \quad (3)$$

На приймачі прийнятий вектор y може бути помножений праворуч на $E^H H^H$ (або «оброблений») для одержання оцінки вектора s даних. Обробка для одержання оцінки \hat{s} вектора даних може бути виражена як:

$$\begin{aligned} \hat{s} &= E^H H^H y \\ &= E^H H^H H E s + E^H H^H n \\ &= \Delta s + \hat{n} \end{aligned} \quad (4)$$

де \hat{n} - це AWGN з вектором середніх значень 0 і коваріаційною матрицею $\Delta \hat{n} = \sigma^2 \Delta$.

Як показано у рівнянні (4), попередня обробка на передавачі і обробка на приймачі приводять до того, що вектор \underline{x} даних перетворюється за допомогою ефективної характеристики каналу, представлені матрицею \underline{D} , а також до масштабування шумових елементів. Оскільки \underline{D} є діагональною матрицею, фактично є N_S паралельних каналів, які не створюють взаємних перешкод. Кожний з цих каналів має коефіцієнт посилення, що дорівнює квадрату відповідного власного значення, λ_i^2 , і потужність шуму, яка дорівнює $\sigma^2 \lambda_i$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$, що дає співвідношення сигналу до шуму, що дорівнює X_i/a^2 . Таким чином, коефіцієнт посилення потужності кожного з цих каналів дорівнює власному значенню λ_i , $i \in \{1, \dots, N_S\}$. Паралельний канал і часто називають власною модою і або модою i . Діагоналізація каналу MIMO, як показано у рівняннях (3) і (4), може бути досягнута, якщо передавач забезпечений матрицею \underline{H} характеристики каналу або еквівалентною інформацією.

Розкладання по власних значеннях, описане вище, може також виконуватися для широкопasmового частотно-вибіркового каналу. Для системи MIMO-OFDM широкопasmовий канал ділиться на N_F ортогональних елементів розрізнення по частоті з плавним затуханням або піддіапазонів. Розкладання по власних значеннях може тоді виконуватися незалежно для матриці $\underline{H}(k)$ характеристики каналу для кожного елемента розрізнення по частоті, k , для визначення N_S просторових підканалів або власних мод для цього елемента розрізнення по частоті. Кожний просторовий підканал кожного елемента розрізнення по частоті називається також каналом «передачі».

Модель системи MIMO-OFDM може також виражатися наступною формулою:

$$\underline{y}(k) = \underline{H}(k)\underline{x}(k) + \underline{n}(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\}, \quad (5)$$

де « (k) » означає k -ий елемент розрізнення по частоті.

Розкладання по власних значеннях кореляційної матриці $\underline{R}(k)$ для кожного елемента розрізнення по частоті може виражатися як:

$$\underline{R}(k) = \underline{E}(k)\underline{D}(k)\underline{E}^H(k) \quad (6)$$

Ненульові власні значення для $\underline{R}(k)$ позначені як $\{\lambda_i(k)\}$, $i = \{1, \dots, N_S\}$ і $k = \{1, \dots, N_F\}$. Таким чином, для системи MIMO-OFDM розкладання по власних значеннях для кожного з N_F елементів розрізнення по частоті приводить до N_S просторових підканалів або власних мод для кожного елемента розрізнення по частоті, або до загальної кількості $N_S N_F$ каналів передачі.

Власні значення можуть надаватися у двох формах - у «сортованій» формі і формі «довільного порядку». У сортованій формі N_S власних значень кожного елемента розрізнення по частоті відсортовані у спадному порядку так, що $\{\lambda_1(k) \geq \lambda_2(k) \geq \dots \geq \lambda_{N_S}(k)\}$, де $\lambda_1(k)$ - найбільше власне значення для елемента k розрізнення по частоті і $\lambda_{N_S}(k)$ - найменше власне значення для елемента k розрізнення по частоті. У формі довільного порядку упорядкування власних значень може бути довільним і, крім того, незалежним від частоти. Конкретна форма, вибрана для використання, сортована або довільно-впорядкована, впливає на вибір власних мод для використання для передачі

даних і схеми кодування і модуляції, яка буде використовуватися для кожної вибраної власної моди, як описано нижче.

Фіг.1 графічно представляє розкладання по власних значеннях для системи MIMO-OFDM. Набір діагональних матриць $\underline{D}(k)$, $k = \{1, \dots, N_F\}$ показаний розташованим у порядку вздовж осі 110, яка представляє частотне вимірювання. Власні значення $\{\lambda_i(k)\}$, $i = \{1, \dots, N_S\}$, кожної матриці $\underline{D}(k)$ розташовані по діагоналі матриці. Вісь 112 може, таким чином, розглядатися як така, що представляє просторове вимірювання. Власна мода і для всіх елементів розрізнення по частоті (або просто власна мода i) співвідноситься з набором елементів, $\{\lambda_i(k)\}$ при $k = \{1, \dots, N_F\}$, який характеризує частотну характеристику по всіх N_F елементах розрізнення по частоті для цієї власної моди. Набір елементів $\{\lambda_i(k)\}$ для кожної власної моди показаний заштрихованими квадратами вздовж пунктирної лінії 114. Кожний заштрихований квадрат на Фіг.1 представляє канал передачі. Для кожної власної моди, яка зазнає частотно-вибіркового затухання, елементи $\{\lambda_i(k)\}$ для цієї власної моди можуть бути різними для різних значень k .

Якщо власні значення кожної діагональної матриці $\underline{D}(k)$ відсортовані у порядку спадання, то власній моді 1 (яка також називається головною власною модою) буде відповідати найбільше власне значення $\lambda_1(k)$ у кожній матриці, а власна мода N_S буде включати найменше власне значення, $\lambda_{N_S}(k)$, у кожній матриці.

Внаслідок розкладання по власних значеннях для кожного елемента розрізнення по частоті у системі MIMO-OFDM одержують всього $N_S N_F$ власних значень для $N_S N_F$ каналів передачі по всій ширині смуги. Кожний канал передачі може досягати різного SNR і може мати різні можливості передачі. Різноманітні схеми розподілу потужності (або схеми передачі) можуть використовуватися для розподілу всієї потужності, що передається по цих каналах передачі для досягнення високої загальної спектральної ефективності, яка виражається у бітах за секунду на Герц (біт/с/Гц). Деякі з цих схем описані більш детально нижче.

1. Розбавлення

Схема «розбавлення» може використовуватися для оптимального розподілу всієї потужності, що передається по каналах передачі так, що загальна ефективність використання спектральної смуги максимізується, при обмеженні, що повна передавана потужність на передавачі обмежена величиною P_{total} . Схема розбавлення розподіляє потужність по $N_S N_F$ каналах передачі так, що канали з більш високими значеннями SNR одержують великі частки загальної передаваної потужності. Передавана потужність, виділена заданому каналу передачі, визначається SNR даного каналу, яке задається величиною $\lambda_i(k)/\sigma^2$, де $\lambda_i(k)$ - i -е власне значення у k -ому елементі розрізнення по частоті.

