

Домагання на пріоритет за 35 U.S.C. § 119.

Дана заявка на патент претендує на пріоритет за попередньою заявкою на патент США №60/421462, озаглавленою «Channel Calibration for a Time Division Duplexed Communication System», і попередньою заявкою на патент США №60/421309, озаглавленою «MIMO WLAN System», обидві подані 25 жовтня 2002 року, і права на які належать правовласнику даної заявки на патент, і які включені в даний опис у всій своїй повноті як посилання.

Галузь техніки, до якої відноситься винахід

Даний винахід відноситься в загальному випадку до зв'язку і більш точно до способів калібрування відкликів низхідного та висхідного каналів в комунікаційній системі з дуплексним зв'язком і часовим розділенням каналів (TDD).

Рівень техніки

У безпроводній комунікаційній системі передача даних між точкою доступу та терміналом користувача відбувається по безпроводному каналу. Залежно від конструкції системи одні і ті самі або різні смуги частот можуть використовуватися для низхідної лінії та висхідної лінії. Низхідна лінія (або пряма лінія) відноситься до передачі від точки доступу до терміналу користувача, а висхідна лінія (або зворотна лінія) відноситься до передачі від терміналу користувача до точки доступу. Якщо доступні дві смуги частот, тоді низхідна лінія та висхідна лінія можуть передаватися в окремих смугах частот, використовуючи дуплексний зв'язок з частотним розділенням каналів (FDD). Якщо доступна тільки одна смуга частот, тоді низхідна лінія та висхідна лінія можуть спільно використовувати одну смугу частот із застосуванням дуплексного зв'язку з часовим розділенням каналів (TDD).

Для досягнення високої продуктивності часто буває необхідним знати частотний відклик безпроводного каналу. Наприклад, відклик низхідного каналу може бути необхідним точці доступу для виконання просторової обробки (описано нижче) для передачі даних по низхідній лінії терміналу користувача. Відклик низхідного каналу може бути оцінений терміналом користувача, основуючись на пілот-сигналі, що передається точкою доступу. Термінал користувача може потім відправити оцінку каналу зворотно в точку доступу для подальшого використання. Для такої схеми оцінки каналу необхідно передавати пілот-сигнал по низхідній лінії і відправка оцінки каналу в точку доступу викликає додаткові затримки і вимагає додаткових ресурсів.

Для TDD систем із загальною смугою частот можна передбачити, що відклики низхідного каналу та висхідного каналу є взаємно-зворотними. Тобто, якщо H представляє матрицю відклику каналу від антенної решітки A до антенної решітки B, то взаємно-зворотний канал має на увазі, що з'єднання від решітки B до решітки A дається H^T , де H^T означає транспоновану матрицю H . Таким чином, для TDD системи відклик каналу для однієї лінії може бути оцінений, основуючись на пілот-сигналі, посланому по іншій лінії. Наприклад, відклик висхідного каналу може бути оцінений, основуючись на пілот-сигналі висхідної лінії, і транспонований відклик висхідного каналу може бути використаний як оцінка відклику низхідного каналу.

Однак частотні відклики, передавального та приймального ланцюгів в точці доступу звичайно відрізняються від частотних відкликів передавального та приймального ланцюгів в терміналі користувача. Зокрема, частотні відклики передавального/приймального ланцюгів, що використовуються для передачі по висхідній лінії, можуть відрізнитися від частотних відкликів передавальних/приймальних ланцюгів, що використовуються для передачі по низхідній лінії. «Ефективний» відклик низхідного каналу (тобто того, що включає в себе передавальні/приймальні ланцюги) може бути відмінним від відклику, взаємно-зворотного ефективного низхідного каналу внаслідок відмінностей в передавальних/приймальних ланцюгах (тобто відклики ефективних каналів не є взаємно-зворотними). Якщо взаємно-зворотна оцінка відклику каналу, одержана для однієї лінії, використовується для просторової обробки в іншій лінії, тоді відмінність в частотних відкликах передавальних/приймальних ланцюгів представляє помилку, яка у випадку, якщо її не визначити і не врахувати, може спричинити деградацію продуктивності.

Таким чином, в даній галузі техніки існує потреба в способах калібрування низхідного та висхідного каналів в TDD комунікаційній системі.

