

Даний винахід загалом відноситься до передачі даних, і більш конкретно, до технологій для виконання регулювання швидкості передачі даних по численних паралельних каналах у багатоканальній системі зв'язку.

Система багатоканального зв'язку використовує численні «паралельні канали» для передачі даних. Ці паралельні канали можуть бути сформовані у часовій ділянці, частотній ділянці, просторовій ділянці або їх поєднанні. Наприклад, численні паралельні канали можуть бути сформовані різними часовими інтервалами у системах зв'язку з мультіплексною передачею з часовим розділенням або ущільненням каналів (TDM), різними частотними піддіапазонами у системі зв'язку з мультіплексною передачею з частотним розділенням або ущільненням каналів (FDM), різними неперетинними множинами піддіапазонів у системі зв'язку з ортогональним мультіплексуванням розподілу частоти (OFDM) або різними просторовими каналами у системі зв'язку з множиною входів і множиною виходів (MIMO). Системи з TDM, FDM, OFDM і MIMO описані нижче більш детально.

Численні паралельні канали можуть піддаватися різним канальним умовам (наприклад, різним ефектам затримки, багатопроменевому поширенню і взаємних перешкод) і можуть досягати різних співвідношень сигнал/шум (SNR). SNR паралельного каналу визначає його пропускну здатність, яка типово кількісно визначена конкретною швидкістю передачі даних, з якою вони можуть бути надійно передані по паралельному каналу. Якщо SNR змінюється від паралельного каналу до паралельного каналу, то підтримувана швидкість передачі даних також повинна змінюватися від каналу до каналу. Більш того, оскільки канальні умови типово змінюються з часом, то швидкості передачі даних, підтримувані численними паралельними каналами також змінюються з часом.

Регулювання швидкості є значною проблемою у багатоканальній системі зв'язку, яка безперервно піддається зміні канальних умов. Регулювання швидкості спричиняє регулювання швидкості передачі даних кожного з численних паралельних каналів на основі стану канальних умов. Метою регулювання швидкості може бути максимізація сумарної пропускну здатності по численних паралельних каналах при відповідності визначеним вимогам якості, які можуть бути кількісно визначені конкретною частотою появи помилок пакету (PER) або яким-небудь іншим критерієм.

Отже, у даній галузі техніки існує необхідність у технологіях для ефективного виконання регулювання швидкості численних паралельних каналів, які мають змінні SNR.

У даному патентному документі описані технології з виконання регулювання швидкості замкненим контуром для передачі даних по численних паралельних каналах. Керування швидкістю замкненим контуром може бути успішно виконане за допомогою одного або більше контурів. Внутрішній контур оцінює канальні умови для лінії зв'язку і вибирає відповідну швидкість передачі даних для кожного з численних паралельних каналів (наприклад, щоб досягати високої загальної пропускну здатності). Зовнішній контур (який є необов'язковим) оцінює якість пересилань даних, що приймаються по численних паралельних каналах, і настраює дію внутрішнього контуру.

Для внутрішнього контуру канальні оцінки спочатку одержані для численних паралельних каналів (наприклад, на основі контрольних символів, що приймаються). Оцінки каналу можуть включати в себе оцінки коефіцієнта посилення каналу для численних піддіапазонів кожного паралельного каналу, оцінку мінімального рівня шуму на приймальному пристрої і так далі. Відповідний «режим передачі» потім вибраний для кожного паралельного каналу на основі (1) потужності передачі, виділеної для паралельного каналу, (2) оцінок каналу для паралельного каналу, (3) SNR-компенсації, передбаченої зовнішнім контуром для паралельного каналу та (4) іншої інформації, передбаченої зовнішнім контуром. Режим передачі вказує, серед іншого, визначену швидкість передачі даних для використання по паралельному каналу. SNR-компенсація служить ознакою величини запасу для використання у паралельному каналі і впливає на вибір режиму передачі для паралельного каналу. Інша інформація із зовнішнього контуру може наказувати внутрішньому контуру вибирати режим передачі зі швидкістю передачі даних, меншою, ніж нормально вибрана для паралельного каналу, наприклад, якщо надмірна кількість помилок пакету прийнята для паралельного каналу. Передавач і приймач обробляють дані для кожного паралельного каналу відповідно до режиму передачі, вибраного для паралельного каналу. Для зовнішнього контуру, приймач оцінює якість пересилань даних, прийнятих за допомогою численних паралельних каналів. Наприклад, приймач може визначати статус кожного прийнятого пакету даних (наприклад, як хороший або поганий, як описано нижче), одержувати метрики декодера для кожного потоку даних, оцінювати SNR, що приймається, для кожного паралельного каналу і так далі. Зовнішній контур потім настраює роботу внутрішнього контуру для кожного паралельного каналу на основі оціненої якості, що приймається, для цього паралельного каналу. Наприклад, зовнішній контур може настраювати SNR-компенсацію для кожного паралельного каналу, щоб досягати запланованої інтенсивності помилок пакету (PER) для такого паралельного каналу. Зовнішній контур може також наказувати внутрішньому контуру вибирати режим передачі з меншою швидкістю передачі даних для паралельного каналу, якщо надмірна кількість помилок пакету виявлена для такого паралельного каналу.

Різні аспекти і варіанти здійснення винаходу також описані нижче більш детально.

Ознаки, суть і переваги даного винаходу будуть ставати більш очевидними з докладного опису, викладеного нижче, при сприйнятті у поєднанні з кресленнями, на яких подібні номери позицій відповідно ідентифікують по всьому об'єму опису, і на яких:

Фіг.1 показує передавач і приймач у багатоканальній системі зв'язку з регулюванням швидкості замкненим контуром для N_C паралельних каналів;

Фіг.2 показує механізм регулювання швидкості замкненим контуром;

Фіг.3 показує зразкову послідовність операцій для передачі N_C потоків даних по N_C паралельних каналах, використовуючи N_C режимів передачі, вибраних регулюванням швидкості замкненим контуром;

Фіг.4 показує зразкову послідовність операцій для зовнішнього контуру;

Фіг.5 показує зразкову TDD-систему з MIMO-OFDM;

Фіг.6 показує структуру кадру, що використовується у TDD-системі з MIMO-OFDM;

Фіг.7 показує послідовність операцій для передачі численних потоків даних на численних широкосмугових

власних модах по низхідній і висхідній лініях зв'язку у TDD-системі з MIMO-OFDM;

Фіг.8 показує послідовність операцій для вибору N_s режимів передачі для N_s широкосмугових власних мод;

Фіг.9A і 9B показують точку доступу і користувальницький кінцевий пристрій у TDD-системі з MIMO-OFDM для передачі по низхідній і висхідній лініях зв'язку відповідно;

Фіг.10 показує передавальну підсистему;

Фіг.11 показує приймальну підсистему; і

Фіг.12A і 12B показують зразкові часові діаграми для регулювання швидкості замкненим контуром для низхідної і висхідної ліній зв'язку відповідно.

Слово «зразковий» використане у даному патентному документі, щоб означати «такий, що служить як приклад, окремий випадок або ілюстрація». Будь-який варіант здійснення або конструктивне рішення, описані у даному патентному документі як «зразкові» не обов'язково повинні тлумачитися як переважні або корисні у порівнянні з іншими варіантами здійснення або конструктивними рішеннями.

Використовуваний у даному патентному описі вираз «регулювання швидкості» визначає порядок регулювання швидкості передачі даних кожного з паралельних каналів на основі каналних умов. Швидкість передачі даних для кожного паралельного каналу визначена режимом передачі, вибраним для використання по такому паралельному каналу. Регулювання швидкості, таким чином, може бути успішно виконане керуванням режимами передачі, що використовуються для численних паралельних каналів.

Фіг.1 показує структурну схему передавача 110 і приймача 150 у багатоканальній системі 100 зв'язку з регулюванням швидкості замкненим контуром для N_c паралельних каналів, де $N_c > 1$. N_c паралельних каналів можуть бути сформовані різними способами, як описано нижче. Для передачі по низхідній лінії зв'язку (від базової станції до рухомого об'єкта), передавач 110 є точкою доступу, приймач 150 є користувальницьким кінцевим пристроєм, перша лінія 148 зв'язку є низхідною лінією зв'язку (тобто, прямою лінією), і друга лінія 152 зв'язку є висхідною лінією зв'язку (тобто, зворотною лінією). Для передачі по висхідній лінії зв'язку, передавач 110 є користувальницьким кінцевим пристроєм, приймач 150 є точкою доступу, а перша і друга лінії зв'язку є висхідною і низхідною лініями зв'язку відповідно.

На передавачі 110, передавальний (TX) пристрій обробки 120 даних приймає N_c потоків даних, один потік для кожного з N_c паралельних каналів. Кожний паралельний канал асоціативно пов'язаний з точно визначеним режимом передачі, що служить ознакою множини параметрів передачі, для використання для такого паралельного каналу. Режим передачі може служити ознакою (або може бути асоціативно пов'язаний з) конкретної швидкості передачі даних, конкретної схеми кодування або ступеня кодування (співвідношення довжини початкового блоку даних до довжини його кодованого представлення), конкретної схеми ущільнення і так далі, які повинні бути використані для передачі даних. Зразкова множина режимів передачі надана далі у таблиці 2. Для кожного паралельного каналу швидкість передачі даних вказана регулюванням швидкості передачі даних, схема кодування вказана регулюванням кодування і схема модуляції вказана регулюванням модуляції. Ці регулювання надані контролером 130 і вироблені на основі режиму передачі, вибраного для кожного паралельного каналу, використовуючи інформацію зворотного зв'язку, одержану від приймача 150 і, можливо, іншої інформації (наприклад, оцінок каналу), одержаної передавачем 110.

TX-пристрій 120 обробки даних кодує, ущільнює і модулює кожний потік даних відповідно до режиму передачі, вибраного для його паралельного каналу, щоб надавати відповідний потік символів модуляції. TX-пристрій 120 обробки даних надає N_c потоків символів модуляції для N_c потоків даних. Блок 122 передачі (TMTR) потім обробляє N_c потоків символів модуляції способом, заданим системою. Наприклад, блок 122 передачі може виконувати OFDM-обробку для системи з OFDM, просторову обробку для системи з MIMO, або обидві просторову і OFDM обробки для системи з MIMO-OFDM (яка є системою з MIMO, що вживає OFDM). Контрольний сигнал також переданий, щоб сприяти приймачу 150 у виконанні числа функцій, таких як оцінка, захоплення, частотна і часова синхронізація, когерентна демодуляція каналу, і так далі. Передавальний блок 122 мультиплексує символи контрольного сигналу з символами модуляції для кожного паралельного каналу, обробляє мультиплексовані символи і надає модульовані сигнали кожній антені, що використовується для передачі даних. Кожний модульований сигнал потім переданий за допомогою першої лінії 148 зв'язку приймачу 150. Перша лінія 148 зв'язку спотворює кожний модульований сигнал відповідно до частотної характеристики конкретного каналу і додатково псує модульований сигнал (1) адитивним Гауссівським шумом (шумом з нормальним розподілом), що має дисперсію N_0 і (2), можливо, взаємними перешкодами від інших передавачів.

На приймачі 150, переданий сигнал(и) прийнятий однією або множиною антен, і прийнятий сигнал від кожної антени наданий приймальному (RCVR) блоку 160. Приймальний блок 160 приводить у потрібний стан і цифрує кожний прийнятий сигнал, щоб надавати відповідний потік відліків. Приймальний блок 160 додатково обробляє відліки способом, який є компліментарним по відношенню до виконаного передавальним блоком 122, щоб надавати N_c потоків «відновлених» сигналів, які є оцінками N_c потоків модульованих символів, надісланих передавачем 110.

Приймальний (RX) пристрій 162 обробки даних потім обробляє N_c відновлених потоків символів відповідно до N_c режимів передачі, вибраних для N_c паралельних каналів, щоб одержувати N_c декодованих потоків даних, які є оцінками N_c потоків даних, надісланих передавачем 110. Обробка RX-пристроєм 162 обробки даних може включати в себе демодуляцію, розуцільнення і декодування. RX-пристрій 162 обробки даних може додатково надавати статус кожного прийнятого пакету даних і/або метрик декодера для кожного декодованого потоку даних.

Приймальний блок 160 надає прийняті по N_c паралельних каналах контрольні символи пристрою 164 оцінки каналу. Пристрій 164 оцінки каналу обробляє ці прийняті контрольні символи, щоб одержувати оцінки каналу для N_c паралельних каналів. Оцінки каналу можуть включати в себе, наприклад, оцінки коефіцієнта посилення, оцінку дисперсії N_0 шуму, і так далі. Дисперсія N_0 шуму, яка є мінімальним рівнем шумів, що спостерігається на приймачі 150, включає в себе каналний шум, шум ланцюгів приймача, взаємну перешкоду

(тобто, перехресну перешкоду) від інших передавальних сутностей, і так далі.

Пристрій 166 вибору режиму передачі (TM) приймає оцінки каналу від пристрою 164 оцінки каналу і, можливо, статус пакету і/або метрики декодера від TX-пристрою 162 обробки даних. Пристрій 166 вибору режиму передачі обчислює робочий рівень SNR для кожного з N_C паралельних каналів на основі оцінок каналу і SNR-компенсації для такого паралельного каналу. Пристрій 166 вибору режиму передачі потім вибирає відповідний режим передачі для кожного паралельного каналу на основі робочого рівня SNR та інформації зовнішнього контуру для паралельного каналу. Вибір режиму передачі детально описаний нижче.

Контролер 170 приймає N_C вибраних режимів передачі, з TM 1 по TM N_C , з пристрою 166 вибору режиму передачі і статус пакету з RX-пристрою обробки даних (не показаний). Контролер 170 потім компонує інформацію зворотного зв'язку для передавача 110. Інформація зворотного зв'язку може включати в себе N_C вибраних режимів передачі для N_C паралельних каналів, повідомлення (ACK) і/або негативні повідомлення (NAK) для прийнятих пакетів даних, контрольний сигнал і/або іншу інформацію. Інформація зворотного зв'язку потім надіслана через другу лінію 152 зв'язку передавачу 110. Передавач 110 використовує інформацію зворотного зв'язку, щоб налаштувати обробку N_C потоків даних, що надсилаються приймачу 150. Наприклад, передавач 110 може налаштувати швидкість передачі даних, схему кодування, схему модуляції або будь-які їх поєднання для кожного з N_C потоків даних, що надсилаються по N_C паралельних каналах приймачу 150. Інформація зворотного зв'язку використана, щоб збільшити ефективність системи за допомогою надання можливості даним бути переданими при найкращих відомих налаштуваннях, що підтримуються першою лінією 148 зв'язку.

У варіанті здійснення, показаному на Фіг.1, оцінка каналу і вибір режиму передачі виконані приймачем 150, і N_C режимів передачі, вибраних для N_C паралельних каналів, відправлені назад передавачу 110. В інших варіантах здійснення, оцінка каналу і вибір режиму передачі можуть бути виконані (1) передавачем 110 на основі інформації зворотного зв'язку, одержаної від приймача 150 і/або іншої інформації одержаної передавачем 110, або (2) спільно обома передавачем 110 і приймачем 150.

Фіг.2 показує структурну схему варіанту здійснення механізму 200 регулювання швидкості замкненим контуром, який включає в себе внутрішній контур 210, який працює у поєднанні з іншим зовнішнім контуром 220. Для простоти, робота внутрішнього контуру 210 і зовнішнього контуру 220 показана тільки для одного паралельного каналу x на Фіг.2. Взагалі, та ж обробка може бути виконана незалежно для кожного з N_C паралельних каналів.

Для внутрішнього контуру 210, пристрій 164х оцінки каналу оцінює каналні умови для паралельного каналу x і надає оцінки каналу (наприклад, оцінки коефіцієнта посилення каналу і оцінку мінімального рівня шуму). Пристрій 174 вибору у межах пристрою 166х вибору обчислює SNR, що приймається, для паралельного каналу x на основі (1) оцінок каналу з пристрою 164х оцінки каналу і (2) SNR-компенсації і/або налаштування режиму передачі для паралельного каналу x з пристрою 172 оцінки якості. Для зрозумілості, SNR, що приймається, символічно показане як таке, що надається пристроєм 164х оцінки каналу пристрою 174 вибору на Фіг.2. Пристрій 174 вибору потім вибирає режим передачі для паралельного каналу x на основі прийнятої інформації, як описано нижче. Вибраний режим передачі для паралельного каналу x включений в інформацію зворотного зв'язку, надіслану контролером 170 передавачу. На передавачі контролер 130 приймає вибраний режим передачі для паралельного каналу x і визначає регулювання швидкості передачі даних, кодування і модуляції для паралельного каналу x . Дані потім оброблені відповідно до цього регулювання TX-пристроєм 120х обробки даних, додатково мультимплексовані з символами контрольного сигналу і приведені у необхідний стан передавальним блоком 122х, і надіслані приймачу. Оцінка каналу і вибір режиму передачі можуть бути виконані періодично заплановані моменти часу, кожного разу, коли виявлені зміни у лінії зв'язку, тільки коли необхідно (наприклад, до або під час передачі даних) або в інший час.