Процедура виконання розбавлення відома з рівня техніки і не описується тут. Результатом розбавлення є характерний розподіл передаваної потужності у кожному з $N_S N_F$ каналів передачі, який позначається як $P_i(k)$, $i = \{1, \dots, N_S\}$ і $k = \{1, \dots,$

N_F }. Розподіл потужності виконується так, щоб задовольнялася наступна умова:

$$P_{\text{total}} = \sum_{k \in K} \sum_{i \in L} P_i(k), \quad (7)$$

Де $L = \{1, \dots, N_S\}$ і $K = \{1, \dots, N_F\}$

На основі розподілених передаваних потужностей $P_i(k)$ при $i = \{1, \dots, N_S\}$ і $k = \{1, \dots, N_F\}$ SNR прийнятого сигналу, $\gamma_i(k)$ для кожного каналу передачі може бути виражено наступним чином:

$$\gamma_i(k) = \frac{P_i(k) \lambda_i(k)}{\sigma^2}, \quad i = \{1, \dots, N_S\} \text{ і } k = \{1, \dots, N_F\} \quad (8)$$

Загальна спектральна ефективність C для $N_S N_F$ каналів передачі може бути потім обчислена на основі безперервної монотонно зростаючої логарифмічної функції для пропускної здатності:

$$C = \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{f=1}^{N_S} \log_2(1 + \gamma_i(k)). \quad (9)$$

У типовій схемі зв'язку повний діапазон значень SNR прийнятих сигналів, які, як очікується, будуть спостерігатися, може бути розділений на ряд піддіапазонів. Кожний піддіапазон може потім бути співвіднесений з конкретною схемою кодування і модуляції, вибраною для одержання найвищої спектральної ефективності при заданій частоті помилок по бітах (BER), частоті кадрових помилок (FER) або частоті пакетних помилок (PER). Розподіл потужності, що відповідає розбавленню, може привести до різних значень SNR прийнятих сигналів для кожного з $N_S N_F$ каналів передачі. Це привело б тоді до використання багатьох різних схем кодування/модуляції для каналів передачі. Кодування/модуляція на кожному каналі передачі збільшує спектральну ефективність за рахунок більшої складності як для передавача, так і для приймача.

2. Вибіркова інверсія каналу, застосована до всіх каналів передачі

Схема «Вибіркової інверсії каналу (BIK, CSI-для-всіх-каналів» виконує вибірку інверсію каналу (BIK) на всіх каналах передачі так, щоб ті канали, які вибрані для використання, досягали приблизно рівних значень SNR прийнятих сигналів на приймачі. Це дозволило б використовувати загальну схему кодування і модуляції для всіх вибраних каналів передачі. Дана схема істотно знижує складність як для передавача, так і для приймача у порівнянні зі схемою розбавлення. Зрівнювання значень SNR прийнятих сигналів може досягатися спочатку вибором всіх або тільки підмножини з $N_S N_F$ наявних каналів передачі для використання для передачі даних. Вибір каналів може приводити до виключення поганих каналів з низькими значеннями SNR. Повна передавана потужність V_{total} тоді розподіляється по вибраних каналах таким чином, що SNR прийнятого сигналу приблизно однакове для всіх вибраних каналів передачі.

Якщо виконується «повна» інверсія каналів для всіх $N_S N_F$ наявних каналів передачі, то повна передавана потужність P_{total} може бути розподілена так, що приблизно однакову потужність сигналу одержують для всіх цих каналів. Приблизна величина передаваної потужності $P_i(k)$ для виділення і-

й власний моді k -го елемента розрізнення по частоті може виражатися як:

$$P_i(k) = \frac{\alpha P_{\text{total}}}{\lambda_i(k)}, \quad (10)$$

де α - це нормувальний множник, що використовується для розподілу повної передаваної потужності між наявними каналами передачі. Цей нормувальний множник α може бути виражений як:

$$\alpha = \frac{1}{\sum_{i \in L} \sum_{k \in K} \lambda_i(k)^{-1}}. \quad (11)$$

Нормувальний множник α забезпечує приблизно однакову потужність прийнятого сигналу для всіх каналів передачі, яка подається величиною αP_{total} . Повна передавана потужність таким чином ефективно розподіляється (нерівномірно) по всіх наявних каналах передачі на основі їх коефіцієнтів посилення по потужності, які задаються власними значеннями $\lambda_i(k)$.

Якщо виконується «вибіркова» інверсія каналів, то тільки ті канали передачі, значення потужності, що приймається, яких знаходяться на рівні або вище визначеного порога β відносно повної потужності, що приймається, вибираються для використання для передачі даних. Канали передачі, рівні потужності, що приймається, для яких падають у діапазон нижче цього порогу, відкидаються і не використовуються. Для кожного вибраного каналу передачі передавана потужність, яка повинна виділятися цьому каналу, визначається як описано вище, так, щоб всі вибрані канали передачі приймалися при приблизно однаковому рівні потужності. Порог β може бути вибраний так, щоб максимізувати спектральну ефективність, або на основі яких-небудь інших критеріїв.

Вибір каналів передачі для використання може здійснюватися наступним чином. Спочатку середній коефіцієнт P_{avg} посилення по потужності обчислюється для всіх наявних каналів передачі і може бути виражений наступним чином:

$$P_{\text{avg}} = \frac{1}{N_F N_S} \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{i=1}^{N_S} \lambda_i(k). \quad (12)$$

Передавана потужність, що підлягає виділенню кожному каналу передачі, може бути виражена як:

$$P_i(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{\alpha} P_{\text{total}}}{\lambda_i(k)}, & \lambda_i(k) \geq \beta P_{\text{avg}} \\ 0, & \text{в іншому випадку} \end{cases} \quad (13)$$

де β - це поріг і $\tilde{\alpha}$ - нормувальний множник, який аналогічний α у рівнянні (11). Однак нормувальний множник $\tilde{\alpha}$ обчислюється тільки по вибраних каналах передачі і може бути виражений як:

$$\tilde{\alpha} = \frac{1}{\sum_{\lambda_i(k) \geq \beta P_{\text{avg}}} \lambda_i(k)^{-1}}. \quad (14)$$

Порог β може бути одержаний як описано нижче (у розділі 3.2.)

Як показано у рівнянні (13), канал передачі вибирається для використання, якщо його власне

значення (або коефіцієнт посилення каналу по потужності) більше або дорівнює порогу потужності (тобто $\lambda_i(k) \geq \beta P_{avg}$). Оскільки нормований множник $\tilde{\alpha}$ обчислюється на основі тільки вибраних каналів передачі, повна передавана потужність P_{total} розподіляється по вибраних каналах передачі на основі коефіцієнтів посилення цих каналів таким чином, щоб всі вибрані канали передачі мали приблизно рівні значення потужності, що приймається, які можуть бути виражені як $\tilde{\alpha} P_{total}$.