Розкриття винаходу

У даному описі викладені способи для калібрування низхідного та висхідного каналів для врахування відмінностей в частотних відкликах передавального та приймального ланцюгів в точці доступу і терміналі користувача. Після калібрування оцінка відклику каналу, одержана для однієї лінії, може бути використана для одержання оцінки відклику каналу для іншої лінії. Це спрощує оцінку каналу і просторову обробку.

В одному з варіантів здійснення запропонований спосіб калібрування низхідного та висхідного каналів в безпроводній TDD комунікаційній системі з множиною входів та множиною виходів (MIMO). Згідно зі способом пілот-сигнал передають по висхідному каналу і використовують для виведення відклику висхідного каналу. Пілот-сигнал також передають по низхідному каналу і використовують для виведення відклику низхідного каналу. Потім визначають два набори поправкових факторів, основуючись на оцінках відкликів низхідного та висхідного каналів. Калібрований низхідний канал формують шляхом використання першого набору поправкових факторів для низхідного каналу, і калібрований висхідний канал формують шляхом використання другого набору поправкових факторів для висхідного каналу. Відповідні поправкові фактори використовують у відповідних передавачах для низхідного та висхідного каналів. Відклики каліброваних низхідного та висхідного каналів є приблизно взаємно-зворотними завдяки двом наборам поправкових факторів. Перший і другий набори поправкових факторів можуть бути визначені з використанням обчислення відношення матриць або обчислення з мінімальною середньоквадратичною помилкою (MMSE), як описано нижче.

Калібрування може виконуватися в реальному масштабі часу, основуючись на передачі по радіоканалу. Кожний термінал користувача в системі може вивести другий набір поправкових факторів для використання в ньому. Перший набір поправкових факторів для точки доступу може бути виведений множиною терміналів. Для системи з мультіплексуванням з ортогональним розподілом частот (OFDM) калібрування може виконуватися для першого набору піддіапазонів для одержання двох наборів поправкових факторів для кожного піддіапазону в наборі. Поправкові фактори для інших «некаліброваних» піддіапазонів можуть бути

інтерпольовані, основуючись на поправкових факторах, одержаних для «каліброваних» піддіапазонів.

Різні аспекти варіантів здійснення даного винаходу більш детально описані нижче.

Короткий опис креслень

Відмітні особливості, суть та перевага даного винаходу стануть більш очевидними з наведеного нижче докладного опису, що розглядається спільно з кресленнями, на яких однакові посилальні позиції означають однакові елементи.

На Фіг.1 показані передавальні та приймальні ланцюги в точці доступу і терміналі користувача MIMO системи;

Фіг.2 ілюструє застосування поправкових факторів для врахування відмінностей в передавальних/приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача;

на Фіг.3 показаний процес калібрування відкликів низхідного та висхідного каналів в TDD MIMO-OFDM системі;

на Фіг.4 показаний процес виведення поправкових векторів з оцінок відкликів низхідного та висхідного каналів;

Фіг.5 являє собою блок-схему точки доступу і терміналу користувача; і

Фіг.6 являє собою блок-схему TX просторового процесора.

Здійснення винаходу

Способи калібрування, викладені в даному описі, можуть бути використані для різних комунікаційних систем. Зокрема, ці способи можуть бути використані в системах з одним входом та одним виходом (SISO), системах з множиною входів та одним виходом (MISO), системах з одним входом та множиною виходів (SIMO) та системах з множиною входів та множиною виходів (MIMO).

MIMO система використовує множину (N_T) передавальних антен та множину (N_R) приймальних антен для передачі даних. MIMO канал, сформований N_T передавальними та N_R приймальними антенами, може бути розділений на N_S незалежних каналів, причому $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Кожний з N_S незалежних каналів також називається просторовим каналом або власною модою MIMO каналу і відповідає розмірності. MIMO система може забезпечити поліпшену продуктивність (тобто збільшену ємність передачі) у випадку, якщо використовується додаткова розмірність, створена множиною передавальних та приймальних антен. Звичайно це вимагає точної оцінки відклику каналу між передавачем та приймачем.

На Фіг.1 показана блок-схема передавального та приймального ланцюгів в точці 102 доступу і терміналі користувача 104 в MIMO системі. Для цієї системи висхідна лінія та низхідна лінія спільно використовують один і той самий частотний діапазон способом дуплексного зв'язку з часовим розділенням.