Зовнішній контур 220 оцінює якість передачі даних, що приймаються по паралельному каналу x , і налаштує роботу внутрішнього контуру 210 для паралельного каналу x . Прийняті символи даних для паралельного каналу x оброблені RX-пристроєм 162х обробки даних, і статус кожного прийнятого пакету по паралельному каналу x і/або метрики декодера надані пристрою 172 оцінки якості. Метрики декодера можуть включати в себе закодовану частоту появи помилок символу (SER), закодовану метрику потужності, модифіковану метрику Ямомото (для згорткового декодера), мінімальне або усереднене логарифмічне співвідношення подібності (LLR) серед бітів у декодованому пакеті (для швидкого декодера), і так далі. Закодованою SER є частота появи помилок серед символів, що приймаються від приймального блока 160, і закодованих символів, які одержують за допомогою обробки (наприклад, перекодування, ремодуляції і так далі) декодованих даних з RX-пристрою 162 обробки даних. Модифікована метрика Ямомото служить ознакою довіри декодованим даним і одержана на основі відмінності між вибраним (найкращим) шляхом через решітку для згорткового декодування і наступним найближчим шляхом через решітку. Мінімальне або усереднене LLR може також бути використане як ознака довіри до декодованих даних. Ці метрики декодера, які служать ознакою довіри якості передачі даних, прийнятих по паралельному каналу x , відомі у даній галузі техніки.

Зовнішній контур 220 може передбачати різні типи інформації, яка використовується, щоб регулювати роботу внутрішнього контуру 210. Наприклад, зовнішній контур 220 може передбачати SNR-компенсацію для кожного паралельного каналу. SNR-компенсація використана в обчисленні робочого SNR для паралельного каналу, як описано нижче. Робоче SNR потім надане таблиці відповідності (LUT) 176 і використане для вибору режиму передачі по паралельному каналу. SNR-компенсація таким чином впливає на вибір режиму передачі. Зовнішній контур 220 може також передбачати налаштування режиму передачі для кожного паралельного каналу. Ця настройка може наказувати внутрішньому контуру 210 вибрати режим передачі з нижчою швидкістю передачі даних для паралельного каналу. Налаштування режиму передачі безпосередньо впливає на вибір режиму передачі. SNR-компенсація і налаштування режиму передачі - це два механізми для керування роботою внутрішнього контуру 210. Зовнішній контур 220 може також бути призначений для надання інших типів налаштувань для внутрішнього контуру 210. Для простоти, тільки SNR-компенсація і налаштування режиму передачі описані нижче. Зовнішній контур 220 може налаштувати SNR-компенсацію і/або режим передачі різними

способами, деякі з яких описані нижче.

У першому варіанті здійснення, SNR-компенсація і/або режим передачі для кожного паралельного каналу настроєні на основі помилок пакету, виявлених для потоку даних, прийнятого по такому паралельному каналу. Потік даних може бути переданий пакетами, блоками, кадрами або деякими іншими одиницями даних. (Для простоти, пакет використаний у даному патентному документі замість одиниці даних.) Кожний пакет може бути кодований кодом з виявленням помилки (наприклад, код контролю за допомогою циклічного надмірного коду (CRC)), який надає приймачу можливість виявляти, був пакет декодований вірно або з помилкою. Кожний паралельний канал може бути асоціативно пов'язаний з конкретною цільовою частотою появи помилок пакету (PER) (наприклад, PER 1%). Пристрій 172 оцінки якості приймає статус кожного прийнятого пакету і цільову PER для паралельного каналу x , і настроює SNR-компенсацію для паралельного каналу x відповідно. Наприклад, SNR-компенсація для паралельного каналу x може бути ініціалізована нулем на початку передачі даних по паралельному каналу x . SNR-компенсація може згодом бути зменшена на Δ_{DN} для кожного хорошого пакету і збільшена на Δ_{CP} для кожного поганого пакету, де Δ_{DN} і Δ_{CP} можуть бути вибрані на основі цільової PER і бажаної постійної часу (часу відгуку) для зовнішнього контуру. SNR-компенсація типово є додатним значенням або нулем, але також може бути і від'ємним значенням (наприклад, щоб брати до уваги високу початкову оцінку SNR, що приймається). Як альтернатива або додатково, пристрій 172 оцінки якості може передбачати вказівку на настройку режиму передачі для паралельного каналу x на наступну нижчу швидкість передачі даних, наприклад, якщо послідовність помилок пакету виявлена на паралельному каналі x . SNR-компенсація і/або настройка режиму передачі з пристроєм 172 оцінки якості використані пристроєм 174 вибору, щоб вибирати режим передачі для паралельного каналу x .

У другому варіанті здійснення SNR-компенсація і/або режим передачі для кожного паралельного каналу настроєні на основі метрик декодера для такого паралельного каналу. Метрики декодера для кожного паралельного каналу можуть бути використані, щоб оцінювати якість передачі даних, які приймаються по такому паралельному каналу. Якщо конкретна метрика декодера для даного паралельного каналу гірша, ніж порогова величина, вибрана для такої метрики, то SNR-компенсація і/або режим передачі для такого паралельного каналу можуть бути настроєні відповідно.

У третьому варіанті здійснення, SNR-компенсація і/або режим передачі для кожного паралельного каналу настроєні на основі прийнятого SNR і необхідного SNR для такого паралельного каналу. SNR, що приймається, для кожного паралельного каналу може бути визначене на основі символів, що приймаються, контрольний сигнал, для такого паралельного каналу. Система може підтримувати множину режимів передачі (наприклад, які показані у таблиці 2), і кожний підтримуваний режим передачі вимагає різного мінімального SNR, щоб досягати цільової PER. Пристрій 172 оцінки якості може визначати допустиме відхилення SNR для паралельного каналу x , яке є різницею між прийнятим SNR і необхідним SNR для паралельного каналу x . Якщо припустиме відхилення SNR для паралельного каналу x є від'ємним значенням, то режим передачі може бути настроєний на наступну нижчу швидкість передачі даних.

Третій варіант здійснення може також бути використаний для конструктивного рішення, за допомогою якого пакет демультимплексується і передається через численні паралельні канали. Якщо пакет прийнятий з помилкою, то може бути неможливим визначити (тільки з прийнятого пакету), який або які з паралельних каналів є причиною того, що пакет приймається з помилкою. Якщо ніяка інша інформація не доступна, то може бути необхідним настроювати N_C SNR-компенсацій і/або N_C режимів передачі для всіх N_C паралельних каналів, наприклад так, що наступна нижча швидкість передачі даних використана для кожного паралельного каналу. Це може мати результатом надмірну величину зниження у загальній швидкості передачі даних. Однак, використовуючи третій варіант здійснення, паралельний канал з найменшим відхиленням SNR може бути допущений як пакет, що виявився причиною помилки, і режим передачі для цього паралельного каналу може бути настроєний на наступну нижчу швидкість передачі даних.

Зовнішній контур може також настроювати роботу внутрішнього контуру іншими способами, і це знаходиться у межах об'єму винаходу. Взагалі, зовнішній контур працює на швидкості, яка може бути вища або нижча, ніж швидкість внутрішнього контуру. Наприклад, настройка SNR-компенсації зовнішнім контуром може бути залежною від багатьох прийнятих пакетів. Зовнішній контур може також настроювати швидкість передачі даних у межах регулярно запланованих обчислень внутрішнього контуру. Таким чином, в залежності від свого визначеного конструктивного рішення і способу роботи, зовнішній контур типово має більший вплив на роботу внутрішнього контуру для триваліших передач даних. Для пульсуючих передач, зовнішній контур може не мати значного або якого-небудь впливу на роботу внутрішнього контуру.

Фіг.3 показує блок схему послідовності 300 операцій для передачі N_C потоків даних по N_C паралельних каналів, що використовує N_C режимів передачі, вибраних регулюванням швидкості замкненим контуром. Послідовність 300 операцій може бути реалізована, як показано на Фіг.1 і 2. У вихідному положенні, приймач оцінює коефіцієнти посилення каналу і мінімального рівня шуму, N_0 , для N_C паралельних каналів (етап 312). Приймач потім вибирає режим передачі для кожного з N_C паралельних каналів на основі оцінок коефіцієнта посилення, оцінки мінімального рівня шумів, та інформації зовнішнього контуру (якщо має місце) для кожного паралельного каналу (етап 314). Інформація зовнішнього контуру може включати в себе SNR-компенсацію і/або настройку режиму передачі для кожного з N_C паралельних каналів. Вибір режиму передачі описаний нижче. Приймач надсилає N_C вибраних режимів передачі для N_C паралельних каналів, як інформацію зворотного зв'язку, передавачу (етап 316).

Передавач кодує і модулює N_C потоків даних відповідно до N_C вибраних режимів передачі (одержаних від приймача), щоб надавати N_C потоків символів модуляції (етап 322). Передавач потім обробляє і передає N_C потоків символів модуляції по N_C паралельних каналах приймачу (етап 324).

Приймач обробляє сигнали даних, які передаються, прийняті по N_C паралельних каналах від передавача і одержує N_C потоків відновлених символів (етап 332). Приймач додатково обробляє N_C потоків відновлених символів відповідно до N_C вибраних режимів передачі, щоб одержати N_C потоків декодованих даних (етап 334). Приймач також оцінює якість передачі даних, що приймаються по кожному з N_C паралельних каналів,

наприклад, на основі статусу пакету, метрик декодера, SNR, що приймаються, і так далі (етап 336). Приймач потім надає інформацію зовнішнього контуру для кожного з N_C паралельних каналів на основі оціненої якості для передачі даних, що приймаються по такому паралельному каналу (етап 338). На Фіг.3, етапи з 312 по 324 включно можуть бути розглянуті як частина внутрішнього контуру, а етапи з 332 по 338 включно можуть бути розглянуті як частина зовнішнього контуру.

Фіг.4 показує блок-схему зразкової послідовності 400 операцій, яка може бути виконана для зовнішнього контуру. Статус пакетів даних, прийнятих по кожному з N_C паралельних каналів одержаний і використаний, щоб настроювати SNR-компенсацію і/або режим передачі для такого паралельного каналу (етап 412). Метрики декодера для кожного з N_C паралельних каналів можуть також бути одержані і використані, щоб настроювати SNR-компенсацію і/або режим передачі для такого паралельного каналу (етап 414). SNR, що приймається, для кожного з N_C паралельних каналів може також бути одержане для кожного паралельного каналу і використане для обчислення допустимого відхилення SNR для такого паралельного каналу. Допустимі відхилення SNR для N_C паралельних каналів можуть бути використані, щоб настроювати режими передачі для паралельних каналів, якщо виявлені помилки пакету (етап 416). Зовнішній контур може реалізовувати будь-який з або будь-яке поєднання етапів, показаних на Фіг.4, в залежності від його визначеного конструктивного рішення.

Технології регулювання швидкості замкненням контуром, описані у даному патентному документі, можуть бути використані для різних типів багатоканальних систем зв'язку, що мають численні паралельні канали, які можуть бути використані для передачі даних. Наприклад, дані технології можуть бути використані для систем з TDM, систем з FDM, OFDM-орієнтованих систем, систем з MIMO, систем з MIMO, які вживають OFDM (тобто, систем з MIMO-OFDM), і так далі.

Система з TDM може передавати дані у кадрах, кожний з яких може бути з конкретною часовою тривалістю. Кожний кадр може включати в себе численні (N_{TS}) сегменти, які можуть бути призначені різними ознаками сегмента. N_C паралельних каналів можуть бути сформовані N_{TS} сегментами у кожному кадрі, де $N_C \leq N_{TS}$. Кожний з N_C паралельних каналів може включати в себе один або численні сегменти. N_C каналів вважаються «паралельними» навіть якщо вони не передаються одночасно.

Система з FDM може передавати дані в (N_{SB}) частотних піддіапазонах, які можуть бути довільно розташовані з інтервалами. Кожний з N_C паралельних каналів може бути сформований за допомогою N_{SB} піддіапазонів, де $N_C \leq N_{SB}$. Кожний з N_C паралельних каналів може включати в себе один або численні піддіапазони.

Система з OFDM використовує OFDM, щоб ефективно сегментувати повний частотний діапазон системи на численні (N_F) ортогональні піддіапазони, які можуть також бути вказані посиланням як тональні, збірні і частотні канали. Кожний піддіапазон асоціативно пов'язаний з відповідною несучою, яка може бути модульована даними. N_C паралельних каналів можуть бути сформовані за допомогою N_F піддіапазонів, де $N_C \leq N_F$. N_C паралельних каналів сформовані за допомогою N_C неперетинних множин з одного або більше піддіапазонів. N_C множин розчленовані так, що кожний з N_F піддіапазонів призначений тільки одній множині (і таким чином одному паралельному каналу), якщо взагалі призначений. Система з OFDM може бути розглянута як спеціальний тип системи з FDM.

Система з MIMO застосовує численні (N_T) передавальні антени і численні (N_R) приймальні антени для передачі даних і позначена як (N_T , N_R)-система. MIMO-канал, сформований за допомогою N_T передавальних і N_R приймальних антен, складений з просторових каналів, які можуть бути використані для передачі даних, де $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Кількість просторових каналів визначена характеристичною матрицею \underline{H} каналу, яка описує залежність між N_T передавальними і N_R приймальними антенами. Для простоти, подальший опис допускає, що характеристична матриця \underline{H} є повноранговою. У цьому випадку кількість просторових каналів встановлена як $N_S = N_T \leq N_R$. N_C паралельних каналів може бути сформовано за допомогою N_S просторових каналів, де $N_C \leq N_S$. Кожний з N_C паралельних каналів може включати в себе один або численні просторові канали.

Система з MIMO-OFDM має N_S просторових каналів для кожного з N_F піддіапазонів. N_C паралельних каналів можуть бути сформовані за допомогою N_S просторових каналів, кожний з N_F піддіапазонів, де $N_C \leq N_F \leq N_S$. Кожний з N_C паралельних каналів може включати в себе один або численні просторові канали з одного або численних піддіапазонів (тобто, будь-яку комбінацію з просторових каналів і піддіапазонів). Для систем з MIMO і з MIMO-OFDM, N_C паралельних каналів можуть також бути сформовані за допомогою N_T передавальних антен, де $N_C \leq N_T$. Кожний з N_C паралельних каналів може бути асоціативно пов'язаний з однією або численними передавальними антенами для передачі даних.

Для систем з MIMO і з OFDM дані можуть бути передані по N_S просторових каналах різними способами. Для системи з MIMO з частковою інформацією про стан каналу (частковою CSI), дані передані по N_S просторових каналах без якої-небудь просторової обробки на передавачі і з просторовою обробкою на приймачі. Для систем з MIMO з повною CSI, дані передані по N_S просторових каналах з просторовою обробкою і на передавачі, і на приймачі. Для систем з MIMO з повною CSI, розкладання по власних значеннях або розкладання по особливих значеннях можуть бути виконані по характеристичній матриці \underline{H} каналу, щоб одержати N_S «власних мод» MIMO-каналу. Дані передані на N_S власних модах, які є ортогональними просторовими каналами.

Технології регулювання швидкості замкненням контуром, описані у даному патентному документі, можуть бути використані для дуплексних систем з часовим розділенням (TDD-систем), також як і для дуплексних систем з частотним розділенням (FDD-систем). Для TDD-системи, низхідна і висхідна лінії зв'язку розділяють використання одного і того ж частотного діапазону і, ймовірно, повинні спостерігати схожі ефекти замирання і багатопроменового поширення. Таким чином, частотна характеристика каналу кожної лінії може бути оцінена на основі контрольного сигналу, прийнятого або по одній, або по іншій лінії. Для FDD-системи, низхідна і висхідна лінії зв'язку використовують різні частотні діапазони і, ймовірно, повинні спостерігати різні ефекти замирання і багатопроменового поширення. Частотна характеристика для кожної лінії може бути оцінена на

основі контрольного сигналу такої лінії.

Технології регулювання швидкості замкненим контуром можуть бути використані для систем з MIMO як з частковою CSI, так і з повною CSI. Ці технології також можуть бути використані для низхідної лінії зв'язку так само, як і для висхідної.

Технології регулювання швидкості замкненим контуром далі описані детально для зразкової багатоканальної системи зв'язку, яка є TDD-системою з MIMO-OFDM з повною CSI. Для простоти, у подальшому описі, термін «власна мода» і «широкосмугова власна мода» використані, щоб позначати випадок, коли зроблена спроба ортогоналізувати просторові канали, навіть якщо це не може бути повністю успішним через, наприклад, незавершену оцінку каналу.

1. TDD-система з MIMO-OFDM

Фіг.5 показує зразкову TDD-систему 500 з MIMO-OFDM з деякою кількістю точок доступу 500 (AP), які підтримують зв'язок для кількості користувальницьких кінцевих пристроїв 520 (UT). Для простоти, тільки дві точки доступу, 510a і 510b, показані на Фіг.5. Точка доступу може також бути вказана посиланням як базова станція, базова приймально-передавальна система, вузол B, або деякою іншою термінологією. Користувальницький кінцевий пристрій може бути стаціонарним або мобільним, і також може бути вказаний посиланням як термінал доступу, мобільна станція, обладнання користувача (UE), безпроводний пристрій, або деякою іншою термінологією. Кожний користувальницький кінцевий пристрій може зв'язуватися з однією або, можливо, з численними точками доступу по низхідній і/або висхідній ліній зв'язку у будь-який заданий момент. Системний контролер 530 приєднується до точок 510 доступу і передбачає координування і керування для цих точок доступу.