Зрівнювання значень SNR прийнятих сигналів для всіх вибраних каналів передачі може, таким чином, бути досягнуте шляхом нерівномірного розподілу повної передаваної потужності по цих каналах. Приблизно рівні значення SNR прийнятих сигналів дозволили б використовувати одну швидкість передачі даних і загальну схему кодування/модуляції для всіх вибраних каналів передачі, що значно знизило б складність.

3. Вибіркова інверсія каналів, застосована на кожній власній моді

Схема «ВІК-на-кожній-власній моді» виконує вибірку інверсію каналів незалежно для кожної власної моди для забезпечення поліпшеного функціонування. У варіанті здійснення $N_s N_F$ каналів передачі організовані у N_s груп так, що кожна група включає в себе всі N_F елементів розрізнення по частоті для заданої власної моди (тобто група i включає в себе просторові підканали для всіх N_F елементів розрізнення по частоті для власної моди i). Таким чином, є одна група для кожної власної моди.

Схема «ВІК-на-кожній-власній моді» включає в себе два етапи. На першому етапі повна передавана потужність P_{total} розподіляється по N_s групах на основі конкретної схеми розподілу потужності. На другому етапі вибірка інверсія каналів виконується незалежно для кожної групи для розподілу виділеної у цій групі передаваної потужності по N_F елементах розрізнення по частоті у цій групі. Кожний з цих етапів описаний більш детально нижче.

3.1. Розподіл потужності по групах

Повна передавана потужність P_{total} може бути розподілена по N_s групах різними шляхами, деякі з яких описані нижче.

У першому варіанті здійснення повна передавана потужність P_{total} розподіляється рівномірно по всіх N_s групах так, щоб всім їм була виділена однакова потужність. Передавана потужність $P_G(i)$, виділена кожній групі, може бути виражена як:

$$P_G(i) = \frac{P_{total}}{N_s}, \quad i \in \{1, \dots, N_s\}. \quad (15)$$

У другому варіанті здійснення повна передавана потужність P_{total} розподіляється по N_s групах на основі розбавлення по всіх наявних каналах передачі. Для цього варіанту здійснення повна передавана потужність P_{total} спочатку розподіляється по всіх $N_s N_F$ каналах передачі, використовуючи розбавлення, як описано вище. На кожний канал передачі виділяється $P_i(k)$, $i \in \{1, \dots, N_s\}$ і $k \in \{1, \dots, N_F\}$. Передавана потужність, виділена кожній групі, може потім бути визначена шляхом підсумовування по передаваних потужностях, виділених

N_F каналам передачі у цій групі. Передавана потужність, виділена групі i , може бути виражена як:

$$P_G(i) = \sum_{k=1}^{N_F} P_i(k), \quad i \in \{1, \dots, N_s\}. \quad (16)$$

У третьому варіанті здійснення повна передавана потужність P_{total} розподіляється по N_s групах на основі розбавлення по всіх групах, використовуючи їх середні по каналах значення SNR. Початково середнє по каналах SNR, $\gamma_{avg}(i)$, для кожної групи визначається як:

$$\gamma_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \frac{\lambda_i(k)}{\sigma^2}, \quad i \in \{1, \dots, N_s\} \quad (17)$$

Потім виконується розбавлення для розподілу повної передаваної потужності P_{total} по N_s групах на основі їх середніх по каналах значень SNR. Передавана потужність, виділена кожній з N_s груп, позначається як $P_G(i)$, $i \in \{1, \dots, N_s\}$.

У четвертому варіанті здійснення повна передавана потужність P_{total} розподіляється по N_s групах на основі розбавлення по всіх групах, використовуючи значення SNR прийнятих сигналів каналів передачі після інверсії каналів. У цьому варіанті здійснення повна передавана потужність P_{total} спочатку розподіляється рівномірно по N_s групах, як показано вище у рівнянні (15), так, що кожній групі виділяється початкове значення передаваної потужності $\tilde{P}_G(i) = P_{total}/N_s$, $i \in \{1, \dots, N_s\}$. Вибіркова інверсія каналів потім виконується незалежно для кожної групи для визначення початкового розподілу потужності, $\tilde{P}_i(k)$, $k = \{1, \dots, N_F\}$, для кожного елемента розрізнення по частоті у групі. SNR прийнятого сигналу, $\tilde{\gamma}_i(k)$, для кожного елемента розрізнення по частоті потім визначається на основі початкового розподілу потужності $\tilde{P}_i(k)$, як показано у рівнянні (8). Середнє SNR прийнятого сигналу $\tilde{\gamma}_{avg}(i)$ для кожної групи потім обчислюється наступним чином:

$$\tilde{\gamma}_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \tilde{\gamma}_i(k), \quad i \in \{1, \dots, N_s\} \quad (18)$$

Потім повна передавана потужність P_{total} розподіляється по N_s групах, використовуючи розбавлення на основі їх середніх значень SNR прийнятого сигналу $\tilde{\gamma}_{avg}(i)$, $i \in \{1, \dots, N_s\}$. Результатами розподілу потужності на основі розбавлення є переглянуті (тобто остаточні) розподіли $P_G(i)$ передаваної потужності, $i \in \{1, \dots, N_s\}$ для N_s груп. Вибіркова інверсія каналів знову виконується незалежно для кожної групи для розподілу розподіленої по групах передаваної потужності $P_G(i)$ по елементах розрізнення по частоті у групі. Кожному елементу розрізнення по частоті потім виділялася б передавана потужність $P_i(k)$ шляхом другої вибіркової інверсії каналів.

Немає необхідності виконувати другу вибірку інверсію каналів для заданої групи, якщо (1) переглянута передавана потужність, виділена групі за допомогою розбавлення, перевищує початковий рівномірний розподіл потужності (тобто $P_G(i) > \tilde{P}_G(i)$), і (2) всі елементи розрізнення по час-

тоті у групі були вибрані для використання при початковій вибірковій інверсії каналів. Для цього конкретного випадку новий розподіл $P_i(k)$ потужності для кожного елемента розрізнення по частоті у групі може бути виражений як:

$$P_i(k) = \frac{P_{G(i)}}{\tilde{P}_{G(i)}} \tilde{P}_i(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\}. \quad (19)$$

Рівняння (19) може використовуватися, тому що (1) всі елементи розрізнення по частоті у групі вже були вибрані для використання і жодний додатковий елемент розрізнення по частоті не може бути вибраний, навіть якщо переглянутий розподіл $P_{G(i)}$ потужності для групи за значенням перевищує початковий розподіл потужності $\tilde{P}_{G(i)}$ і (2) початкова вибірка інверсія каналів вже визначає належний розподіл потужності по елементах розрізнення по частоті у групі для досягнення приблизно рівних значень SNR прийнятих сигналів для цих каналів. У всіх інших випадках вибірка інверсія каналів виконується знову для кожної групи для визначення розподілів передаваної потужності, $P_i(k)$ при $k \in \{1, \dots, N_F\}$, для елементів розрізнення по частоті у групі.