Для низхідної лінії в точці 102 доступу символи (що визначаються вектором \underline{x}_{dn} «передачі») обробляються передавальним ланцюгом (TMTR) 114 і передаються через N_{ap} антени 116 по безпроводному каналу. У терміналі користувача 104 сигнали низхідної лінії приймаються N_{ut} антенами 152 та обробляються приймальним ланцюгом (RCVR) 154 для забезпечення прийнятих символів (що позначаються вектором \underline{r}_{dn} «прийому»). Обробка в передавальному ланцюгу 114, як правило, включає в себе цифрово-аналогове перетворення, посилення, фільтрацію, підвищення частоти тощо. Обробка в приймальному ланцюгу 154, як правило, включає в себе, пониження частоти, посилення, фільтрацію, аналого-цифрове перетворення тощо.

У випадку висхідної лінії в терміналі користувача 104 символи (що позначаються вектором \underline{x}_{up} передачі) обробляються в передавальному ланцюгу 164 і передаються через N_{ut} антени 152 по безпроводному каналу. У точці 102 доступу сигнали висхідної лінії приймаються N_{ap} антенами 116 та обробляються в приймальному ланцюгу 124 для забезпечення прийнятих символів (що позначаються вектором \underline{r}_{up} прийому).

У випадку низхідної лінії вектор прийому в терміналі користувача може бути виражений як

$$\underline{r}_{dn} = \underline{R}_{ut} \underline{H}_{ap}^T \underline{x}_{dn} \quad \text{рівняння (1)}$$

де \underline{x}_{dn} являє собою вектор передачі з N_{ap} елементами для символів, що передаються через N_{ap} антени точки доступу;

\underline{r}_{dn} являє собою вектор прийому з N_{ut} елементами для символів, прийнятих N_{ut} антенами в терміналі користувача;

\underline{H}_{ap} являє собою $N_{ap} \times N_{ap}$ діагональну матрицю з елементами, що являють собою комплексні посилення, зв'язані з передавальним ланцюгом для N_{ap} антен в точці доступу;

\underline{R}_{ut} являє собою $N_{ut} \times N_{ut}$ діагональну матрицю з елементами, що являють собою комплексні посилення, зв'язані з приймальним ланцюгом для N_{ut} антен в терміналі користувача;

\underline{H} являє собою $N_{ut} \times N_{ap}$ матрицю відкликів каналів для низхідної лінії.

Відклики передавальних/приймальних ланцюгів та безпроводного каналу, як правило, є функцією частоти. Для простоти передбачається, що канал є каналом з амплітудним завмиранням (тобто з рівномірним частотним відкликом).

У випадку висхідної лінії вектор прийому в точці доступу може бути виражений як

$$\underline{r}_{up} = \underline{R}_{ap} \underline{H}_{ut}^T \underline{x}_{up} \quad \text{рівняння (2)}$$

де \underline{x}_{up} являє собою вектор передачі для символів, що передаються через N_{ut} антени терміналу користувача;

\underline{r}_{up} являє собою вектор прийому для символів, прийнятих N_{ap} антенами в точці доступу;

\underline{H}_{ut} являє собою $N_{ut} \times N_{ut}$ діагональну матрицю з елементами у вигляді комплексних посилень, зв'язаних з передавальним ланцюгом для N_{ut} антен в терміналі користувача;

\underline{R}_{ap} являє собою $N_{ap} \times N_{ap}$ діагональну матрицю з елементами у вигляді комплексних посилень, зв'язаних з приймальним ланцюгом для N_{ap} антен в точці доступу;

\underline{H}^T являє собою $N_{ap} \times N_{ut}$ матрицю відкликів каналів для висхідної лінії.

Для TDD системи, оскільки низхідна лінія та висхідна лінія спільно використовують один і той самий діапазон частот, звичайно існує сильна кореляція між відкликами низхідного та висхідного каналів. Таким чином, матриці відкликів низхідного та висхідного каналів можуть розглядатися як взаємно-зворотні (тобто

транспоновані) по відношенню одна до одної, і як такі, що позначаються як \underline{H} , \underline{H}^T , відповідно, як показано в рівняннях (1) та (2). Однак відклики передавальних/приймальних ланцюгів в точці доступу, як правило, не співпадають з відкликами передавальних/приймальних ланцюгів в терміналі користувача. Вказані відмінності призводять до нерівності $\underline{R}_{ap} \cdot \underline{H}^T \cdot \underline{I}_{ut} \neq (\underline{R}_{ut} \cdot \underline{H}_{ap})^T$.