Фіг.6 показує зразкову структуру 600 кадру, яка може бути використана у TDD-системі 500 з MIMO-OFDM. Передача даних відбувається по елементах TDD-кадрів, кожний з яких захоплює конкретну тривалість часу (наприклад, 2мс). Кожний TDD-кадр розділений на фазу низхідної і фазу висхідної ліній зв'язку, і кожна фаза додатково розділена на численні сегменти для численних транспортних каналів. У варіанті здійснення, показаному на Фіг.6, транспортні канали низхідної лінії зв'язку включають в себе широкомовний канал (BCH), прямий канал керування (FCH) і прямий канал (FCH), а транспортні канали висхідної лінії зв'язку включають в себе зворотний канал (RCH) і канал з довільним доступом (RACH).

У фазі низхідної лінії зв'язку, BCH-сегмент 610 використаний, щоб передавати BCH-модуль 612 даних протоколу (PDU), який включає в себе контрольний сигнал 614 виклику, контрольний MIMO-сигнал 616 і BCH-повідомлення 618. Контрольний сигнал виклику є контрольним сигналом, що передається від всіх антен, і використаний для часового і частотного захоплення. Контрольний MIMO-сигнал є контрольним сигналом, що передається від всіх антен, але з різними ортогональними кодами для кожної антени, для того щоб надати можливість користувальницьким кінцевим пристроям окремо ідентифікувати антени. Контрольний сигнал MIMO використаний для оцінки каналу. BCH-повідомлення несе параметри системи для користувальницьких кінцевих пристроїв. FCH-сегмент 620 використаний, щоб передавати один PDU FCH, який несе призначення для ресурсів низхідної і висхідної ліній зв'язку (наприклад, вибрані режими передачі для низхідної і висхідної ліній зв'язку) та іншу сигналізацію для користувальницьких кінцевих пристроїв. FCH-сегмент 630 використаний, щоб передавати один або більше PDU FCH 632 по низхідній лінії зв'язку. Різні типи PDU FCH можуть бути визначені. Наприклад, PDU FCH 632a включає в себе керований опорний сигнал 634a і пакет даних 636a, а PDU FCH 632b включає в себе тільки пакет даних 636b. Керований опорний сигнал є контрольним сигналом, який переданий по спеціальній широкосмуговій власній моді (як описано нижче) і використаний для оцінки каналу.

У фазі висхідної лінії зв'язку, RCH-сегмент 640 використаний, щоб передавати один або більше PDU RCH 642 по висхідній лінії зв'язку. Різні типи PDU RCH можуть також бути визначені. Наприклад, PDU RCH 642a включає в себе тільки пакет даних 646a, а PDU RCH 642b включає в себе керований опорний сигнал 644b і пакет даних 646b. RACH-сегмент 650 використаний користувальницьким кінцевим пристроєм, щоб одержувати доступ до системи і надсилати короткі повідомлення по висхідній лінії зв'язку. PDU RACH 652 може бути надісланий у RACH-сегменті 650 і включає в себе контрольний сигнал (наприклад, керований опорний сигнал) 654 і повідомлення 656.

Фіг.6 показує зразкову структуру кадру для TDD-системи. Інші структури кадру можуть також бути використані, і це знаходиться у межах об'єму винаходу.

1. Просторова обробка

Для системи з MIMO OFDM, частотна характеристика каналу між точкою доступу і користувальницьким кінцевим пристроєм може бути охарактеризована множиною характеристичних матриць каналу $H(k)$, для $k \in K$, де K являє собою множину всіх цікавлячих піддіапазонів (наприклад, $K=\{1, \dots, N_F\}$). Для TDD-системи з MIMO-OFDM зі спільно використовуваним частотним діапазоном, частотним характеристикам каналу низхідної і висхідної ліній зв'язку може бути дозволено бути оборотними по відношенню одна до одної. Це означає, що якщо $H(k)$ являє собою характеристичну матрицю каналу від антенного масиву A до антенного масиву B для піддіапазону k , то оборотний канал передбачає, що сполучення від масиву B до масиву A задане за допомогою $H^T(k)$, де A^T означає транспонування A.

Однак, частотні характеристики передавальних і приймальних ланок у точці доступу типово відрізняються від частотних характеристик передавальних і приймальних ланок на користувальницькому кінцевому пристрої. Може бути виконане калібрування, щоб одержати поправкові матриці, що використовуються для урахування відмінностей у частотних характеристиках. За допомогою цих поправкових матриць «калібрована» характеристика каналу низхідної лінії зв'язку, $H_{cdn}(k)$, якої додержується користувальницький кінцевий пристрій, є транспонуванням «каліброваної» характеристики каналу висхідної лінії зв'язку, $H_{cup}(k)$, якої додержується точка доступу, тобто $H_{cdn}(k)=H_{cup}^T(k)$, для $k \in K$. Для простоти, подальший опис допускає, що частотні характеристики каналу низхідної і висхідної ліній зв'язку калібровані і оборотні по відношенню одна до одної.

По низхідній лінії зв'язку, контрольний MIMO-сигнал може бути переданий точкою доступу (наприклад, у

ВСН-сегменті 610) і використаний користувальницьким кінцевим пристроєм, щоб одержувати оцінку каліброваної частотної характеристики каналу низхідної лінії зв'язку, $\hat{H}_{\text{cdn}}(k)$, для $k \in K$. Користувальницький кінцевий пристрій може оцінювати калібровану частотну характеристику каналу висхідної лінії зв'язку як $\hat{H}_{\text{cup}}(k) = \hat{H}_{\text{cdn}}(k)$. Користувальницький кінцевий пристрій може виконувати розкладання по особливих значеннях матриці $\hat{H}_{\text{cup}}(k)$ для кожного піддіапазону k , як викладено нижче:

$$\hat{H}_{\text{cup}}(k) = \hat{U}_{\text{ap}}(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{V}_{\text{ut}}^H(k), \text{ для } k \in K \quad (1)$$

де $\hat{U}_{\text{ap}}(k) - (N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$ - унітарна матриця лівих власних векторів матриці $\hat{H}_{\text{cup}}(k)$;

$\hat{\Sigma}(k) - (N_{\text{ap}} \times N_{\text{ut}})$ - діагональна матриця особливих значень матриці $\hat{H}_{\text{cup}}(k)$;

$\hat{V}_{\text{ut}}(k) - (N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$ - унітарна матриця правих власних векторів матриці $\hat{H}_{\text{cup}}(k)$;

\hat{A}^H - спряжене транспонування \hat{A} ;

N_{ap} - кількість антен у точці доступу; і

N_{ut} - кількість антен на користувальницькому кінцевому пристрої.

Подібним чином, розкладання по особливих значеннях матриці $\hat{H}_{\text{cdn}}(k)$ може бути виражене як:

$$\hat{H}_{\text{cdn}}(k) = \hat{V}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{U}_{\text{ap}}^*(k), \text{ для } k \in K \quad (2)$$

де $\hat{V}_{\text{ut}}^*(k)$ і $\hat{U}_{\text{ap}}^*(k)$ - унітарні матриці відповідно лівих і правих власних векторів матриці $\hat{H}_{\text{cdn}}(k)$ і «*» означає комплексне спряження. Розкладання по особливих значеннях описане Гілбертом Странгом (Gilbert Strang) у книзі, озаглавленій «Linear Algebra and Its Applications», Second Edition, Academic Press, 1980 («Лінійна алгебра та її додатки», друге видання, наукове видавництво, 1980).

Як показано у рівняннях (1) і (2), матриці з лівих і правих власних векторів для однієї лінії є комплексним спряженням матриць відповідно з правих і лівих власних векторів для іншої лінії. Матриці $\hat{U}_{\text{ap}}(k)$ і $\hat{V}_{\text{ut}}(k)$ можуть бути використані точкою доступу і користувальницьким кінцевим пристроєм, відповідно, для просторової обробки і позначені як такі своїми нижніми індексами. Матриця $\hat{\Sigma}(k)$ включає в себе оцінки особливого значення, які представляють коефіцієнти посилення просторових каналів (або власних мод) характеристичної матриці каналу $\hat{H}(k)$ для кожного піддіапазону k .

Розкладання по особливих значеннях може бути виконане незалежно для характеристичної матриці $\hat{H}_{\text{cup}}(k)$ для кожного піддіапазону k , щоб визначити N_s власних мод такого піддіапазону. Оцінки особливого значення для кожної діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ можуть бути впорядковані, так що $\{\hat{\sigma}_1(k) \geq \hat{\sigma}_2(k) \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{N_s}(k)\}$, де $\hat{\sigma}_1(k)$ - найбільша оцінка особливого значення, а $\hat{\sigma}_{N_s}(k)$ - найменша оцінка особливого значення для піддіапазону k . Коли оцінки особливого значення для кожної діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ впорядковані, власні

вектори (або стовпці) асоціативно пов'язаних матриць $\hat{U}(k)$ і $\hat{V}(k)$ також відповідно впорядковані. «Ширококутова власна мода» може бути визначена як множина тотожно впорядкованих власних мод всіх піддіапазонів після упорядкування. Таким чином, t -та ширококутова власна мода включає в себе m -ті власні моди всіх піддіапазонів. «Головна» ширококутова власна мода є асоціативно пов'язаною з

найбільшою оцінкою особливого значення у матриці $\hat{\Sigma}(k)$, для кожного з піддіапазонів. N_s паралельних каналів можуть бути сформовані за допомогою N_s ширококутових власних мод.

Користувальницький кінцевий пристрій може передавати керований опорний сигнал по висхідній лінії зв'язку (наприклад, у RCH-сегменті 640 або RACH-сегменті 650 за Фіг.6). Керований опорний сигнал висхідної лінії зв'язку для ширококутової власної моди може бути виражений як:

$$\underline{X}_{\text{up,sr,m}}(k) = \hat{V}_{\text{ut,m}}(k) p(k), \text{ для } k \in K \quad (3)$$

де $\underline{X}_{\text{up,sr,m}}(k)$ - вектор з N_{ut} символів, що надсилаються від N_{ut} антен користувальницьких кінцевих пристроїв для піддіапазону k ширококутової власної моди m для керованого опорного сигналу;

$\hat{V}_{\text{ut,m}}(k)$ - m -тий стовпець матриці $\hat{V}_{\text{ut}}(k)$ для піддіапазону k , де

$$\hat{V}_{\text{ut}}(k) = [\hat{V}_{\text{ut},1}(k) \hat{V}_{\text{ut},2}(k) \dots \hat{V}_{\text{ut},N_{\text{ut}}}(k)]^T$$

$p(k)$ - контрольний символ, що надсилається по піддіапазону k .

Керований опорний сигнал для всіх N_s ширококутових власних мод може бути переданий в N_s символних OFDM-періодах, або менш ніж в N_s символних OFDM-періодах, використовуючи мультиплексування піддіапазонів. Керований опорний сигнал для кожної ширококутової власної моди може також бути переданий по численних символних OFDM-періодах.

Опорний сигнал, що приймається, висхідної лінії зв'язку у точці доступу може бути виражений як:

$$\underline{r}_{\text{up,sr,m}}(k) = \hat{H}_{\text{cup}}(k) \hat{V}_{\text{ut,m}}(k) p(k) + \underline{n}_{\text{up}}(k) \quad (4)$$

$$\approx \hat{\underline{u}}_{ap,m}(k) \hat{\underline{g}}_m(k) p(k) + \underline{n}_{up}(k), \text{ для } k \in K$$

де $\underline{r}_{up,sg,m}(k)$ - вектор з N_{ap} символів, що приймаються по N_{ap} антенах точок доступу для піддіапазону k широкосмугової власної моди m для керованого опорного сигналу;

$\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ - m -тий стовпець матриці $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ для піддіапазону k , де

$$\hat{\underline{U}}_{ap}(k) = [\hat{\underline{u}}_{ap,1}(k) \hat{\underline{u}}_{ap,2}(k) \dots \hat{\underline{u}}_{ap,N_{ap}}(k)];$$

$\hat{\underline{g}}_m(k)$ - оцінка особливого значення для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , тобто m -тий діагональний елемент матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$; і

$\underline{n}_{up}(k)$ - адитивний Гауссівський білий шум (AWGN) для піддіапазону k на висхідній лінії зв'язку.

Як показано у рівнянні (4), у точці доступу керований опорний сигнал, що приймається (за відсутності шуму), приблизно дорівнює $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k) \hat{\underline{g}}_m(k) p(k)$. Точка доступу може таким чином одержувати оцінки $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$, і $\hat{\underline{g}}_m(k)$ для кожного піддіапазону k на основі прийнятого керованого опорного сигналу для піддіапазону.

Оцінка $\hat{\underline{g}}_m(k)$ для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , $\hat{\underline{g}}_m(k)$, може бути виражена як:

$$\hat{\underline{g}}_m(k) = \frac{\|\underline{r}_{up,sg,m}(k)\|^2}{\sum_{i=1}^{N_{ap}} |\underline{r}_{up,sg,m,i}(k)|^2}, \quad (5)$$

для $k \in K$

де $\|\underline{a}\|$ означає квадратичну норму \underline{a} ;

$\underline{r}_{up,sg,m,i}(k)$ - i -тий елемент вектора $\underline{r}_{up,sg,m}(k)$; і

M являє собою цікавлячу множину широкосмугових власних мод, наприклад, $M=\{1, \dots, N_s\}$.

Оцінка $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$, може бути виражена як:

$$\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k) = \underline{r}_{up,sg,m}(k) / \hat{\underline{g}}_m(k), \text{ для } k \in K \quad (6)$$

Подвійна кришка для $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ і $\hat{\underline{g}}_m(k)$ вказує, що вони є оцінками оцінок, тобто оцінками, одержаними точкою доступу для оцінок $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ і $\hat{\underline{g}}_m(k)$, одержаних користувальницьким кінцевим пристроєм. Якщо керований опорний сигнал для кожної широкосмугової власної моди переданий по численних OFDM-періодах символу, то точка доступу може усереднювати прийнятий керований опорний сигнал по кожній широкосмуговій власній моді, щоб одержати більш точну оцінку $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ і $\hat{\underline{g}}_m(k)$.

Таблиця 1 резюмує просторову обробку у точці доступу і користувальницькому кінцевому пристрої для передачі і прийому даних на численних широкосмугових власних модах.

Таблиця 1

	Низхідна лінія зв'язку	Висхідна лінія зв'язку
Точка доступу	Передача: $\underline{x}_m(k) = \hat{\underline{U}}_{ap}(k) \hat{\underline{g}}_m(k)$	Прийом: $\hat{\underline{g}}_m(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k)$
Користувальницький кінцевий пристрій	Прийом: $\hat{\underline{g}}_m(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{Y}}_{up}^T(k) \underline{r}_{up}(k)$	Передача: $\underline{x}_m(k) = \hat{\underline{Y}}_{up}(k) \hat{\underline{g}}_m(k)$

У таблиці 1, $\underline{s}(k)$ - вектор «даних» з модульованих символів (одержаний із символічного перетворення у передавачі), $\underline{x}(k)$ «вектор, що передається» із символів, що передаються (одержаний після просторової обробки), $\underline{r}(k)$ «вектор, що приймається» із символів, що приймаються (одержаний після OFDM-обробки на приймачі), $\hat{\underline{g}}_m(k)$ - оцінка вектора $\underline{s}(k)$ (одержана після просторової обробки на приймачі), де всі вектори для піддіапазону k . Підрядкові індекси «dp» і «up» для цих векторів означають низхідну і висхідну лінії зв'язку

відповідно. У таблиці 1, $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)$ - діагональна матриця, визначена як

$$\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) = \text{diag}(1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_s}(k)).$$

Керований опорний сигнал може бути переданий для однієї широкосмугової моди за раз користувальницьким кінцевим пристроєм або може бути переданий для численних широкосмугових власних мод одночасно, використовуючи ортогональний базис (наприклад, коди Уолша). Керований опорний сигнал

для кожної широкосмугової моди може бути використаний точкою доступу, щоб одержувати $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ для $k \in K$,

для такої широкосмугової власної моди. Якщо N_s векторів $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$ одержані окремо (і-по символах різних OFDM-періодів) для N_s власних мод кожного піддіапазону, то, через шум та інші джерела деградації у

безпроводній лінії, N_s векторів $\hat{\underline{U}}_{ap,m}(k)$ матриці $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ для кожного піддіапазону k можливо не будуть ортогональними одна одній. У цьому випадку, N_s векторів матриці $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$ для кожного піддіапазону k можуть бути приведені до ортогонального вигляду, використовуючи QR-факторизацію, полярне розкладання або деякі інші способи.

У точці доступу, оцінка SNR, що приймається, для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , $\gamma_{ap,m}(k)$, може бути виражена як:

$$\gamma_{ap,m}(k) = \frac{P_{up,m}(k) \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ap}}, \text{ для } k \in K \quad (7)$$

де $P_{up,m}(k)$ - потужність, що передається, яка використовується користувальницьким кінцевим пристроєм для піддіапазону k широкосмугової власної моди m по висхідній лінії зв'язку; і
 $N_{0,ap}$ - мінімальний рівень шуму у точці доступу.

На користувальницькому кінцевому пристрої, оцінка SNR, що приймається, для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , $\gamma_{ut,m}(k)$, може бути виражена як:

$$\gamma_{ut,m}(k) = \frac{P_{dn,m}(k) \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ut}}, \text{ для } k \in K \quad (8)$$

де $P_{dn,m}(k)$ - потужність, що передається, яка використовується точкою доступу для піддіапазону k широкосмугової власної моди m по низхідній лінії зв'язку; і
 $N_{0,ut}$ - мінімальний рівень шуму на користувальницькому кінцевому пристрої.