3.2. Вибіркова інверсія каналів, застосована до кожної групи

Після того, як повна передавана потужність P_{total} розподілена по N_S групах, використовуючи будь-яку з описаних вище схем розподілу потужності по групах, вибірка інверсія каналів виконується незалежно для кожної з N_S груп і на N_F елементах розрізнення по частоті всередині кожної групи. Вибіркова інверсія каналів для кожної групи може бути виконана наступним чином.

Спочатку визначають середній коефіцієнт посилення по потужності, $P_{avg}(i)$, для кожної групи як:

$$P_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \lambda_i(k), \quad i \in \{1, \dots, N_S\}. \quad (20)$$

Передавана потужність, виділена k -ому елементу розрізнення по частоті у групі i , може бути виражена як:

$$P_i(k) = \begin{cases} \tilde{\alpha}_i P_{total}, & \lambda_i(k) \geq \beta_i P_{avg}(i) \\ \lambda_i(k), & \text{в іншому випадку} \end{cases} \quad (21)$$

де β_i - це поріг, а $\tilde{\alpha}_i$ - це нормувальний множник для групи i . Нормувальний множник $\tilde{\alpha}_i$ для кожної групи обчислюється тільки по вибраних каналах передачі для даної групи і може виражатися як:

$$\tilde{\alpha}_i = \frac{1}{\sum_{\lambda_i(k) \geq \beta_i P_{avg}(i)} \lambda_i(k)^{-1}} \quad (22)$$

Підсумовування коефіцієнтів посилення потужності інверсних каналів у рівнянні (22) бере до уваги коефіцієнти посилення каналів по всіх вибраних елементах розрізнення по частоті групи i .

Поріг β_i для відбору елементів розрізнення по частоті для використання у кожній групі може бути встановлений на основі різних критеріїв, наприклад, так, щоб оптимізувати спектральну ефективність. В одному варіанті здійснення поріг β_i встано-

влюється на основі коефіцієнтів посилення потужності каналу (або власних значень) і показників спектральної ефективності для вибраних елементів розрізнення по частоті на основі рівномірного розподілу передаваної потужності по елементах розрізнення по частоті у кожній групі, як описано нижче.

Для цього варіанту здійснення визначення значення порога β_i для групи i відбувається наступним чином (причому це визначення виконується незалежно для кожної групи). Спочатку власні значення для всіх N_F елементів розрізнення по частоті у групі ранжуються і розміщуються у списку $G_i(\lambda)$, $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, у порядку спадання, так що $G_i(1) = \max\{\lambda_i(k)\}$ і $G_i(N_F) = \min\{\lambda_i(k)\}$ і $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

Для кожного λ , де $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, обчислюється ефективність використання спектральної смуги для λ кращих елементів розрізнення по частоті, де слово «кращі» відноситься до елементів розрізнення по частоті з найвищими коефіцієнтами посилення по потужності, $G_i(\lambda)$. Це може бути досягнуто наступним чином. По-перше, повна передавана потужність, доступна для груп, $P_{G(i)}$, розподіляється по λ кращих елементах розрізнення по частоті, використовуючи будь-яку з описаних вище схем розподілу потужності. Для простоти використовується схема рівномірного розподілу потужності, і передавана потужність для кожного з λ елементів розрізнення по частоті складає $P_{G(i)}/\lambda$. Потім SNR прийнятого сигналу для кожного з λ елементів розрізнення по частоті обчислюється за формулою:

$$\gamma_i^\lambda(j) = \frac{P_{G(i)} G_i(j)}{\sigma_\lambda^2}, \quad j \in \{1, \dots, \lambda\}. \quad (23)$$

Потім спектральна ефективність $C_i(\lambda)$ для λ кращих елементів розрізнення по частоті у групі i обчислюється за формулою:

$$C_i(\lambda) = \rho \sum_{j=1}^{\lambda} \log_2(1 + \gamma_i^\lambda(j)), \quad (24)$$

де ρ - це масштабний коефіцієнт, що використовується для того, щоб враховувати недоліки схеми кодування і модуляції, вибраної для використання.

Спектральна ефективність $C_i(\lambda)$ обчислюється для кожного значення λ , де $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, і зберігається у масиві. Після того, як всі N_F значень $C_i(\lambda)$ обчислені для N_F можливих комбінацій вибраних елементів розрізнення по частоті, переглядається масив значень спектральної ефективності, і визначається найбільше значення $C_i(\lambda)$. Тоді значення λ , λ_{max} , що відповідає найбільшому значенню $C_i(\lambda)$, являє собою кількість елементів розрізнення по частоті, яка забезпечує максимальну спектральну ефективність для оцінюваних станів каналу і при використанні рівномірного розподілу передаваної потужності.

Оскільки власні значення для N_F елементів розрізнення по частоті у групі i ранжуються у порядку спадання у списку $G_i(\lambda)$, спектральна ефективність збільшується у міру того, як для використання вибирається більше елементів розрізнення по частоті, доки не досягається оптимальна точка,

після якої спектральна ефективність зменшується, оскільки більше від передаваної потужності даної групи виділяється гіршим елементам розрізнення по частоті. Таким чином, замість обчислення спектральної ефективності $C_i(\lambda)$ для всіх можливих значень λ , спектральна ефективність $C_i(\lambda)$ для кожного нового значення λ може порівнюватися зі спектральною ефективністю $C_i(\lambda-1)$ для попереднього значення λ . Обчислення може бути закінчене, якщо досягнута оптимальна спектральна ефективність, яка визначається тим, що $C_i(\lambda) < C_i(\lambda-1)$.

Тоді поріг β_i може бути виражений формулою:

$$\beta_i = \frac{G_i(\lambda_{\max})}{P_{\text{avg}}(i)}, \quad (25)$$

де $P_{\text{avg}}(i)$ визначається, як показано у рівнянні (20).

Поріг β_i може також бути встановлений на основі деякого іншого критерію або деякої іншої схеми розподілу потужності (замість рівномірного розподілу).

Вибіркова інверсія каналів описана більш детально у [Заявці на Патент США №09/860,274, поданій 17 травня 2001р., №09/881,610, поданій 14 червня 2001р., №09/892,379, поданій 26 червня 2001, причому всі три заявки озаглавлені «Method and Apparatus for Processing Data for Transmission in a Multi-Channel Communication System Using Selective Channel Inversion»], передані правонаступнику даної заявки і включені у даний опис за допомогою посилання.