Як показано у рівняннях (7) і (8), SNR, що приймається, для кожного піддіапазону кожної широкосмугової моди, $\gamma_m(k)$, залежить від коефіцієнта посилення каналу (яким є $\hat{\sigma}_m(k)$ або $\hat{\sigma}_m^T(k)$ мінімального рівня шумів приймача N_0 і потужності, що передається, $P_m(k)$). SNR, що приймається, може бути різним для різних піддіапазонів і власних мод.

Фіг.7 показує блок-схему послідовності 700 операцій для передачі численних потоків даних по численних широкосмугових власних модах по низхідній і висхідній лініях зв'язку у TDD-системі з MIMO-OFDM. Послідовність 700 операцій допускає, що калібрування вже було виконане і що каналні частотні

характеристики низхідної і висхідної ліній зв'язку є транспозиціями одна одної, тобто $\hat{H}_{cup}(k) \approx \hat{H}_{cdn}^T(k)$. Для послідовності 700 операцій оцінка каналу виконана на етапі 710, вибір режиму передачі виконаний на етапі 730 і передача/приймання даних виконані на етапі 760.

Для оцінки каналу, точка доступу передає контрольний MIMO-сигнал по низхідній лінії зв'язку (наприклад, по BCH) (етап 712). Користувальницький кінцевий пристрій приймає і обробляє контрольний MIMO-сигнал,

щоб одержати оцінку каліброваної частотної характеристики каналу низхідної лінії зв'язку, $\hat{H}_{cdn}(k)$, для $k \in K$ (етап 714). Користувальницький кінцевий пристрій потім оцінює калібровану частотну характеристику каналу

висхідної лінії зв'язку як $\hat{H}_{cup}(k) \approx \hat{H}_{cdn}^T(k)$ і виконує розкладання по особливих значеннях (SVD) $\hat{H}_{cup}(k)$, щоб

одержати матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ і $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, як показано у рівнянні (1) (етап 716). Користувальницький кінцевий пристрій потім передає керований опорний сигнал висхідної лінії зв'язку (наприклад, по RACH або RCH),

використовуючи матриці $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, як показано у рівнянні (3) (етап 718). Точка доступу приймає і

обробляє керований опорний сигнал висхідної лінії зв'язку, щоб одержати матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ і $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$, як описано вище (етап 720).

Для передачі даних по низхідній лінії зв'язку, користувальницький кінцевий пристрій вибирає режим передачі (з найвищою підтримуваною швидкістю передачі даних) для кожної широкосмугової власної моди по

низхідній лінії зв'язку на основі діагональної матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ мінімального рівня шумів $N_{0,ut}$ на користувальницькому кінцевому пристрої та інформації зовнішнього контуру низхідної лінії зв'язку (наприклад, SNR-компенсації і/або настройках режиму передачі для низхідної лінії зв'язку) (етап 740). Вибір режиму передачі описаний нижче. Користувальницький кінцевий пристрій потім надсилає інформацію зворотного зв'язку, яка включає в себе N_s режимів передачі, вибраних користувальницьким кінцевим пристроєм для низхідної лінії зв'язку, і може додатково включати в себе мінімальний рівень шумів $N_{0,ut}$ на користувальницькому кінцевому пристрої (етап 742). (Керований опорний сигнал, переданий на етапі 718, може також бути розглянутий як інформація зворотного зв'язку, що надсилається користувальницьким кінцевим пристроєм.)

Для передачі даних по висхідній лінії зв'язку, точка доступу вибирає N_s режимів передачі для N_s широкосмугових власних мод по висхідній лінії зв'язку на основі діагональної матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$, мінімального рівня шумів $N_{0,ap}$ у точці доступу та інформації зовнішнього замкненого контуру (наприклад, SNR-компенсації і/або настройках режиму передачі для висхідної лінії зв'язку) (етап 750). Точка доступу додатково вибирає N_s режимів передачі для N_s широкосмугових власних мод по низхідній лінії зв'язку на основі інформації зворотного зв'язку, що приймається від користувальницького кінцевого пристрою (етап 752). Точка доступу

потім надсилає вибрані режими передачі і для низхідної, і для висхідної лінії зв'язку (наприклад, по FSCN) (етап 754). Користувальницький кінцевий пристрій приймає вибрані режими передачі для обох ліній зв'язку (етап 756).

Для передачі даних по низхідній лінії зв'язку, точка доступу (1) кодує і модулює дані для кожної широкопasmової власної моди низхідної лінії зв'язку відповідно до режиму передачі, вибраного для такої

широкопasmової власної моди, (2) просторово обробляє вектор даних $\hat{s}_{dn}(k)$ матрицею $\hat{U}_{ap}^*(k)$, як показано у таблиці 1, щоб одержувати вектор, що передається, $x_{dn}(k)$, і (3) передає вектор $x_{dn}(k)$ по низхідній лінії зв'язку (етап 1-62). Користувальницький кінцевий пристрій (1) приймає передачу по низхідній лінії зв'язку, (2) виконує

узгоджену фільтрацію прийнятого вектора $r_{dn}(k)$ матрицею $\hat{\Sigma}^{-1}(k) \hat{V}_{ut}^T(k)$, як показано у таблиці 1, щоб одержати вектор $\hat{s}_{dn}(k)$ для $k \in K$, і (3) демодулює і декодує прийняті символи відповідно до режиму передачі, вибраного для кожної власної моди низхідної лінії зв'язку (етап 764).

Для передачі даних по висхідній лінії зв'язку, користувальницький кінцевий пристрій (1) кодує і модулює дані для кожної широкопasmової власної моди висхідної лінії зв'язку відповідно до режиму передачі, вибраного

для такої широкопasmової власної моди, (2) просторово обробляє вектор даних $\hat{s}_{up}(k)$ матрицею $\hat{V}_{ut}(k)$, щоб одержати вектор, що передається, $x_{up}(k)$ для $k \in K$, і (3) передає вектор $x_{up}(k)$ по висхідній лінії зв'язку (етап 772). Точка доступу (1) приймає передачу по висхідній лінії зв'язку, (2) виконує фільтрацію прийнятого вектора

$r_{up}(k)$ матрицею $\hat{\Sigma}^{-1}(k) \hat{U}_{ap}^H(k)$, щоб одержати вектор $\hat{s}_{up}(k)$, і (3) демодулює і декодує відновлені символи відповідно до режиму передачі, вибраного для кожної широкопasmової власної моди висхідної лінії зв'язку (етап 774). Для простоти, робота замкненого контуру і настройка режиму передачі зовнішнім контуром не показана на Фіг.7.

Фіг.7 показує спеціальний варіант здійснення послідовності операцій, яка може бути використана для передачі даних по низхідній і висхідній лініях зв'язку у зразковій TDD-системі з MIMO-OFDM. Також можуть бути реалізовані інші послідовності операцій, за допомогою яких можуть бути виконані оцінка каналу, вибір режиму передачі і/або передача/приймод даних деякими іншими способами.

2. Вибір режиму передачі

Фіг.8 показує блок-схему послідовності 800 операцій для вибору N_S режимів передачі для N_S широкопasmових власних мод. Послідовність 800 операцій може бути використана для етапів 740 і 750 за Фіг.7. У вихідному положенні повна потужність передачі, P_{total} , що є у розпорядженні на передавачі для передачі даних, розподілена по N_S широкопasmових власних модах на основі схеми розподілу потужності (крок 812). Потужність, що передається, P_m , виділена кожній широкопasmовій власній моді, потім розподілена по N_F піддіапазонах цієї широкопasmової власної моди на основі тієї ж самої або іншої схеми розподілу потужності (етап 814). Розподіл потужності паралельно по N_S широкопasmових власних модах і розподіл потужності паралельно по N_F піддіапазонах кожної широкопasmової власної моди може бути виконаний як описано нижче.

Робоче SNR для кожної широкопasmової власної моди, $\gamma_{op,m}(k)$, обчислене на основі (1) виділених потужностей, що передаються, $P_m(k)$ і коефіцієнтів посилення каналу $\sigma_m(k)$ для піддіапазонів такої широкопasmової власної моди, (2) мінімального рівня шумів N_0 на приймачі, і (3) SNR-компенсації для кожної широкопasmової власної моди (етап 816). Обчислення робочого SNR описане нижче. Відповідний режим передачі q_m потім вибраний для кожної широкопasmової власної моди на основі робочого SNR для такої широкопasmової власної моди і таблиці відповідності (етап 818). Надмірна потужність для кожної широкопasmової власної моди визначена, і загальна надмірна потужність для всіх широкопasmових власних мод перерозподілена по одній або більше широкопasmових власних модах, щоб підвищити ефективність (етап 820). Режим передачі для кожної широкопasmової власної моди може бути настроєний (наприклад, на наступну нижчу швидкість передачі даних), якщо це призначено зовнішнім контуром інформацією (етап 822). Кожний з етапів за Фіг.8 описаний детально нижче.

А. Розподіл потужності по широкопasmових власних модах Для етапу 812 за Фіг.8, загальна потужність, що передається, P_{total} , може бути розподілена по N_S широкопasmових власних модах, використовуючи різні схеми. Деякі з цих схем розподілу потужності описані нижче.

У рівномірній схемі розподілу потужності, повна потужність, що передається, P_{total} рівномірно розподілена по N_S широкопasmових власних модах, так що їм всім виділена рівна потужність. Потужність, що передається, P_m , виділена кожній широкопasmовій власній моді t може бути виражена як:

$$P_m = \frac{P_{total}}{N_S}, \text{ для } m \in M \quad (9)$$

У схемі розподілу потужності з розбавленням, повна потужність, що передається, P_{total} розподілена по N_S широкопasmових власних модах на основі процедури «розбавлення» або «заповнення». Процедура розбавлення розподіляє повну потужність, що передається, P_{total} , по N_S широкопasmових власних модах так, що загальна спектральна щільність доведена до максимуму. Розбавлення описане Робертом Дж. Галагером у книзі [«Information Theory and Reliable Communication», John Wiley and Sons, 1968 («Теорія інформації і надійний зв'язок», 1968р.)]. Розбавлення для N_S широкопasmових власних мод може бути виконане різними способами, деякі з яких описані нижче.

У першому варіанті здійснення, повна потужність, що передається, P_{total} , спочатку розподілена по $N_S N_F$ піддіапазонах/власних модах, використовуючи розбавлення і на основі прийнятих співвідношень SNR, $\gamma_m(k)$, для $k \in K$, $m \in M$. SNR, що приймаються, $\gamma_m(k)$ можуть бути обчислені як показано у рів. (7) або (8), з припущенням, що P_{total} є рівномірно розподіленою по $N_S N_F$ піддіапазонах/власних модах. Результатом цього розподілу потужності є початкова потужність, що передається, $P'_m(k)$, для кожного піддіапазону/власної моди.

Потужність, що передається, P_m , виділена кожній власній моді піддіапазону, потім одержана підсумовуванням початкових потужностей, що передаються, $P'_m(k)$, виділених N_F піддіапазонам такої власної моди піддіапазону, як викладено нижче:

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k), \text{ для } m \in M \quad (10)$$

У другому варіанті здійснення, повна потужність, що передається, P_{total} розподілена по N_S широкосмугових власних модах на основі усереднених SNR, обчислених для цих широкосмугових власних мод. Спочатку, усереднене SNR, $\gamma_{avg,m}$, обчислене для кожної широкосмугової власної моди m на основі прийнятих SNR для N_f піддіапазонів такої широкосмугової власної моди, як викладено нижче:

$$\gamma_{avg,m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k) \quad (11)$$

де $\gamma_{avg,m}$ обчислене як описано вище для першого варіанту здійснення. Потім виконане розбавлення, щоб розподілити повну потужність, що передається, P_{total} , по N_S широкосмугових власних модах на основі їх усереднених SNR, $\gamma_{avg,m}$, для $m \in M$. У третьому варіанті здійснення, повна потужність, що передається, P_{total} розподілена по N_S широкосмугових власних модах на основі усереднених SNR для цих широкосмугових власних мод, після того як інверсія каналу застосована для кожної широкосмугової моди. Для цього варіанту здійснення, повна потужність, що передається, P_{total} спочатку розподілена рівномірно по N_S широкосмугових власних модах. Інверсія каналу потім виконана (як описано нижче) незалежно для кожної широкосмугової власної моди, щоб визначити призначення початкової потужності, $P''_m(k)$, для кожного піддіапазону такої широкосмугової власної моди. Після інверсії каналу, SNR, що приймається, є таким же як по всіх піддіапазонах кожної широкосмугової моди. Усереднене SNR для кожної широкосмугової власної моди потім прирівнюється до SNR, що приймається, для будь-якого одного з піддіапазонів такої широкосмугової власної моди. SNR, що приймається, $\gamma''_m(k)$, для одного піддіапазону кожної широкосмугової власної моди може бути визначене на основі призначення початкової потужності, $P''_m(k)$, як показано у рівняннях (7) і (8). Повна потужність, що передається, P_{total} , потім розподілена по N_S широкосмугових власних модах, використовуючи розбавлення і на основі їх усереднених SNR, $\gamma''_m(k)$, для те M .

Інші схеми також можуть бути використані, щоб розподіляти повну потужність, що передається, по N_S широкосмугових власних модах, і це знаходиться у межах об'єму винаходу.

В. Розподілення потужності по піддіапазонах у кожній широкосмуговій власній моді

Для етапу 814 на Фіг.8, потужність, що передається, виділена кожній широкосмуговій власній моді, P_m , може бути розподілена по N_F піддіапазонах такої широкосмугової власної моди, використовуючи різні схеми. Деякі з цих схем розподілу потужності описані нижче.

У схемі рівномірного розподілу потужності, потужність, що передається, для кожної широкосмугової власної моди, P_m , розподілена рівномірно паралельно по N_F піддіапазонах, так що їм всім виділена рівна потужність. Потужність, що передається, $P_m(k)$, виділена кожному піддіапазону може бути виражена як:

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ для } k \in K \text{ і } m \in M \quad (12)$$

Для рівномірної схеми розподілу потужності, прийняті SNR для N_F піддіапазонів кожної широкосмугової власної моди ймовірно повинні відрізнятися по піддіапазонах.

У схемі з інверсією каналу, потужність, що передається, для кожної широкосмугової власної моди, P_m , розподілена нерівномірно по N_F піддіапазонах, так що вони стають подібними до SNR, що приймаються, на приймачі. У подальшому описі, $\sigma_m(k)$ означає оцінений коефіцієнт посилення каналу, який дорівнює $\hat{\sigma}_m(k)$ для низхідної лінії зв'язку і $\hat{\sigma}_m(k)$ для висхідної лінії зв'язку. Для схеми з інверсією каналу, нормалізація b_m спочатку обчислена для кожної широкосмугової власної моди, як наведено нижче:

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ для } m \in M \quad (13)$$

Потужність, що передається, $P_m(k)$, виділена для кожного піддіапазону кожної широкосмугової власної моди може потім бути обчислена як:

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ для } k \in K \text{ і } m \in M \quad (14)$$

Питома вага передачі, $W_m(k)$, може бути обчислена для кожного піддіапазону кожної широкосмугової моди, як наведено нижче:

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ для } k \in K \text{ і } m \in M \quad (15)$$

Питомі ваги передачі використані, щоб масштабувати символи модуляції на передавачі. Для схеми з інверсією каналу, всі N_F піддіапазонів використані для кожної широкосмугової власної моди, і SNR, що приймаються, для піддіапазонів приблизно дорівнюють.

У схемі з селективною інверсією каналу, потужність, що передається, для кожної широкосмугової моди, P_m , розподілена нерівномірно по вибраних деяких з N_F піддіапазонів, так що вибрані піддіапазони стають подібними до SNR, що приймаються, на приймачі. Вибрані піддіапазони - це піддіапазони з коефіцієнтами посилення каналів, що дорівнюють або більші, ніж пороговий коефіцієнт посилення. Для цієї схеми, загальний коефіцієнт посилення потужності, g_m , спочатку обчислений для кожної широкосмугової власної моди, як

описано нижче:

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k), \text{ для } m \in M \quad (16)$$

Нормалізація b_m потім обчислена для кожної широкосмугової власної моди, як наведено нижче:

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ для } m \in M \quad (17)$$

де $\beta_m g_m$ - порогове значення коефіцієнта посилення і β_m - масштабуючий коефіцієнт, який може бути вибраний, щоб довести до максимального значення повну прохідну потужність або на основі деякого іншого критерію. Потужність, що передається, виділена кожному піддіапазону кожної широкосмугової власної моди, $P_m(k)$, може бути виражена як:

$$P_m(k) = \begin{cases} \tilde{b}_m \cdot P_m, & \text{якщо } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 & \text{в іншому випадку} \end{cases}, \quad (18)$$

для $k \in K$ і $m \in M$

Для схеми з селективною інверсією каналу, N_F або менше піддіапазонів можуть бути вибрані для використання для кожної широкосмугової власної моди і SNR, що приймаються, для вибраних піддіапазонів приблизно дорівнюють.

Також можуть бути використані інші схеми для розподілу потужності, що передається, P_m , по N_F піддіапазонах кожної широкосмугової власної моди, і це попадає у межі об'єму винаходу.

С. Вибір режиму передачі для кожної широкосмугової власної моди

Для етапу 816 на Фіг.8, робоче SNR обчислене для кожної широкосмугової власної моди. Робоче SNR показує пропускну здатність каналу широкосмугової власної моди. Різні способи можуть бути використані для етапу 816, в залежності від того подібні або різні SNR, що приймаються, по діапазонах кожної широкосмугової власної моди. У подальшому описі, співвідношення SNR наводяться в одиницях децибел (dB).

Якщо інверсія каналу або селективна інверсія каналу виконана, то SNR, що приймаються, для піддіапазонів кожної широкосмугової власної моди, $\gamma_m(k)$, для $k \in K$, подібні. SNR, що приймається, для піддіапазону k широкосмугової власної моди m , $\gamma_m(k)$, може бути обчислене як:

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right), \quad (19)$$

для $k \in K$ і $m \in M$

Робоче SNR для кожної широкосмугової власної моди, $\gamma_{op,m}$, дорівнює SNR, що приймається, для будь-якого одного з піддіапазонів такої широкосмугової власної моди за вирахуванням SNR-компенсації для такої широкосмугової власної моди, як наведено нижче:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m}, \text{ для будь-якого } k \in K, m \in M, \text{ (dB)} \quad (20)$$

де $\gamma_m(k)$, $\gamma_{op,m}$ і $\gamma_{os,m}$ всі наведені в одиницях dB у рівняннях (19) і (20).

Якщо потужність, що передається, P_m , для кожної широкосмугової власної моди рівномірно розподілена по піддіапазонах, то SNR, що приймаються, для піддіапазонів кожної широкосмугової власної моди ймовірно будуть відрізнятися. У цьому випадку, робоче SNR для кожної широкосмугової власної моди, $\gamma_{op,m}$, може бути обчислене як:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m}, \text{ (dB)} \quad (21)$$

де $\gamma_{avg,m}$ – усереднення SNR, що приймаються, для N_F піддіапазонів широкосмугової власної моди m ; і

$\gamma_{bo,m}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку, який враховує SNR, що приймаються, який може бути функцією зміни SNR, що приймаються.

Для етапу 818 за Фіг.8, відповідний режим передачі вибраний для кожної широкосмугової власної моди на основі робочого SNR для такої широкосмугової власної моди. Система може бути призначена для підтримки множини режимів передачі. Режим передачі, що має індекс 0, призначений для нульової швидкості передачі даних (тобто, коли немає передачі даних). Кожний підтримуваний режим передачі асоціативно пов'язаний з конкретним мінімальним SNR, необхідним для досягнення бажаного рівня пропускну здатності (наприклад, PER величиною 1%). Таблиця 2 перераховує зразкову множину з 14 режимів передачі, що підтримуються системою, які ідентифіковані індексами режиму передачі від 0 до 13. Кожний режим передачі асоціативно пов'язаний з конкретною спектральною щільністю, конкретним коефіцієнтом кодування, конкретною схемою модуляції та мінімальним SNR, необхідним для досягнення PER величиною 1% для каналу, що не завмирає, з AWGN. Спектральна щільність стосується швидкості передачі даних (тобто інформаційної швидкості передачі у бітах), нормованої смугою пропускання системи, і наведена в одиницях біт за секунду на Герц (біт за сек/Герц). Спектральна щільність для кожного режиму передачі визначена схемою кодування і схемою модуляції для такого режиму передачі. Ступінь кодування і схема модуляції для кожного режиму передачі за таблицею 2 характерні для проектного рішення зразкової системи.

Таблиця 2

Індекс режиму передачі	Спектральна щільність (біт за сек/Герц)	Ступінь кодування	Схема модуляції	Необхідне SNR (dB)
------------------------	---	-------------------	-----------------	--------------------

0	0,0	-	-	-
1	0,25	1/4	BPSK	-1,8
2	0,5	1/2	BPSK	1,2
3	1,0	1/2	QPSK	4,2
4	1,5	3/4	QPSK	6,8
5	2,0	1/2	16QAM	10,1
6	2,5	5/8	16QAM	11,7
7	3,0	3/4	16QAM	13,2
8	3,5	7/12	64QAM	16,2
9	4,0	2/3	64QAM	17,4
10	4,5	3/4	64QAM	18,8
11	5,0	5/6	64QAM	20,0
12	6,0	3/4	256 QAM	24,2
13	7,0	7/8	256 OAM	26,3

Для кожного підтримуваного режиму передачі з ненульовою швидкістю передачі даних, необхідне SNR одержане на основі визначеного конструктивного рішення системи (тобто конкретного ступеня кодування, схеми ущільнення, схеми модуляції, і так далі, що використовуються системою для такого режиму передачі) і для каналу з AWGN. Необхідне SNR може бути одержане за допомогою машинного моделювання, емпіричних вимірювань, і так далі, як відомо у даній галузі техніки. Таблиця відповідності може бути використана, щоб зберегти множину підтримуваних режимів передачі та їх необхідних SNR.

Робоче SNR для кожної широкосмугової власної моди, $\gamma_{op,m}$, може бути надане таблиці відповідності, яка потім надає режим передачі q_m такій широкосмуговій власній моді. Цей режим передачі q_m підтриманий режимом передачі з найвищою швидкістю передачі даних і необхідним SNR, $\gamma_{reg,m}$, яке менше ніж або дорівнює робочому SNR (тобто, $\gamma_{reg,m} \leq \gamma_{op,m}$). Таблиця відповідності таким чином вибирає найвищу можливу швидкість передачі даних для кожної широкосмугової власної моди на основі робочого SNR для такої широкосмугової власної моди.

D. Перерозподілення потужності, що передається

Для етапу 820 за Фіг.8, надмірна потужність, що передається, для кожної широкосмугової власної моди визначена і перерозподілена, щоб поліпшити пропускну здатність. Наступні терміни використані для подальшого опису:

- Активна широкосмугова власна мода - широкосмугова власна мода з ненульовою швидкістю передачі даних (тобто, режимом передачі, що має індекс від 1 до 13 включно за таблицею 2);
- Насичена широкосмугова власна мода - широкосмугова власна мода з максимальною швидкістю передачі даних (тобто, режимом передачі, що має індекс 13); і
- Ненасичена широкосмугова власна мода - активна широкосмугова власна мода з ненульовою швидкістю передачі даних, меншою ніж максимальна швидкість передачі даних (тобто, режимом передачі, що має індекс від 1 до 12 включно).

Робоче SNR для широкосмугової власної моди може бути меншим, ніж найменше необхідне SNR у таблиці відповідності (тобто, $\gamma_{op,m} < -1,8$ dB для режимів передачі, показаних у таблиці 2). У цьому випадку широкосмугова власна мода може бути вимкнена (тобто, не використовуватися), і потужність, що передається, для цієї широкосмугової власної моди може бути перерозподілена по інших широкосмугових власних модах.

Вибраний режим передачі q_m для кожної активної широкосмугової моди асоціативно пов'язаний з необхідним SNR, $\gamma_{reg,m}$, яке дорівнює або менше, ніж робоче SNR, тобто $\gamma_{reg,m} \leq \gamma_{op,m}$. Мінімальна потужність, що передається, необхідна для кожної активної широкосмугової власної моди $P_{req,m}$, може бути обчислена як:

$$P_{req,m} = \frac{P_m \gamma_{reg,m}}{\gamma_{op,m}}, \text{ для } m \in M \quad (22)$$

Необхідна потужність, що передається, дорівнює нулю ($P_{req,m}=0$) для кожної широкосмугової власної моди, яка вимкнена (тобто, з режимом передачі, що має індекс 0 у таблиці 2).

Надмірна потужність для кожної широкосмугової власної моди, $P_{excess,m}$, є величиною виділеної потужності, яка перевищує мінімальну потужність, необхідну для досягнення потрібного SNR (тобто, $P_{excess,m} = P_m - P_{req,m}$). Загальна надмірна потужність для всіх широкосмугових власних мод, P_{excess} , може бути обчислена як:

$$P_{excess} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{req,m}) \quad (23)$$

Загальна надмірна потужність, P_{excess} може бути перерозподілена різними способами. Наприклад, загальна надмірна потужність, P_{excess} , може бути перерозподілена по одній або більше широкосмугових власних модах, так що досягнута вища сумарна пропускну здатність. В одному з варіантів здійснення, загальна надмірна потужність, P_{excess} , розподілена по одній ненасиченій широкосмуговій власній моді за раз, починаючи з найкращої, яка має найвищу швидкість передачі даних, щоб перемістити широкосмугову власну моду на наступну вищу швидкість передачі даних. В іншому варіанті здійснення, загальна надмірна потужність, P_{excess} перерозподілена по широкосмуговій власній моді, яка може досягати найвищого збільшення швидкості передачі даних з найменшою величиною потужності, що передається.

Якщо всі широкосмугові власні моди задіяні на найвищій швидкості передачі даних, або якщо залишкова надмірна потужність не може збільшити швидкість передачі даних жодної широкосмугової власної моди, то залишкова надмірна потужність може бути перерозподілена по одній, численних або всіх активних широкосмугових власних модах, щоб поліпшити допустимі межі SNR для цих широкосмугових власних мод.

Е. Налаштування режиму передачі

Для етапу 822 на Фіг.8, режим передачі для кожної широкопasmової власної моди може бути налаштований на основі інформації із зовнішнього контуру. Вибрані режими передачі для широкопasmових власних мод низхідної і висхідної лінії зв'язку можуть бути налаштовані, використовуючи технології, описані вище за Фіг.2. Наприклад, якщо надмірні помилки пакету прийняті по заданій широкопasmовій власній моді, то зовнішній контур може надавати налаштування режиму передачі такій широкопasmовій власній моді. Як ще один приклад, кзовзне середнє SNR, що приймаються, може бути підтримане у робочому стані для кожної широкопasmової власної моди і використане, щоб обчислювати граничне відхилення SNR для такої широкопasmової власної моди. Якщо граничне відхилення SNR для даної широкопasmової власної моди від'ємне, то режим передачі для широкопasmової власної моди може бути налаштований на наступну нижчу швидкість передачі даних. Якщо пакет переданий на численних широкопasmових власних модах, то режим передачі для широкопasmової власної моди з гіршим відхиленням SNR може бути налаштований на наступну нижчу швидкість передачі даних кожного разу, коли виявлені помилки пакету. У будь-якому випадку, налаштування режиму передачі може наказувати вибір іншого режиму передачі з нижчою швидкістю передачі даних, ніж той, який вибраний на етапі 818.

II. Система з MIMO-OFDM

Фіг.9А показує структурну схему варіанту здійснення точки доступу 510х і користувальницького кінцевого пристрою 520х у TDD-системі з MIMO-OFDM. Точка доступу 510х є однією з точок доступу 510 за Фіг.5, а користувальницький кінцевий пристрій 520х є одним з користувальницьких кінцевих пристроїв 520. Фіг.9А показує обробку для передачі по низхідній лінії зв'язку. У цьому випадку, точка доступу 510х є передавачем 110 за Фіг.1, а користувальницький кінцевий пристрій 520х є приймачем 150.

Для передачі по низхідній лінії зв'язку, у точці доступу 510х, дані потоку обміну інформацією надані від джерела 912 даних у TX-пристрій 920 обробки даних, який демультимплексує дані потоку обміну інформацією в N_c потоків даних, де $N_c > 1$. Дані потоку обміну інформацією можуть надходити від численних джерел даних (наприклад, одне джерело даних для кожного високорівневого додатку), і демультимплексування може не бути необхідним. Для простоти, тільки одне джерело 912 даних показане на Фіг.9А. TX-пристрій 920 обробки даних форматує, кодує, ущільнює, модулює і масштабує кожний потік даних відповідно до режиму передачі, вибраного для такого потоку даних, щоб надавати потік відповідних масштабованих символів модуляції. Швидкість передачі даних, кодування і модуляція для кожного потоку даних можуть бути визначені регулюванням швидкості передачі даних, регулюванням кодування і регулюванням модуляції, відповідно, наданих контролером 940. TX-пристрій 920 обробки даних надає N_c потоків масштабованих символів модуляції TX-пристрою 928 просторової обробки.

TX-пристрій 928 просторової обробки обробляє N_c потоків масштабованих символів модуляції на основі вибраної схеми передачі, мультимплексує у контрольні символи і надає N_{ap} потоків символів, що передаються, N_{ap} передавальним (TMTR) блокам від 930а до 930ар. Вибрана схема передачі може бути для рознесення передачі, просторового мультимплексування або керування діаграмою спрямованості. Рознесення передачі спричиняє передачу даних надмірно від численних антен і/або по численних піддіапазонах, щоб одержувати рознесення і поліпшення надійності. Просторово-часове рознесення передачі (STTD) може бути використане для рознесення передачі. Керування діаграмою спрямованості спричиняє передачу даних по одиночному (найкращому) просторовому каналу на повній потужності, використовуючи інформацію керування фазою для головної власної моди. Просторове мультимплексування спричиняє передачу даних по численних просторових каналах, щоб досягати найвищої спектральної щільності. Просторова обробка для просторового мультимплексування показана у таблиці 1. Кожний передавальний блок 930 виконує OFDM-обробку над власним потоком символів, що передаються, щоб надавати відповідний потік OFDM-символів, який додатково оброблений для вироблення модульованого сигналу. N_{ap} модульованих сигналів від передавальних блоків з 930а по 930ар потім передані за допомогою N_{ap} антен з 932а по 932ар, відповідно.

На користувальницькому кінцевому пристрої 520х, N_{ap} переданих сигналів прийняті кожною з N_{ut} антен з 952а по 952ut, і прийнятий сигнал від кожної антени, наданий асоціативно пов'язаному приймальному блоку 954 (RCVR). Кожний приймальний блок 954 приводить у визначений стан і цифрує свій прийнятий сигнал, щоб надавати потік відліків, який додатково оброблений, щоб передбачити відповідний потік символів, що приймаються. Приймальні блоки з 954а по 954ut надають N_{ut} потоків символів, що приймаються, RX-пристрою 962 просторової обробки, який виконує просторову обробку на основі вибраної схеми передачі (наприклад, як показано у таблиці 1 для просторового мультимплексування). RX-пристрій 962 просторової обробки передбачає N_c відновлених потоків символів, які є оцінками N_c потоків символів модуляції, переданих точкою доступу 510х. RX-пристрій 964 обробки даних потім демодулює, розущільнює і декодує кожний відновлений потік символів відповідно до вибраного режиму передачі, щоб надавати відповідні декодовані потоки даних, які є оцінками потоків даних, переданих точкою доступу 510х. Обробка RX-пристроєм 962 просторової обробки і RX-пристроєм 964 обробки даних є компліментарними по відношенню до виконаних у точці доступу 510х TX-пристроєм 928 просторової обробки і TX-пристроєм 920 обробки даних відповідно.

Пристрій 974 оцінки каналу одержує оцінки однієї або більшої кількості характеристик каналу низхідної лінії зв'язку і надає оцінки каналу контролеру 970. Оцінки каналу можуть бути для коефіцієнтів посилення каналу, мінімального рівня шумів $N_{0,ut}$ і так далі. RX-пристрій 964 обробки даних може передбачати статус кожного прийнятого пакету даних. На основі різних типів інформації, що приймається від пристрою 974 оцінки каналу і RX-пристрою 964 обробки даних, контролер 970 визначає режим передачі для кожного з численних паралельних каналів по низхідній лінії зв'язку, використовуючи технології, описані нижче. Кожний паралельний канал може відповідати широкопasmовій власній моді (як описано вище) або деякому іншому поєднанню піддіапазонів і власних мод. Контролер 970 передбачає інформацію зворотного зв'язку, яка може включати в себе N_c вибраних режимів передачі для низхідної лінії зв'язку, оцінок каналу, мінімального рівня шумів кінцевого пристрою, повідомлень ACK і/або NAK для пакетів даних, що приймаються, і так далі, або будь-яке їх поєднання. Інформація зворотного зв'язку оброблена TX-пристроєм 978 обробки даних і TX-пристроєм 980

просторової обробки, мультимплексована з керованим опорним сигналом, приведена у визначений стан передавальними блоками з 954a по 954ut і передана за допомогою антен з 952a по 952ut у точку доступу 510x.

У точці доступу 510x, N_{ut} сигналів, що передаються, від користувальницького кінцевого пристрою 520x прийняті антенами з 932a по 932ar, приведені до визначеного вигляду приймальними блоками з 930a по 930ar і оброблені RX-пристроєм 934 просторової обробки і RX-пристроєм 936 обробки даних, щоб відновити інформацію зворотного зв'язку, надіслану користувальницьким кінцевим пристроєм 520x. Інформація зворотного зв'язку потім надана контролеру 940 і використана, щоб керувати обробкою N_c потоків даних, відправлених на користувальницький кінцевий пристрій 520x. Наприклад, швидкість передачі даних, кодування і модуляція кожного потоку даних низхідної лінії зв'язку можуть бути визначені на основі режиму передачі, вибраного користувальницьким кінцевим пристроєм 520x. ACK/NAK, що приймається, може бути використане, щоб ініціювати або повну передачу, або покрокову передачу кожного пакету даних, прийнятого з помилкою користувальницьким кінцевим пристроєм 520x. Для покрокової передачі невелика порція пакету даних, прийнята з помилкою, передана, щоб надати користувальницькому кінцевому пристрою 520x можливість відновити пакет.

Пристрій 944 оцінки каналу одержує оцінки коефіцієнта посилення каналу на основі керованого опорного сигналу, що приймається. Оцінки коефіцієнта посилення каналу надані контролеру 940 і використані (можливо разом з оцінкою мінімального рівня шумів $N_{0,ut}$ користувальницького кінцевого пристрою), щоб виводити вагові коефіцієнти передачі для низхідної лінії зв'язку. Контролер 940 надає регулювання швидкості передачі даних для джерела 912 даних і TX-пристрою 920 обробки даних. Контролер 940 додатково надає регулювання кодування і модуляції, і вагові коефіцієнти передачі TX-пристрою 920 обробки даних. Оцінка каналу і режим передачі для передачі по низхідній лінії зв'язку можуть бути виконані як описано вище.