Виконання вибіркової інверсії каналів незалежно для кожної групи приводить до набору розподілів передаваної потужності, $P_i(k)$ при $k \in \{1, \dots, N_F\}$, для N_F елементів розрізнення по частоті у кожній групі. Вибіркова інверсія каналів може привести до того, що менш ніж N_F елементів розрізнення по частоті будуть вибрані для використання для будь-якої заданої групи. Невибраним елементам розрізнення по частоті не буде виділятися передавана потужність (тобто $P_i(k)=0$ для цих елементів). Розподіли потужності для вибраних елементів розрізнення по частоті такі, що на цих елементах досягаються приблизно однакові значення SNR прийнятих сигналів. Тоді це дозволяє використовувати одну швидкість передачі даних і загальну схему кодування/модуляції для всіх вибраних елементів розрізнення по частоті у кожній групі.

У випадку сортованої форми власні значення $\lambda_i(k)$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$, для кожної діагональної матриці $D(k)$ сортуються так, що діагональні елементи з меншими індексами, як правило, більші. Власна мода 1 тоді відповідала б найбільшому власному значенню у кожній з N_F діагональних матриць, власна мода 2 відповідала б другому по величині власному значенню, і т.д. Для сортованої форми, навіть хоча інверсія каналів виконується по всіх N_F елементах розрізнення по частоті, власні моди з більш низькими індексами з малою ймовірністю будуть мати дуже багато поганих елементів розрізнення по частоті (якщо взагалі такі будуть), і займає передавана потужність не використовується для поганих елементів.

Якщо використовується принцип розбавлення для розподілу повної передаваної потужності по N_S власних модах, то число власних мод, вибраних для використання, може бути скорочене при низьких значеннях SNR. Сортована форма таким чином має ту перевагу, що при низьких значеннях SNR кодування і модуляція додатково спрощуються за допомогою скорочення числа власних мод, вибраних для використання.

Для форми довільного упорядкування власні значення для кожної діагональної матриці $D(k)$ довільно упорядковані (розташовані у довільному порядку). Це може привести до менших варіацій у середніх значеннях SNR прийнятих сигналів для всіх власних мод. У цьому випадку менш ніж N_S загальних схем кодування і модуляції можуть використовуватися для N_S власних мод.

В одній схемі передачі, якщо група повинна використовуватися для передачі даних, то вибираються всі N_F елементів розрізнення по частоті у цій групі (тобто треба, щоб будь-яка активна власна мода була повною власною модою). Частотно-вибіркового характеру власної моди може бути надзвичайно посиленням, якщо один або декілька елементів розрізнення по частоті ігноруються при використанні. Це більше частотно-вибіркового замирання може обумовити більш високий рівень міжсимвольних перешкод (ISI), тобто явища, при якому кожний символ у прийнятому сигналі діє як спотворення для наступних символів у цьому прийнятому сигналі. Тоді може бути потрібне зрівнювання на приймачі для послаблення негативного впливу спотворення ISI. Цього зрівнювання можна уникнути шляхом виконання повної інверсії каналів на всіх елементах розрізнення по частоті кожної власної моди, яка вибрана для використання. Ця схема передачі може вигідним чином використовуватися у поєднанні з сортованою формою і розподілом потужності за принципом розбавлення, оскільки, як вказувалося вище, мало ймовірно, що власні моди з більш низькими індексами матимуть дуже багато поганих елементів розрізнення по частоті.

Фіг.2 представляє графіки середньої спектральної ефективності, одержані за допомогою трьох схем передачі на прикладі системи MIMO 4×4 з повною передаваною потужністю $P_{\text{total}}=4$. Три графіки показані на Фіг.2 для трьох схем передачі: (1) розподіл потужності за принципом розбавлення по всіх каналах передачі, (2) вибіркова інверсія каналів, застосована до всіх каналів передачі (BIK-для-всіх-каналів), і (3) вибіркова інверсія каналів, застосована до кожної власної моди незалежно (BIK-на-кожній-власній моді) з повною передаваною потужністю, розподіленою по чотирьох групах з використанням принципу розбавлення на основі середніх по каналах значень SNR.

Середня спектральна ефективність показана як функція робочого SNR, яке визначається як $\gamma_{\text{op}}=1/\sigma^2$. Фіг.2 демонструє, що розподіл потужності за принципом розбавлення (графік 210) дає найвищу спектральну ефективність, як очікувалося. Ефективність схеми «BIK-для-всіх-каналів» (графік 230) приблизно на 2,5дБ гірше, ніж для оптимальної схеми розбавлення при спектральній ефектив-

ності 156біт/с/Гц. Однак використання схеми «ВІК-для-всіх-каналів» приводить до значно більш низької складності як для передавача, так і для приймача, оскільки для всіх вибраних каналів передачі може використовуватися одна і та ж швидкість передачі даних і загальна схема кодування/модуляції. Ефективність схеми «ВІК-на-кожній-власній моді» (графік 220) приблизно на 1,5дВ гірше, ніж для схеми розбавлення і на 1,0дВ краще, ніж для схеми «ВІК-для-всіх-каналів» при спектральній ефективності 156біт/с/Гц. Цей результат є очікуваним, оскільки схема «ВІК-на-кожній-власній моді» комбінує розбавлення з вибірковою інверсією каналів. Хоча схема «ВІК-на-кожній-власній моді» є більш складною, ніж схема «ВІК-для-всіх-каналів», вона менш складна, ніж схема розбавлення, і дозволяє досягти порівнянної ефективності.

Фіг.3 представляє блок-схему варіанту здійснення точки 310 доступу і терміналу 350 користувача у системі 300 MIMO-OFDM.

У точці 300 доступу дані трафіку (тобто інформаційні біти) від джерела 312 даних доставляються на процесор 314 передаваних даних, який кодує, перемежує і модулює дані для забезпечення символів модуляції. Процесор 320 передачі MIMO додатково обробляє символи модуляції для забезпечення заздалегідь оброблених символів, які потім мультиплексуються зі службовими даними і доставляються на N_t модуляторів (322a-322t), один на кожну передавальну антену. Кожний модулятор 322 обробляє відповідний потік заздалегідь оброблених символів для генерування модульованого сигналу, який потім передається за допомогою відповідної антени 324.

На користувацькому терміналі 350 модульовані сигнали, що передаються від N_t антен 324a-324t, приймаються N_R антенами 352a-352g. Прийнятий сигнал від кожної антени 352 доставляється на відповідний демодулятор 354. Кожний демодулятор 354 готує (наприклад, фільтрує, посилює і перетворює з пониженням частоти) і оцифровує прийнятий сигнал для забезпечення потоку вибірок, і додатково обробляє вибірки для забезпечення потоку прийнятих символів. Потім процесор 360 прийому MIMO обробляє N_R потоків прийнятих символів для забезпечення N_t потоків відновлених символів, які є оцінками символів модуляції, відправлених точкою доступу.