Контролери 940 і 970 керують роботою у точці доступу 510x і на користувальницькому кінцевому пристрої 520x відповідно. Блоки 942 і 972 пам'яті надають сховище для програмних кодів і даних, що використовуються контролерами 940 і 970 відповідно.

Фіг.9B показує точку доступу 510x і користувальницький кінцевий пристрій 520x для передачі по висхідній лінії зв'язку. У цьому випадку користувальницький кінцевий пристрій 520x є передавачем 110 за Фіг.1, а точка доступу 510x є приймачем 150. Оцінка каналу і вибір режиму передачі для передачі по висхідній лінії зв'язку можуть бути виконані як описано вище. Обробка даних у точці доступу 510x і користувальницький кінцевий пристрій 520x для передачі по висхідній лінії зв'язку можуть бути виконані способом, подібним до описаного вище для передачі по низхідній лінії зв'язку. Просторова обробка у точці доступу 510x і на користувальницькому кінцевому пристрої 520x для висхідної лінії зв'язку може бути виконана як показано у таблиці 1.

А. Передавальна і приймальна підсистеми

Для зрозумілості, обробка у точці доступу 510x і на користувальницькому кінцевому пристрої для передачі по низхідній лінії зв'язку описана більш детально нижче.

Фіг.10 показує структурну схему підсистеми 1000 передавача, яка є варіантом реалізації передавальної частини точки доступу 510x. Для цього варіанту здійснення, TX-пристрій 920 обробки даних включає в себе демультимплексор 1010 (Demux), N_c пристроїв, що кодують, з 1012a по 1012s, N_c пристроїв ущільнення з 1014a по 1014s каналу, N_c блоків з 1016a по 1016s перетворення символу і N_c блоків з 1018a по 1018s масштабування сигналу (тобто, одна множина з кодувального пристрою, пристрою ущільнення каналу, блоку перетворення символу і блоку масштабування сигналу для кожного з N_c потоків даних). Демультимплексор 1010 демультимплексує дані потоку передачі інформації (тобто, біти інформації) в N_c потоків даних, де кожний потік даних наданий на швидкості передачі даних, вказаних регулюванням швидкості передачі даних. Демультимплексор 1010 може бути не включений до складу, якщо дані потоку обміну вже надані як N_c потоків даних.

Кожний кодувальний пристрій 1012 приймає і кодує відповідний потік даних на основі вибраної схеми кодування (як вказано регулюванням кодування), щоб передбачити кодові біти. Кожний потік даних може переносити один або більше пакетів даних, а кожний пакет даних типово кодований окремо, щоб одержати кодований пакет даних. Кодування збільшує надійність передачі даних. Вибрана схема кодування може включати в себе будь-яке поєднання CRC-кодування, згорткового кодування, швидкого кодування, блокового кодування і так далі. Кодові біти від кожного кодувального пристрою 1012 надані відповідному пристрою 1014 ущільнення каналу, який ущільнює кодові біти на основі конкретної схеми ущільнення. Якщо ущільнення залежить від режиму передачі, то контролер 940 надає регулювання ущільнення (як вказано пунктирною лінією) пристрою 1014 ущільнення каналу. Ущільнення передбачає часове, частотне і/або просторове рознесення для кодових бітів.

Ущільнені біти з кожного пристрою 1014 ущільнення каналу надані відповідному блоку 1016 перетворення символу, який перетворює ущільнені біти на основі вибраної схеми модуляції (як вказано регулюванням модуляції), щоб надавати символи модуляції. Блок 1016 групує кожну множину В ущільнених бітів у формі В-бітного двійкового значення, де $V \geq 1$, і додатково перетворює кожне В-бітне значення у спеціальний символ модуляції на основі вибраної схеми модуляції (наприклад, QPSK - фазової маніпуляції з четвертинними сигналами, M-PSK-фазової М-маніпуляції, або M-QAM - квадратурної М-модуляції, в яких $M=2^B$). Кожний символ модуляції є комплексним значенням у розкладанні сигналу, визначеному вибраною схемою модуляції. Символи маніпуляції з кожного блоку 1016 перетворення символу потім надаються у відповідний блок 1018 масштабування сигналу, який масштабує символи модуляції ваговими коефіцієнтами передачі, $W_m(k)$ для $k \in k$, щоб успішно виконувати інверсію каналу і розподіл потужності. Блоки з 1018a по 1018s надають N_c потоків масштабованих символів.

Кожний потік даних переданий по відповідному паралельному каналу, який може включати в себе будь-яку кількість і будь-яке поєднання піддіапазонів, передавальних антен і просторових каналів. Наприклад, один потік даних може бути переданий по всіх можливих для використання піддіапазонах кожної широкопasmової

власної моди, як описано вище. TX-пристрій 928 просторової обробки виконує необхідну просторову обробку, якщо вона має місце, по N_c потоках масштабованих символів модуляції і передбачає N_{ap} потоків символів, що передаються. Просторова обробка може бути виконана, як показано у таблиці 1.

Для схеми передачі, за допомогою якої один потік даних переданий по всіх піддіапазонах кожної широкосмугової моди (для системи з MIMO з повною CSI, як описано вище), N_s множин з кодувального пристрою 1012, пристрою 1014 ущільнення каналу, блоку 1016 перетворення символу і блоку 1018 масштабування сигналу можуть бути використані, щоб обробляти N_s потоків даних (де $N_c = N_s = N_{ap} \leq N_{ut}$), щоб надавати N_{ap} потоків масштабованих символів модуляції. TX-пристрій 928 просторової обробки потім виконує просторову обробку над N_{ap} потоками масштабованих символів модуляції, як показано у таблиці 1, щоб надавати N_{ap} потоків символів, що передаються.

Для кожної схеми, за допомогою якої один потік даних переданий по всіх піддіапазонах кожної передавальної антени (для системи з MIMO з частковою CSI), N_{ap} множин з кодувального пристрою 1012, пристрою 1014 ущільнення каналу, блоку 1016 перетворення символу і блоку 1018 масштабування сигналу можуть бути використані для обробки N_{ap} потоків даних (де $N_c = N_{ap}$), щоб надавати N_{ap} потоків масштабованих символів модуляції. TX-пристрій 928 просторової обробки потім просто пересилає кожний потік масштабованих символів модуляції як потік символів, що передаються. Коли просторова обробка не виконана для цієї схеми передачі, кожний символ, що передається, є символом модуляції.

Взагалі, TX-пристрій 928 просторової обробки виконує належне демультіплексування і/або просторову обробку масштабованих символів модуляції, щоб одержувати символи, що передаються, для паралельного каналу, що використовується для кожного потоку даних. TX-пристрій 928 просторової обробки додатково мультіплексує контрольні символи з символами, що передаються, наприклад, використовуючи мультіплексну передачу з часовим розділенням (TDM) або мультіплексну передачу з кодовим розділенням (CDM). Контрольні символи можуть бути надіслані на всіх або підмножині піддіапазонів/власних мод, які використовуються, щоб передавати дані потоку.

обміну. TX-пристрій 928 просторової обробки надає N_{ap} потоків символів, що передаються, N_{ap} передавальним блокам з 930a по 930ap.

Кожний передавальний блок 930 виконує OFDM-обробку над відповідним потоком символів, що передаються, і надає відповідний модульований сигнал. OFDM-обробка типово включає в себе (1) перетворення кожної множини з N_F символів, що передаються, у часовий інтервал, використовуючи N_F - дискретне обернене перетворення Фур'є, щоб одержувати «перетворені» символи, які містять у собі N_F відліків, і (2) повторення порції кожного перетвореного символу, щоб одержувати OFDM-символ, який містить $N_F + N_{cp}$ відліків. Повторена порція вказується посиленням як циклічний префікс, а N_{cp} вказує кількість відліків, що є повторюваними. OFDM-символи додатково оброблені (наприклад, конвертовані в один або більше аналогових сигналів, посилені, відфільтрованих і частотно перебудованих) передавальним блоком 930, щоб виробляти модульований сигнал. Інші конструктивні рішення для підсистеми 1000 передавача також можуть бути реалізовані і вони знаходяться у межах об'єму винаходу.

Контролер 940 може виконувати різні функції, що стосуються регулювання швидкості замкненням контуром для низхідної і висхідної ліній зв'язку (наприклад, вибір режиму передачі для висхідної лінії зв'язку і обчислення вагових коефіцієнтів передачі для низхідної лінії зв'язку). Для передачі по висхідній лінії зв'язку, контролер 940 може виконувати послідовність операцій 800 за Фіг.8 і вибирати режим передачі для кожного з численних паралельних каналів по висхідній лінії зв'язку. У межах контролера 940 блок 1042 призначення потужності розподіляє загальну потужність, що передається, $P_{total,up}$, по численних паралельних каналах

(наприклад, на основі оцінок коефіцієнта посилення каналу, $\hat{g}_m(k)$, і оцінки мінімального рівня шумів, $N_{0,ap}$, для точки доступу). Блок 1044 інверсії каналу виконує інверсію каналу для кожного паралельного каналу. Пристрій 1046 вибору режиму передачі (TM) вибирає відповідний режим передачі для кожного паралельного каналу. Блок 942 пам'яті може зберігати таблицю відповідності 1048 для підтримуваних режимів передачі та їх необхідних SNR (наприклад, як показано у таблиці 2). Для передачі по низхідній лінії зв'язку, контролер 940 може також виконувати послідовність операцій 800 за Фіг.8, щоб визначати потужність, що передається, для кожного піддіапазону кожної широкосмугової власної моди, і обчислює вагові коефіцієнти передачі, що використовуються для масштабування символів модуляції перед передачею по низхідній лінії зв'язку.

Фіг.11 показує структурну схему підсистеми 1100 приймача, яка є варіантом здійснення приймальної частини користувальницького кінцевого пристрою 520x. N_{ap} переданих сигналів з точки доступу 510x прийняті антенами з 952a по 952ut, і прийнятий сигнал від кожної антени наданий у відповідний приймальний блок 954. Кожний приймальний блок 954 приводить у необхідний стан і цифрує свій прийнятий сигнал, щоб одержати потік відліків, і додатково виконує OFDM-обробку над відліками. OFDM-обробка на приймачі типово включає в себе (1) видалення циклічного префікса у кожному прийнятому OFDM-символі, щоб одержувати прийнятий перетворений символ, і (2) перетворення кожного прийнятого перетвореного символу у частотну ділянку, використовуючи швидке перетворення Фур'є (FFT - ШПФ), щоб одержувати множину з N_F прийнятих символів для N_F піддіапазонів. Прийняті символи є оцінками символів, що передаються, надісланих точкою доступу 510x. Блоки з 954a по 954ut надають N_{ut} потоків прийнятих символів RX-пристрою 962 просторової обробки.

RX-пристрій 962 просторової обробки виконує просторову або просторово-часову обробку над N_{ut} потоками прийнятих символів, щоб надавати N_c потоків відновлених символів. RX-пристрій 962 просторової обробки може реалізовувати лінійний нуль-коректор (ZF-коректор - коректор, що обертає у нуль не значимі спектральні складові частотного сигналу) (який також вказаний посиленням як коректор матричного обертання кореляційної функції каналу (CCMI)), коректор мінімальної середньоквадратичної похибки (MMSI), лінійний MMSE-коректор (MMSE-LE), коректор з вирівняльним зворотним зв'язком (DFE) або інший коректор.

RX-пристрій 964 обробки даних приймає N_c потоків відновлених символів з RX-пристрою 962 просторової обробки. Кожний потік відновлених символів наданий відповідному блоку 1132 оберненого перетворення символу, який демодулює відновлені символи відповідно до схеми модуляції, що використовується для такого

потіку, як вказано настройкою демодуляції, передбаченою контролером 970. Потік демодульованих даних з кожного блоку 1132 оберненого перетворення символу розуцільнений асоціативно пов'язаним пристроєм 1134 розуцільнення каналу способом, компліментарним виконаному у точці доступу 510x для такого потоку даних. Якщо ущільнення залежить від режиму передачі, то контролер 970 надає настройку розуцільнення пристрою 1134 розуцільнення каналу, як вказано пунктирною лінією. Розуцільнені дані з кожного пристрою 1134 розуцільнення каналу декодовані асоціативно пов'язаним декодувальним пристроєм 1136 способом, компліментарним виконаному у точці доступу 510x, як вказано настройкою декодування, наданою контролером 970. Наприклад, пристрій швидкого декодування або пристрій декодування за алгоритмом Вітербі можуть бути використані для декодувального пристрою 1136, якщо швидке або згортове кодування, відповідно, виконані у точці доступу 510x. Декодувальний пристрій 1136 може також надавати статус кожного прийнятого пакету даних (наприклад такого, що вказує, був пакет прийнятий правильно або з помилкою). Декодувальний пристрій 1136 може додатково зберігати демодульовані дані для пакетів, декодованих з помилкою, так що ці дані можуть бути комбіновані з додатковими даними з наступної часткової передачі і декодовані.

У варіанті здійснення, показаному на Фіг.11, пристрій 974 оцінки каналу оцінює частотну характеристику каналу і мінімальний рівень шумів на користувальницькому кінцевому пристрої 520x (наприклад, на основі прийнятих контрольних символів), і надає оцінки каналу контролеру 970. Контролер 970 виконує різні функції, що стосуються регулювання швидкості замкненим контуром і для низхідної, і для висхідної лінії зв'язку (наприклад, вибір режиму передачі для низхідної лінії зв'язку і обчислення вагових коефіцієнтів передачі для висхідної лінії зв'язку). Для передачі по низхідній лінії зв'язку, контролер 970 може виконувати послідовність 800 операцій за Фіг.8. У межах контролера 970, блок 1172 розподілення потужності розподіляє повну

потужність, що передається, $P_{total, dn}$, по численних паралельних каналах (наприклад, на основі оцінок $\hat{\sigma}_m(k)$ коефіцієнта передачі і оцінки мінімального рівня шумів $N_{0, ut}$ для користувальницького кінцевого пристрою). Блок 1174 інверсії каналу виконує інверсію для кожного з численних паралельних каналів. Пристрій 1176 вибору режиму передачі вибирає відповідний режим передачі для кожного паралельного каналу. Блок 972 пам'яті може зберігати таблицю 1178 відповідності для підтримуваних режимів передачі та їх необхідних SNR (наприклад, як показано у таблиці 2). Контролер 970 передбачає N_c вибраних режимів передачі для N_c паралельних каналів по низхідній лінії зв'язку, які можуть бути частиною інформації зворотного зв'язку, надісланої у точку доступу 510x. Для передачі по висхідній лінії зв'язку, контролер 970 може виконувати послідовність 800 операцій за Фіг.8, щоб визначати потужність, що передається, для кожного піддіапазону кожної широкосмугової власної моди, і обчислювати вагові коефіцієнти передачі, що використовуються для масштабування символів модуляції перед передачею по висхідній лінії зв'язку.

Для зрозумілості, підсистема 1000 передавача була описана для точки доступу 510x і підсистема 1100 приймача була описана для користувальницького кінцевого пристрою 520x. Підсистема 1000 передавача також може бути використана для передавальної частини користувальницького кінцевого пристрою 520x, а підсистема 1100 приймача також може бути використана для приймальної частини точки доступу 510x.

В. Регулювання швидкості висхідної і низхідної лінії зв'язку

Фіг.12A показує послідовність операцій для регулювання швидкості замкненим контуром для низхідного зв'язку на основі структури кадру, показаної на Фіг.6. PDU BCH переданий у першому сегменті кожного TDD-кадру (див. Фіг.6) і включає в себе контрольний MIMO-сигнал, який може бути використаний користувальницьким кінцевим пристроєм, щоб оцінювати і відстежувати низхідну лінію зв'язку. Керований опорний сигнал може також бути надісланий у початковій частині PDU FCH, надісланий користувальницькому кінцевому пристрою. Користувальницький кінцевий пристрій оцінює низхідну лінію зв'язку на основі контрольного MIMO-сигналу і/або керованого опорного сигналу, і вибирає відповідний режим передачі (з найвищою підтримуваною швидкістю передачі даних) для кожної широкосмугової власної моди низхідної лінії зв'язку (тобто, кожного паралельного каналу). Користувальницький кінцевий пристрій потім надсилає ці режими як «запропоновані» режими передачі для низхідної лінії зв'язку в PDU RCH, надісланому у точку доступу.

Точка доступу приймає запропоновані режими передачі від користувальницького кінцевого пристрою і планує передачу даних по низхідній лінії зв'язку у наступному TDD-кадрі(ах). Точка доступу вибирає режими передачі для низхідної лінії зв'язку, які можуть бути прийнятими від користувальницького кінцевого пристрою або деякими іншими режимами передачі (з нижчою швидкістю передачі даних), в залежності від завантаження системи та інших факторів. Точка доступу надсилає інформацію завдання для користувальницького кінцевого пристрою (яка включає в себе режими передачі, вибрані точкою доступу для передачі по низхідній лінії зв'язку) по FCH. Точка доступу потім передає дані по FCH користувальницькому кінцевому пристрою, використовуючи вибрані режими передачі. Користувальницький кінцевий пристрій приймає інформацію завдання і одержує режими передачі, вибрані точкою доступу. Користувальницький кінцевий пристрій потім обробляє передачу по низхідній лінії зв'язку відповідно до вибраного режиму передачі. Для варіанту здійснення, показаного на Фіг.12A, затримка між оцінкою каналу, вибором режиму передачі користувальницьким кінцевим пристроєм і використанням цих режимів передачі для низхідної лінії зв'язку типово є тривалістю одного TDD-кадру, але може бути різною в залежності від додатків, конфігурації системи та інших факторів.

Фіг.12B показує послідовність операцій для регулювання швидкості замкненим контуром для висхідної лінії зв'язку на основі структури кадру, показаної на Фіг.6. Користувальницький кінцевий пристрій передає керований опорний сигнал по RACH під час доступу до системи і по RCH при призначенні FCH/RCH-ресурсах (див. Фіг.6). Точка доступу оцінює висхідну лінію зв'язку на основі прийнятого керованого опорного сигналу і вибирає відповідний режим передачі для кожної широкосмугової власної моди висхідної лінії зв'язку. Точка доступу надсилає інформацію завдання для користувальницького кінцевого пристрою (яка включає в себе режими передачі, вибрані для передачі по висхідній лінії зв'язку) по FCH. Користувальницький кінцевий

пристрій передає дані по RCH у точку доступу, використовуючи вибрані режими передачі. Точка доступу обробляє передачу по висхідній лінії зв'язку відповідно до вибраних режимів передачі.

Технології регулювання швидкості замкненим контуром, описані у даному патентному документі, можуть бути реалізовані різними способами. Наприклад, ці технології можуть бути реалізовані в апаратних засобах, програмному забезпеченні або їх поєднанні. Для апаратної реалізації, елементи, використані для регулювання швидкості замкненим контуром у передавачі і приймачі (наприклад, контролери 940 і 970), можуть бути реалізовані в межах однієї або більше спеціалізованих інтегральних схем (ASIC), цифрових сигнальних процесорів (DSP - ЦСП), пристроїв цифрової обробки сигналів (DSPD), пристроїв логічних схем (PLD), програмованих вентильних матриць, пристроїв обробки даних, контролерів, мікроконтролерів, інших електронних компонентів, спроектованих, щоб виконувати функції, описані у даному патентному документі, або їх поєднанням.

Для програмної реалізації, частини регулювання швидкості замкненим контуром можуть бути реалізовані модулями (наприклад, процедурами, функціями і так далі), які виконують функції, описані у даному патентному документі. Коди програмного забезпечення можуть бути збережені у блоці пам'яті (наприклад, блоці 942 або 972 пам'яті за Фіг.9А і 9В) і приведені у виконання за допомогою пристрою обробки даних (наприклад, контролером 940 або 970). Блок пам'яті може бути реалізований у межах пристрою обробки даних або бути зовнішнім по відношенню до пристрою обробки даних, у випадку якого, він може бути по зв'язку з'єднаний з пристроєм обробки даних за допомогою різних засобів, які відомі у даній галузі техніки.

Заголовки включені у даний патентний документ для посилання і щоб сприяти знаходженню визначених розділів. Ці заголовки не призначені для обмеження об'єму концепцій, описаних у даному патентному документі, і ці концепції можуть володіти застосовністю в інших розділах протягом всього патентного опису.

Попередній опис розкритих варіантів здійснення передбачений, щоб надати можливість будь-якому фахівцеві у даній галузі техніки виготовити або використати даний винахід. Різні зміни цих варіантів здійснення, будуть без великих зусиль очевидні фахівцям у даній галузі техніки, і визначені ознаками принципи, описані у даному патентному документі, можуть бути застосовані для інших варіантів здійснення, не виходячи за межі суті або об'єму винаходу. Таким чином, даний винахід не передбачається бути обмеженим варіантами здійснення, показаними у даному патентному документі, а передбачається бути наданим у найбільш широкому об'ємі, що не суперечить принципам і новим ознакам, описаним у даному патентному документі.

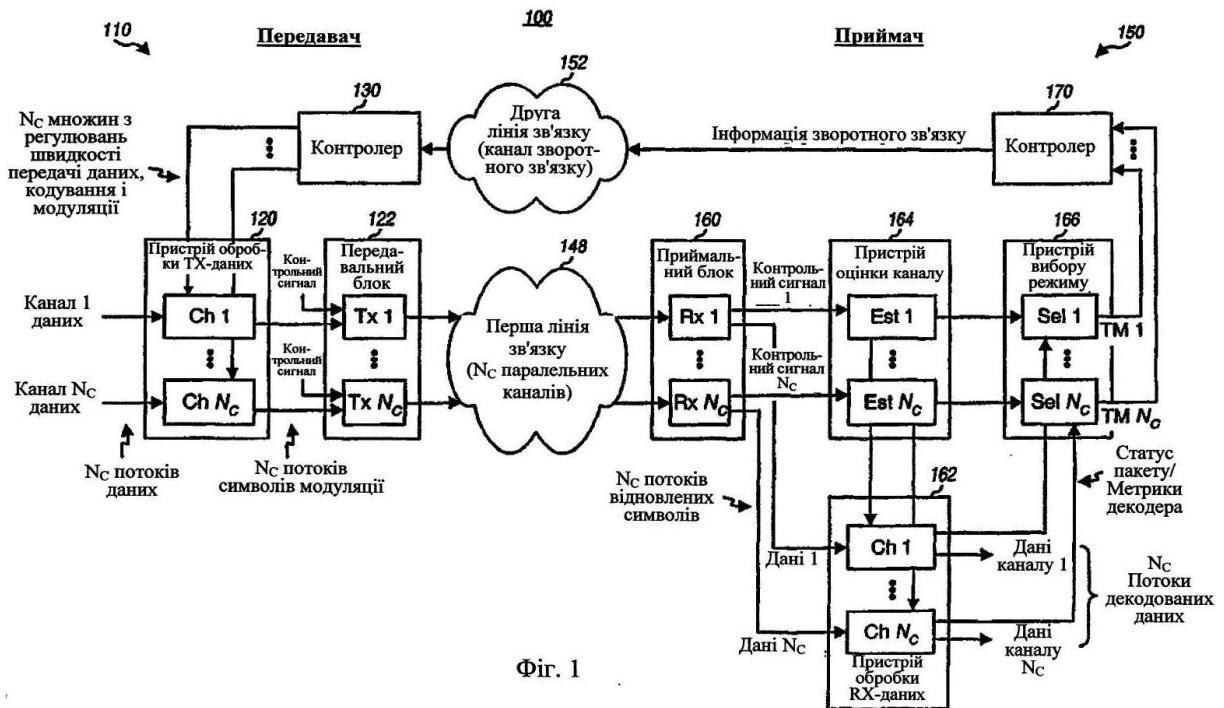


Fig. 1

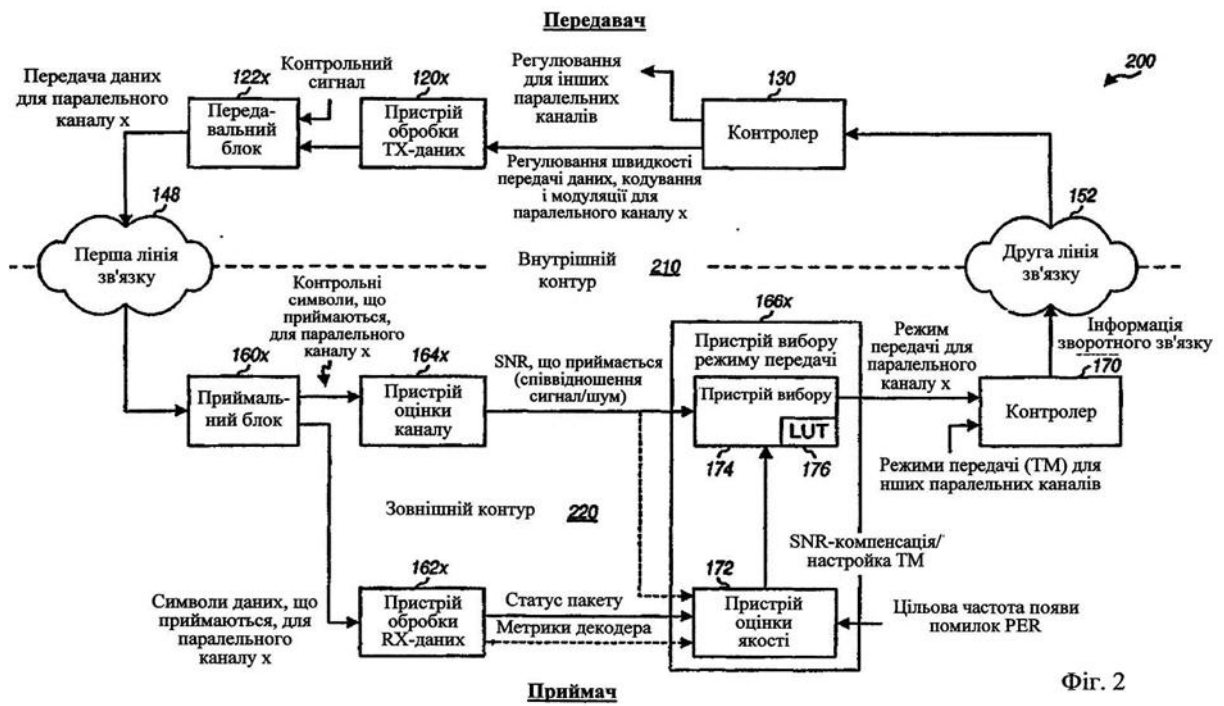
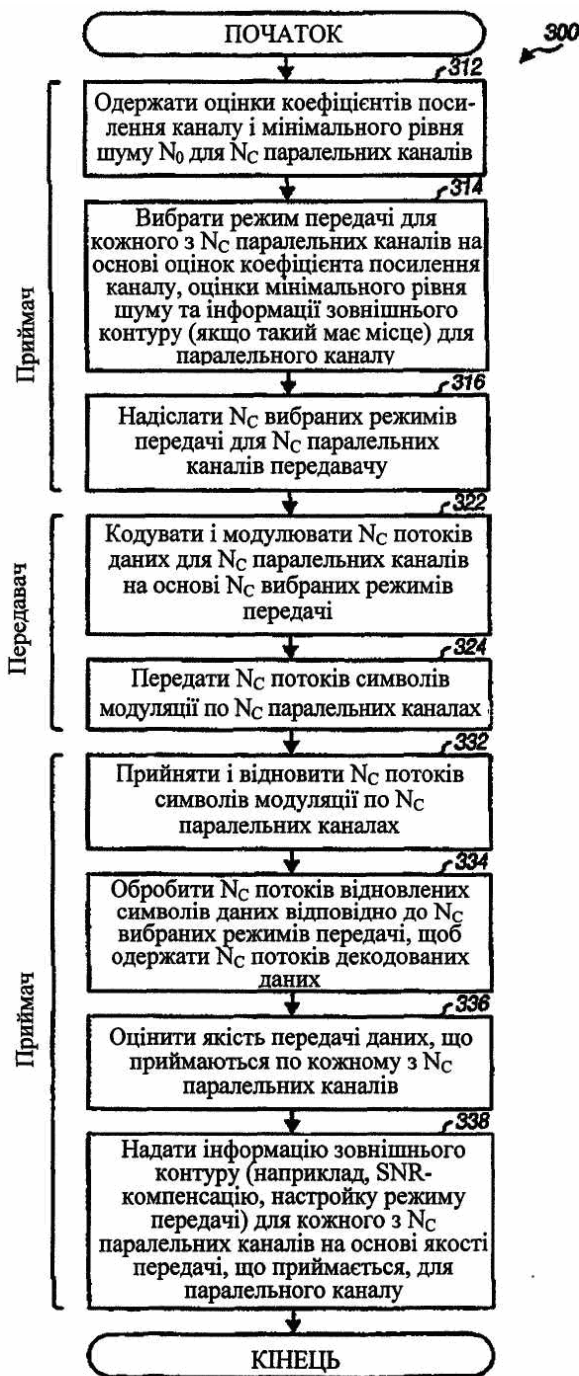
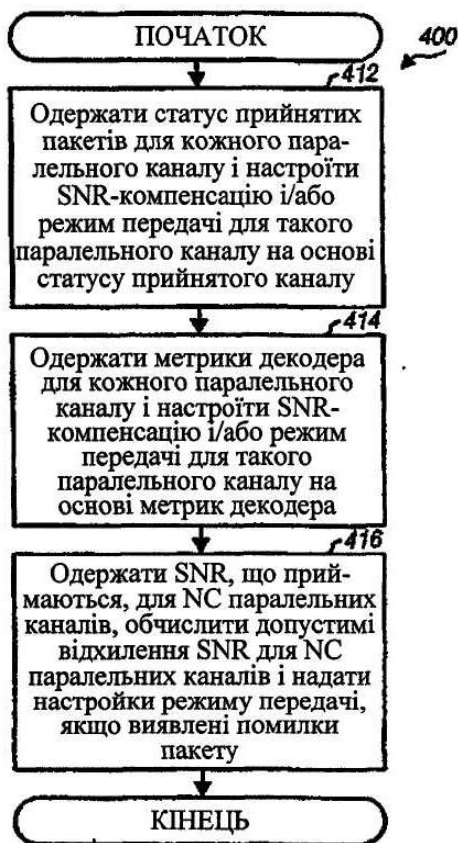