Обробка для зворотного тракту від користувацького терміналу до точки доступу може бути подібна до або відмінна від обробки для прямого тракту. Зворотний тракт може використовуватися для відправки інформації про стан каналу (CSI) від користувацького терміналу назад до точки доступу. CSI використовується у точці доступу для вибору належних схем кодування і модуляції для використання і виконання вибіркової інверсії каналів.

Контролери 330 і 370 керують роботою у точці доступу і користувацькому терміналі, відповідно. Запам'ятовуючі пристрої 332 і 372 забезпечують зберігання програмних кодів і даних, що використовуються контролерами 330 і 370, відповідно.

Фіг.4 представляє блок-схему варіанту здійснення блока 440 передавача, який є варіантом здійснення відповідної передавачу частини точки 310 доступу, як показано на Фіг.3. Блок 400 передавача може також використовуватися для користувацького 350 терміналу.

У процесорі 314 передаваних даних декодер/проріджувач (блок виключення символів) 412 приймає і кодує дані трафіку (тобто інформаційні біти) відповідно до однієї або більше схем кодування для забезпечення кодованих бітів. Потім каналний перемежувач 414 перемежує кодовані біти на основі однієї або більше схем перемежування для забезпечення комбінації часового, просторового і/або частотного рознесення. Потім елемент 416 відображення символів відображає перемежувані дані відповідно до однієї або більше схем модуляції (наприклад, QPSK, M-PSK, M-QAM і т.д.) для забезпечення символів модуляції.

Кодування і модуляція для N_s груп можуть виконуватися різними шляхами. В одному варіанті здійснення використовується окрема схема кодування і модуляції для кожної групи каналів передачі, для яких застосовується вибіркова інверсія каналів. У цьому варіанті здійснення окремий набір з декодера, перемежувача і елемента відображення символів можна використовувати для кожної групи. В іншому варіанті здійснення для всіх груп використовується загальна схема кодування, за якою йдуть проріджувач змінної частоти і окрема схема модуляції для кожної групи. Цей варіант здійснення знижує складність обладнання як на передавачі, так і на приймачі. В іншому варіанті здійснення решіткове кодування і турбокодування також можуть використовуватися для кодування інформаційних бітів.

У процесорі 320 передачі MIMO оцінки імпульсної характеристики каналу MIMO направляються у блок 422 швидкого перетворення Фур'є (FFT) як послідовність матриць вибірок у часовій ділянці, $\hat{H}(n)$. Блок 422 FFT потім виконує FFT на кожному наборі з N_F матриць $\hat{H}(n)$ для одержання відповідного набору з N_F оцінних матриць $\hat{H}(k)$ частотної характеристики каналу, $k=\{1, \dots, N_F\}$.

Блок 424 потім виконує розкладання по власних значеннях для кожної матриці $\hat{H}(k)$ для одержання унітарної матриці $\underline{E}(k)$ і діагональної матриці $\underline{D}(k)$, як описано вище. Діагональні матриці $\underline{D}(k)$ доставляються на блок 430 розподілу потужності, а унітарні матриці $\underline{E}(k)$ доставляються на просторовий процесор 450.

Блок 430 розподілу потужності розподіляє повну передавану потужність P_{total} по N_s групах, використовуючи будь-яку зі схем розподілу потужності по групах, описаних вище. Це приводить до розподілів потужності $P_G(i)$, $i=\{1, \dots, N_s\}$, для N_s груп. Блок 430 потім виконує вибірку інверсію каналів незалежно для кожної групи на основі виділеної цій групі передаваної потужності $P_G(i)$. Це приводить до розподілів потужності $P_i(k)$, $k=\{1, \dots, N_F\}$, для N_F елементів розрізнення по частоті у

кожній групі, де $P_i(k)$ може дорівнювати нулю для одного або більше елементів у кожній групі (якщо не потрібно, щоб будь-яка активна власна мода була повною власною модою). Блок 432 виконує розбавлення для розподілу повної передаваної потужності і блок 434 виконує вибірку інверсію каналів для кожної групи. Розподіли потужності $P_i(k)$ для всіх каналів передачі подаються на блок 440 масштабування сигналів.

Блок 440 приймає і масштабує символи модуляції на основі розподілів потужності для одержання масштабованих символів модуляції. Масштабування сигналів для кожного символу модуляції може бути виражене наступним чином:

$$s'_i(k) = s_i(k) \sqrt{P_i(k)}, \quad i \in \{1, \dots, N_S\}, \quad k \in \{1, \dots, N_F\}, \quad (26)$$

де $s_i(k)$ - символ модуляції, який повинен передаватися на власній моді і елемента k розрізнення по частоті $s'_i(k)$ - відповідний масштабований символ модуляції, $\sqrt{P_i(k)}$ масштабний коефіцієнт для цього символу для досягнення інверсії каналів.

Потім просторовий процесор 450 здійснює попередню обробку масштабованих символів модуляції на основі унітарних матриць $E(k)$ для одержання заздалегідь оброблених символів, що виражається наступним чином:

$$\underline{x}(k) = E(k) \underline{s}(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\}, \quad (27)$$

де $\underline{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ \dots \ s_{N_T}(k)]^T$, $\underline{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_{N_T}(k)]^T$, і $\underline{x}(k)$ - заздалегідь оброблений символ, який повинен надсилатися на елементі k розрізнення по частоті передавальної антени і. Якщо $N_S < N_T$, то $\underline{s}(k)$ включав би в себе N_S ненульових компонентів, а інші $N_T - N_S$ компоненти були б нульові.

Мультиплексор 452 приймає і мультиплексує службові дані із заздалегідь обробленими символами. Службові дані можуть передаватися на всіх каналах передачі або на підмножині цих каналів, і використовуються на приймачі для оцінки каналу MIMO. Мультиплексор 452 забезпечує один потік заздалегідь оброблених символів на кожному модуляторі 322 OFDM.

У кожному модуляторі 322 OFDM блок зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT) приймає заздалегідь оброблений потік символів і виконує зворотне швидке перетворення Фур'є для кожного набору з N_F символів для N_F елементів розрізнення по частоті для одержання відповідного представлення у часовій ділянці, яке називається символом OFDM. Для кожного символу OFDM генератор циклічного префікса повторює частину символу OFDM для формування відповідного символу передачі. Циклічний префікс гарантує те, що символ передачі зберігає свої ортогональні властивості при наявності розкиду затримок внаслідок багатопроменевого поширення. Блок передавача потім перетворює символи передачі в один або більше аналогових сигналів і додатково обробляє (наприклад, посилює, фільтрує, або перетворює з підвищенням частоти) аналогові сигнали для генерування модульованого сигналу, який потім передається відповідною антеною 324.