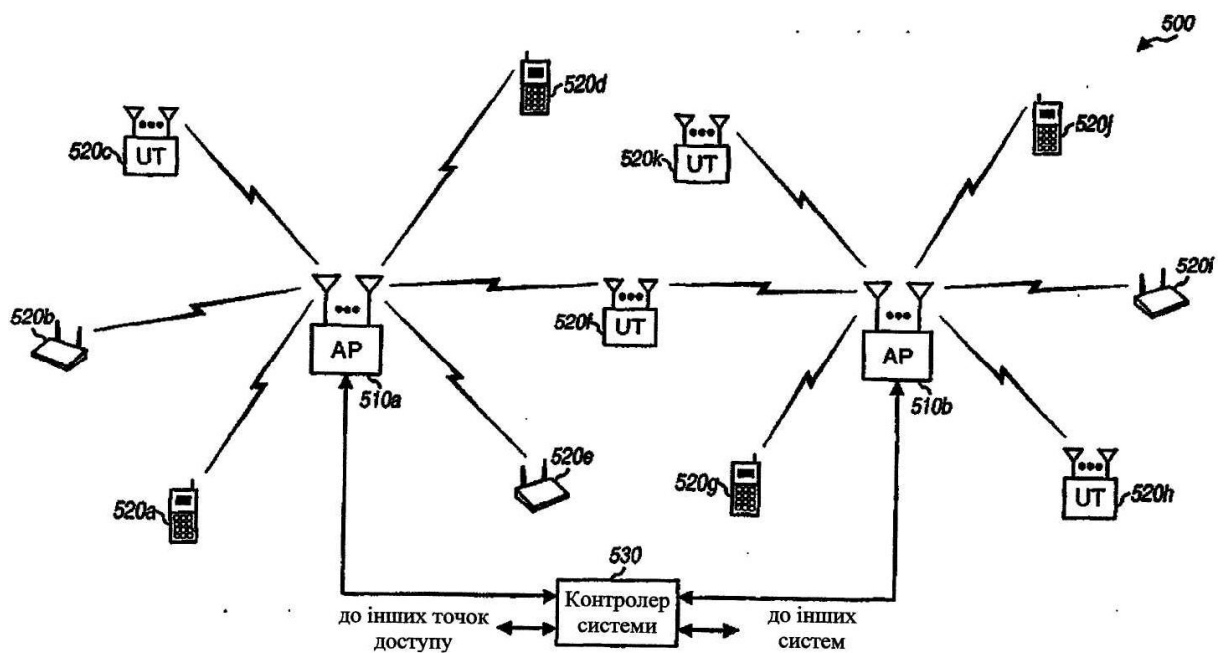
Fig. 2



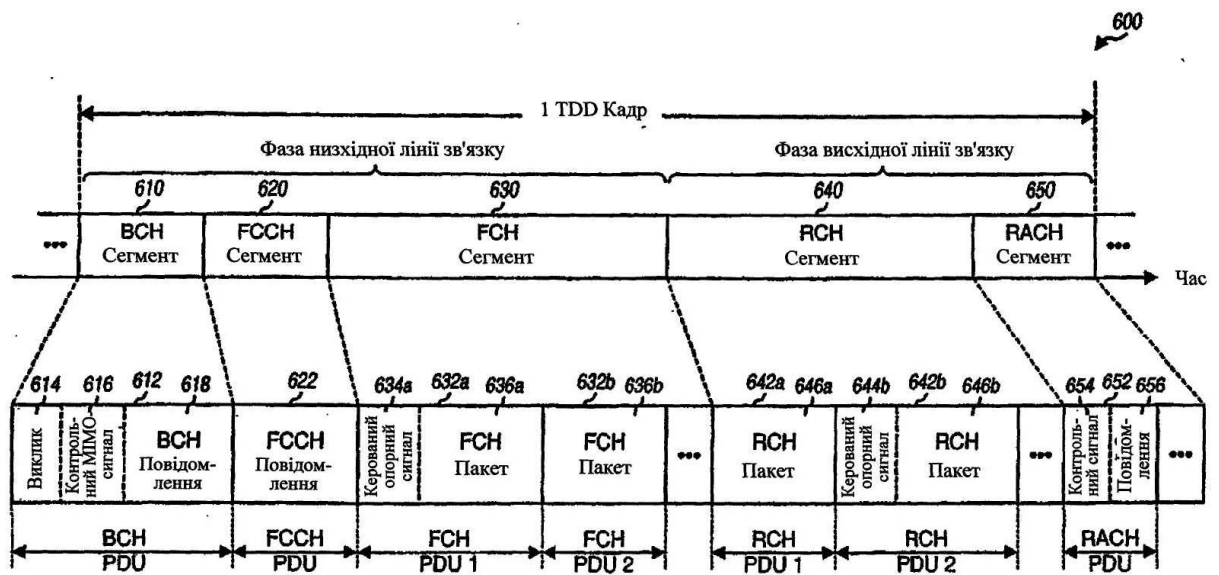
Фіг. 3



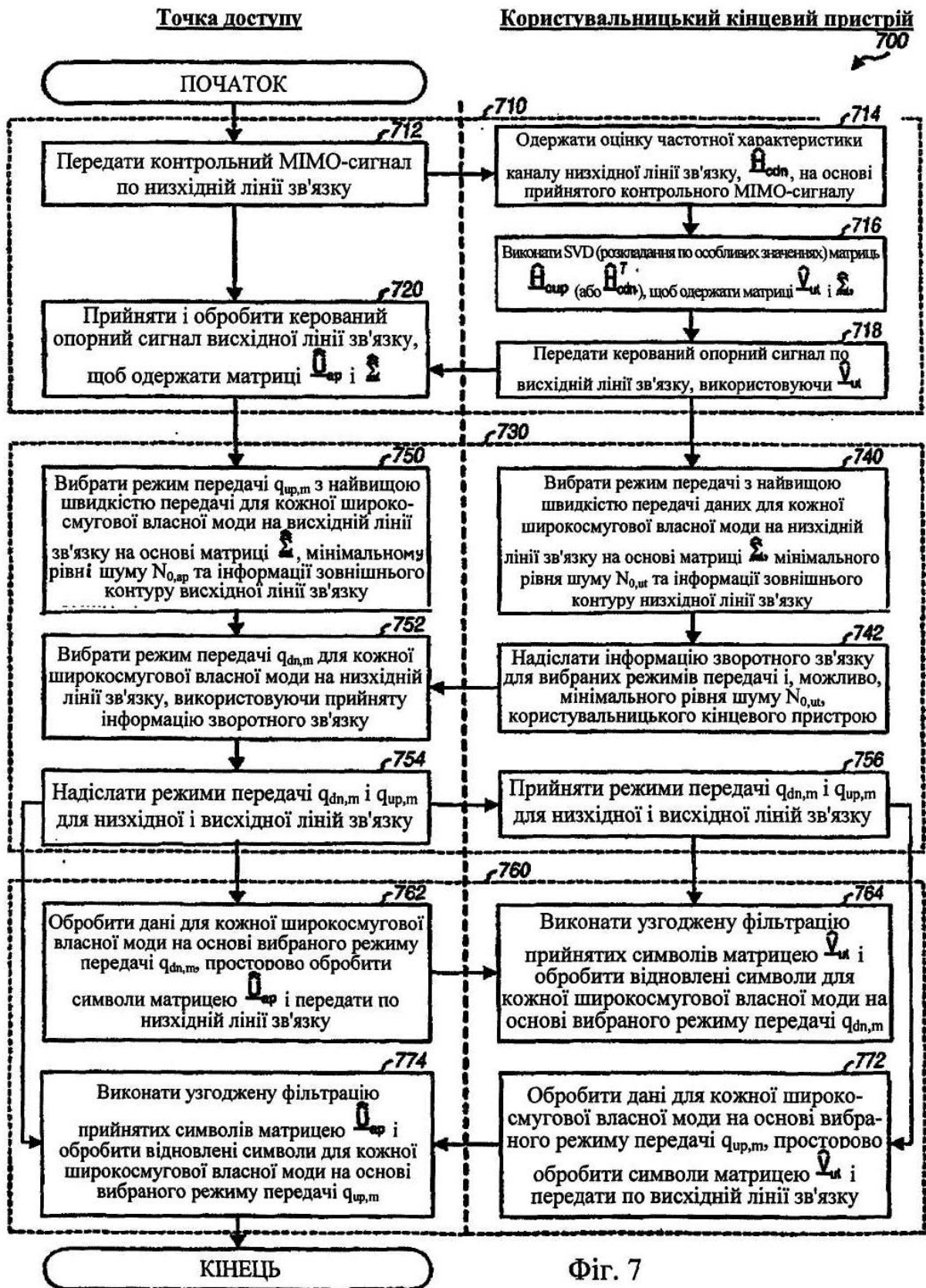
Фіг. 4



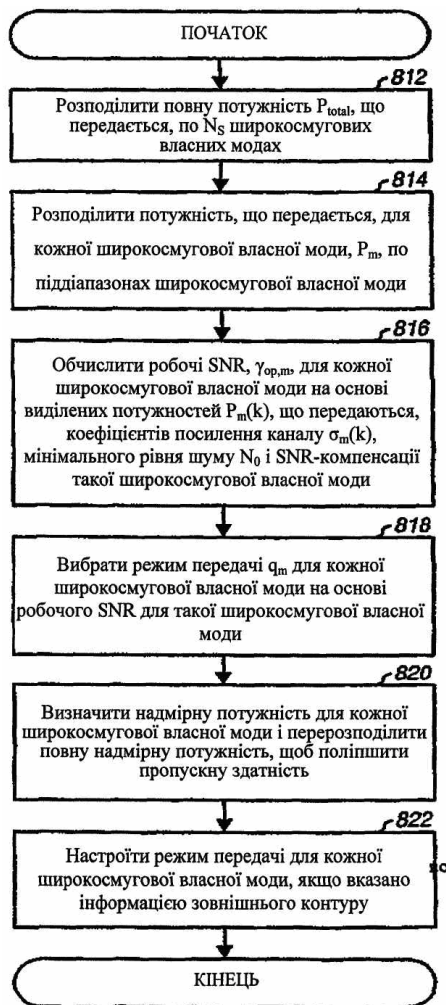
Фіг. 5



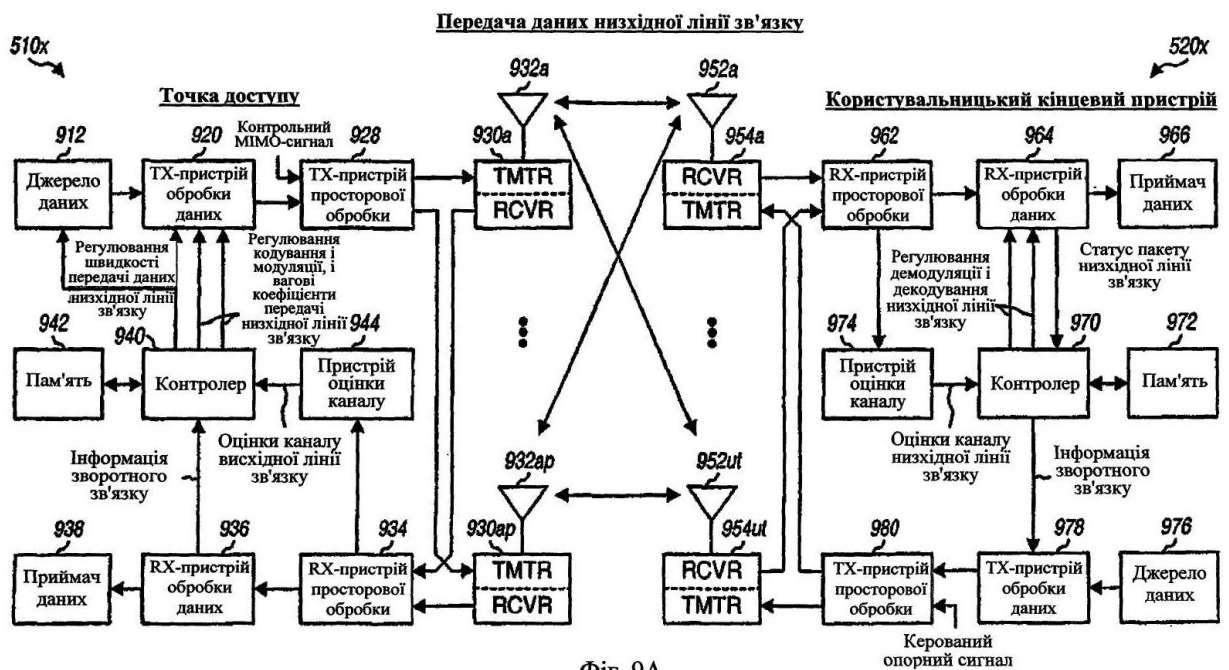
Фиг. 6



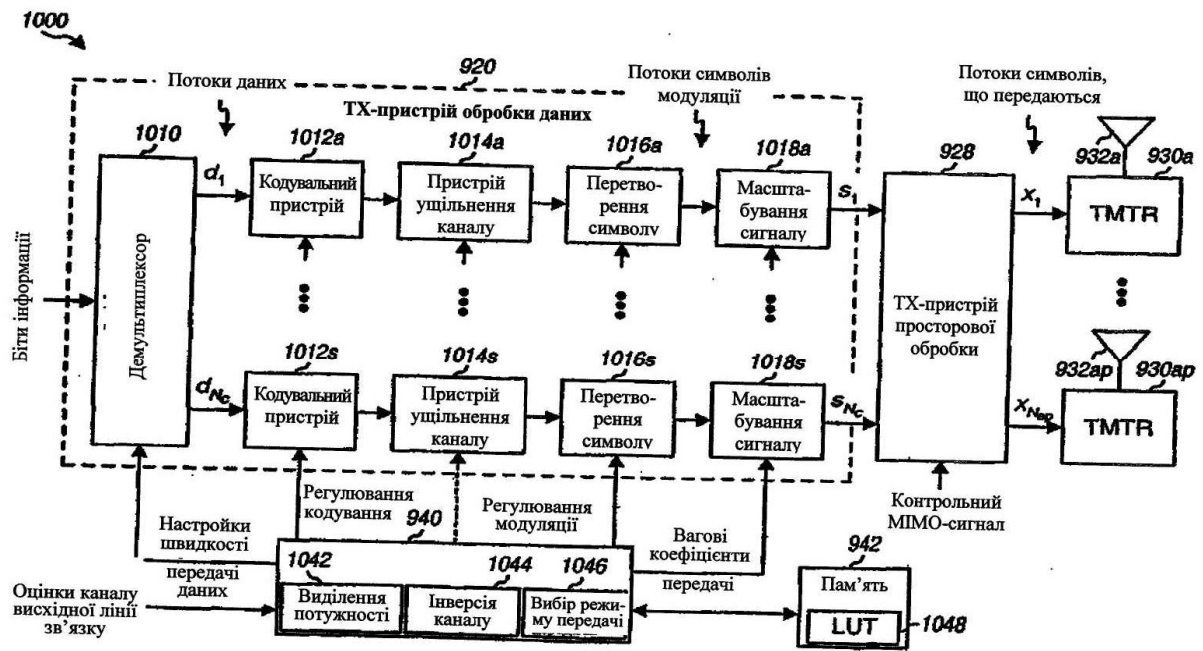
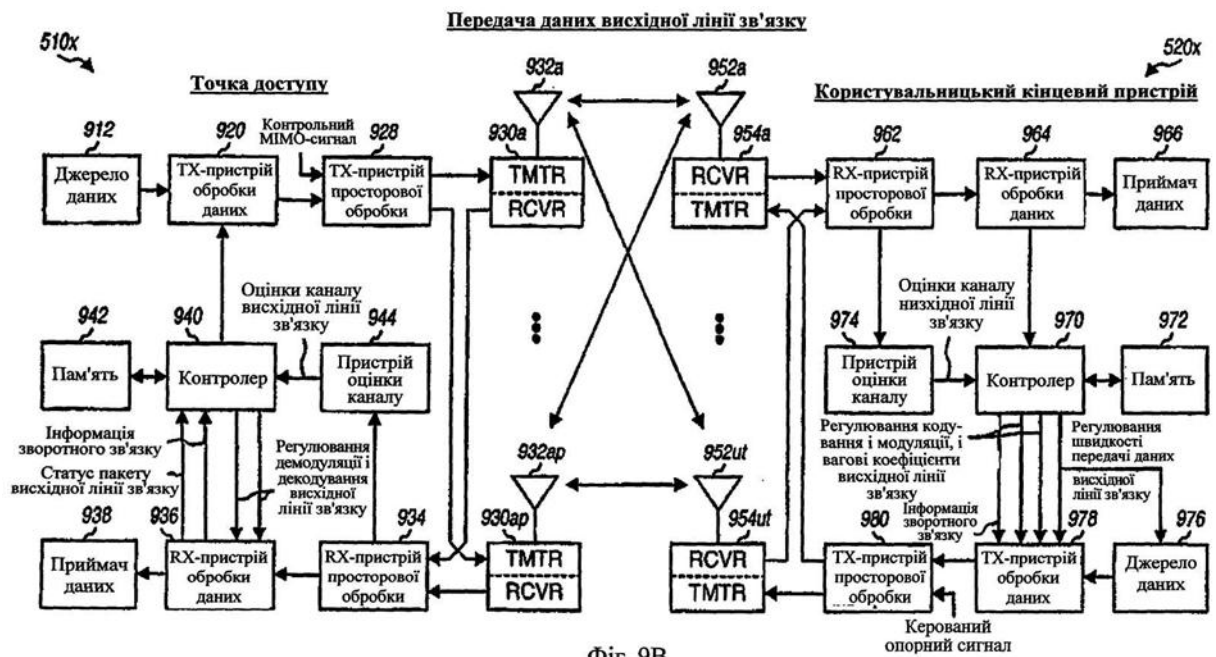
Фіг. 7

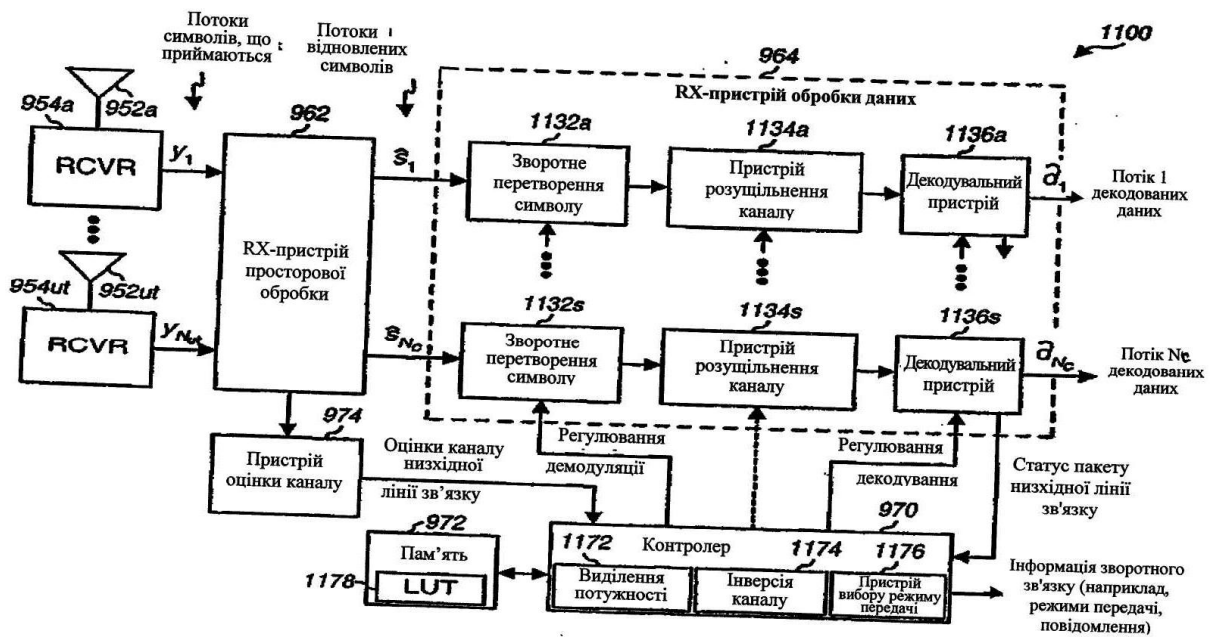


Фіг. 8



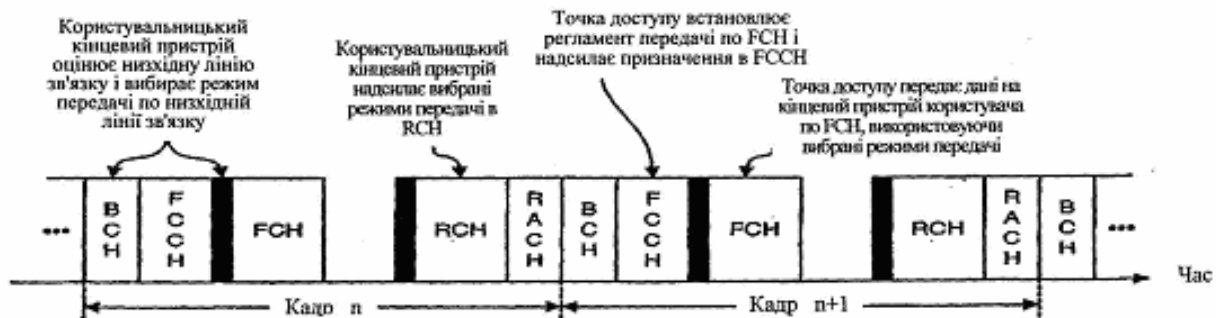
Фіг. 9А





Фіг. 11

Регулювання швидкості низхідної лінії зв'язку



Фіг. 12A

Регулювання швидкості висхідної лінії зв'язку



Фіг. 12B