Фіг.5 представляє блок-схему послідовності операцій варіанту здійснення процесу 500 обробки даних з використанням вибіркової інверсії каналів на кожній власній моді. Спочатку дані, які повинні передаватися, кодуються і модулюються на основі однієї або більше схем кодування і модуляції (етап 512).

Наявні канали передачі організовуються у ряд груп, де кожна група може включати всі елементи розрізнення по частоті для заданої власної моди (етап 514). (Кожна група може також бути визначена так, щоб вона включала в себе елементи розрізнення по частоті для множини власних мод, або тільки підмножину елементів розрізнення по частоті для однієї власної моди). Повна передавана потужність потім розподіляється по групах, використовуючи конкретну схему розподілу потужності по групах (етап 516).

Потім вибірка інверсія каналів виконується незалежно для кожної групи. Для кожної групи, вибраної для використання (тобто з ненульовою виділеною передаваною потужністю), один або більше елементів розрізнення по частоті у групі вибираються для використання для передачі даних на основі передаваної потужності, виділеної цій групі (етап 518). Альтернативно можуть бути вибрані всі елементи розрізнення по частоті у групі, якщо дана група повинна використовуватися. Масштабний коефіцієнт потім визначається для кожного вибраного елемента розрізнення по частоті так, щоб всі вибрані елементи розрізнення по частоті для кожної групи мали однакову якість прийнятого сигналу, яка кількісно може бути виражена за допомогою SNR прийнятого сигналу, прийнятої потужності або якої-небудь іншої міри (етап 520).

Кожний символ модуляції потім масштабується за допомогою масштабного коефіцієнта для елемента розрізнення по частоті, що підлягає використанню для передачі даного символу модуляції (етап 522). Масштабовані символи модуляції можуть бути додатково заздалегідь оброблені для діагоналізації каналу MIMO (етап 524). Заздалегідь оброблені символи додатково обробляються і передаються.

Для ясності вище були описані конкретні варіанти здійснення. Зміни у цих варіантах здійснення та інших варіантах здійснення можуть також бути можливі на основі ідей, викладених тут. Наприклад, не є необхідним використовувати схему «ВІК-на-кожній-власній моді» з просторовою обробкою (тобто попередньою обробкою) на передавачі. Інші методики можуть також використовуватися для того, щоб діагоналізувати канал MIMO без виконання попередньої обробки на передавачі. Деякі такі методики описані у [Заявці на Патент США №09/003,087, озаглавленій «Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System», поданій 6 листопада 2001р.], переданій правласнику даної заявки і включений у даний опис за допомогою посилання. Якщо просторова обробка не виконується на передавачі, то вибірка інверсія каналів може застосовуватися на передавальній антені або якому-небудь іншому блоці групи.

Вибіркова інверсія каналів може виконуватися на передавачі на основі оцінної матриці $\hat{H}(k)$ характеристики каналу, як описано вище. Вибіркова інверсія каналів може також виконуватися на приймачі на основі коефіцієнтів посилення каналу, значень SNR прийнятих сигналів або якої-небудь іншої міри якості прийнятого сигналу. У будь-якому випадку, передавач забезпечується достатньою інформацією про стан каналу (CSI) у будь-якій формі, так що він може визначити (1) конкретну швидкість передачі даних і схему кодування і модуляції для використання для кожної власної моди, і (2) передавану потужність (або масштабний коефіцієнт) для використання для кожного вибраного каналу передачі так, щоб канали у кожній групі мали подібну якість сигналу на приймачі (тобто для інвертування вибраних каналів передачі).

Описані тут методики можуть також використовуватися для виконання вибіркової інверсії каналів на групах, які, як визначено, являють собою щось відмінне від єдиної власної моди. Наприклад, група може бути визначена так, щоб вона включала в себе елементи розрізнення по частоті для багатьох власних мод або тільки деякі з елементів розрізнення по частоті для однієї або більше власних мод і т.д.

Для ясності, методики для виконання вибіркової інверсії каналів на кожній власній моді були описані спеціально для системи MIMO-OFDM. Ці методики можуть також використовуватися для системи MIMO, яка не використовує OFDM. Крім того, хоча визначені варіанти здійснення були спеціально описані для прямої лінії зв'язку, ці технології можуть також застосовуватися для зворотної лінії зв'язку.

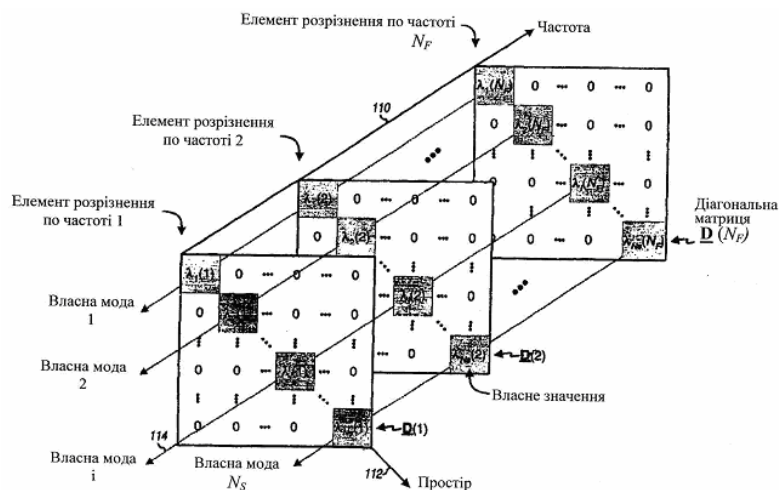
Методики, описані тут, можуть бути реалізовані різними засобами. Наприклад, дані методики можуть бути реалізовані в апаратному забезпеченні, програмному забезпеченні або в їх комбінації. Для апаратної реалізації елементи, що використовуються для здійснення будь-якої методики або комбінації методик, можуть бути реалізовані у ме-

жах однієї або більше спеціалізованих інтегральних схем (ASIC), процесорів цифрової обробки сигналів (DSP), пристроїв цифрової обробки сигналів (DSPD), програмованих логічних пристроїв (PLD), програмованих користувачем вентильних матриць (FPGA), процесорів, контролерів, мікроконтролерів, мікропроцесорів, інших електронних блоків, призначених для виконання описаних тут функцій або їх комбінацій.

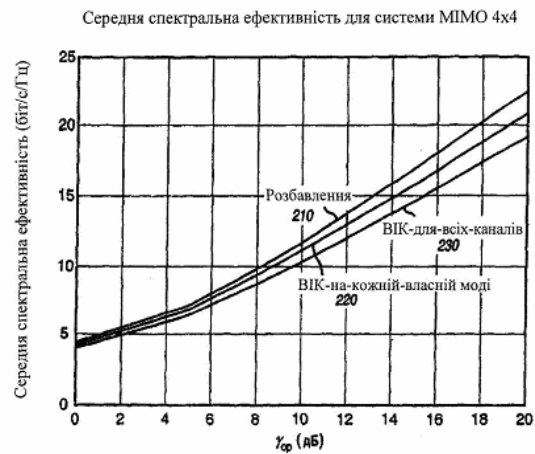
Для програмної реалізації методики, описані тут, можуть бути реалізовані модулями (наприклад, процедурами, функціями і т.п.), які виконують описані тут функції. Коди програмного забезпечення можуть зберігатися у запам'ятовуючому пристрої (наприклад, запам'ятовуючому пристрої 332 або 372 на Фіг.3) і виконуватися процесором (наприклад, контролером 330 або 370). Запам'ятовувачий пристрій може бути реалізований у складі процесора або бути зовнішнім по відношенню до процесора, причому у даному випадку він може бути підключений до процесора для обміну даними за допомогою різних засобів, відомих з рівня техніки.

Заголовки включені тут для посилань і щоб допомогти у знаходженні визначених розділів. Дані заголовки не призначені для обмеження об'єму понять, описаних під ними, і ці поняття можуть мати застосовність в інших розділах по всьому опису.

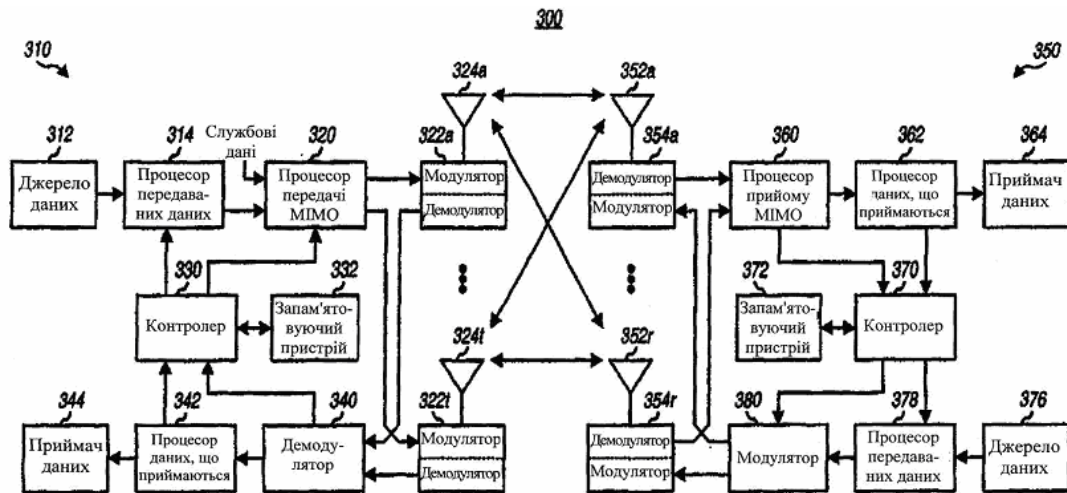
Викладений вище опис розкритих варіантів здійснення подається для надання можливості будь-якому фахівцеві у даній галузі здійснити або використати даний винахід. Різні модифікації цих варіантів здійснення будуть очевидні фахівцям у даній галузі, і загальні принципи, визначені тут, можуть застосовуватися до інших варіантів здійснення без відступу від суті винаходу і не виходячи за межі об'єму винаходу. Таким чином, даний винахід не передбачається бути обмеженим варіантами здійснення, представленими тут, але повинен відповідати найширшому об'єму, який узгоджується з принципами і новими ознаками, розкритими тут.



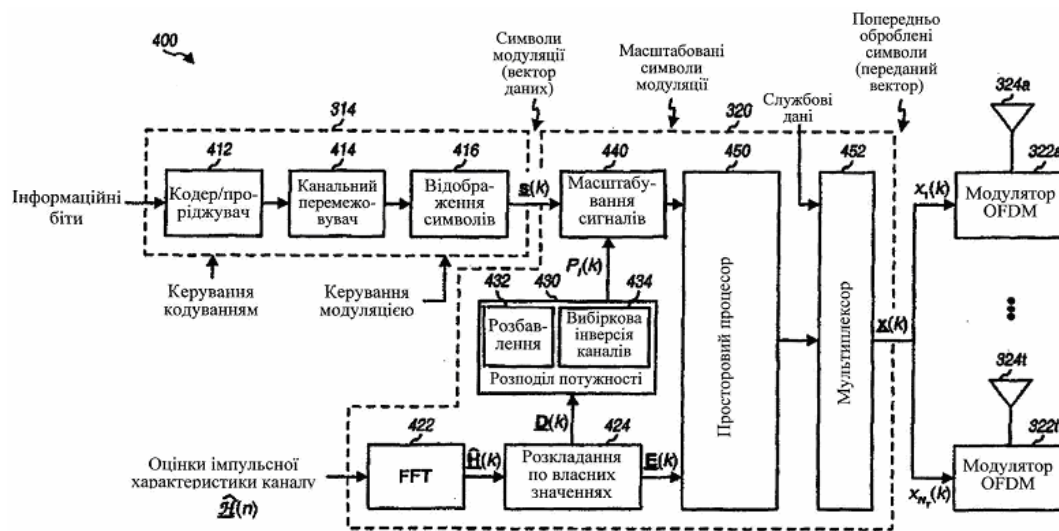
Фіг.1



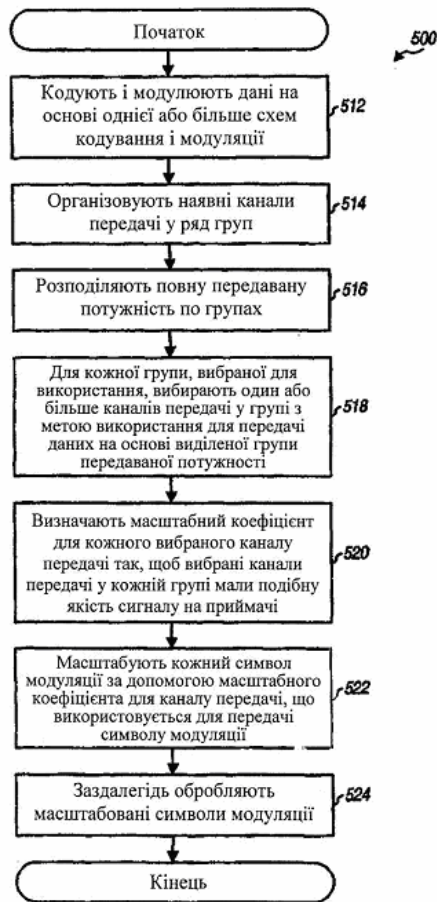
Фиг.2



Фиг.3



Фиг.4



Фіг.5