З рівняння (1) та (2) «ефективні» відклики низхідного та висхідного каналів, \underline{H}_{dn} та \underline{H}_{up} , які включають в себе відклики передавальних і приймальних ланцюгів, що використовуються, можуть бути виражені як

$$\underline{H}_{dn} = \underline{R}_{ut} \cdot \underline{H}_{ap} \text{ та } \underline{H}_{up} = \underline{R}_{ap} \cdot \underline{H}^T \cdot \underline{I}_{ut} \text{ рівняння (3)}$$

Комбінуючи вказані два рівняння і рівняння (3), може бути одержане наступне співвідношення:

$$\underline{R}_{ut}^{-1} \underline{H}_{dn} \underline{I}_{ap}^{-1} = (\underline{R}_{ap}^{-1} \underline{H}_{up} \underline{I}_{ut}^{-1})^T = \underline{I}_{ut}^{-1} \underline{H}_{up} \underline{R}_{ap}^{-1} \text{ рівняння (4)}$$

Перетворюючи рівняння (4), одержуємо наступне:

$$\underline{H}_{up}^T = \underline{I}_{ut} \underline{R}_{ut}^{-1} \underline{H}_{dn} \underline{I}_{ap}^{-1} \underline{R}_{ap} = \underline{K}_{ut}^{-1} \underline{H}_{dn} \underline{K}_{ap}$$

або

$$\underline{H}_{up}^T = (\underline{K}_{ut}^{-1} \underline{H}_{dn} \underline{K}_{ap})^T \text{ рівняння (5)}$$

де $\underline{K}_{ut} = \underline{I}_{ut}^{-1} \underline{R}_{ut}$ і $\underline{K}_{ap} = \underline{I}_{ap}^{-1} \underline{R}_{ap}$ Рівняння (5) також може бути представлене у вигляді:

$$\underline{H}_{up} \underline{K}_{ut} = (\underline{H}_{dn} \underline{K}_{ap})^T \text{ рівняння (6)}$$

Ліва сторона рівняння (6) представляє відклик каліброваного каналу висхідної лінії, а права сторона представляє транспонований відклик каліброваного каналу низхідної лінії. Використання діагональних матриць, \underline{K}_{ut} та \underline{K}_{ap} , в ефективних відкликах низхідного та висхідного каналів, як показано в рівнянні (6), дозволяє виразити відклики каліброваних каналів для низхідної лінії та висхідної лінії як результат транспонування один одного. $(N_{ap} \times N_{ap})$ діагональна матриця \underline{K}_{ap} для точки доступу являє собою відношення

$$\underline{K}_{ap} = \frac{\underline{R}_{ap}}{\underline{I}_{ap}}$$

відклику \underline{R}_{ap} приймального ланцюга до відклику \underline{I}_{ap} передавального ланцюга (тобто, відношення є поелементним відношенням. Аналогічно $(N_{ut} \times N_{ut})$ діагональна матриця \underline{K}_{ut} для терміналу користувача являє собою відношення відклику \underline{R}_{ut} приймального ланцюга і відклику \underline{I}_{ut} передавального ланцюга.

Матриці \underline{K}_{ap} та \underline{K}_{ut} включають в себе значення, що враховують відмінності в передавальних/приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача. Це дозволяє відклик каналу для однієї лінії виразити через відклик каналу для іншої лінії, як показано в рівнянні (6).

Для визначення матриць \underline{K}_{ap} та \underline{K}_{ut} може бути виконане калібрування. Як правило, істинний відклик \underline{H} каналу і відклики передавального/приймального ланцюга не є відомими, а також не можуть бути легко і точно одержані. Навпаки, ефективні відклики низхідного та висхідного каналів, \underline{H}_{dn} та \underline{H}_{up} , можуть бути оцінені, основуючись на пілот-сигналах, що передаються по низхідній лінії і висхідній лінії, відповідно, як описано нижче. Потім оцінки матриць \underline{K}_{ap} та \underline{K}_{ut} , які називаються поправковими матрицями $\hat{\underline{K}}_{ap}$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}$, можуть бути виведені, основуючись на оцінках відкликів низхідного та висхідного каналів, $\hat{\underline{H}}_{dn}$ та $\hat{\underline{H}}_{up}$, як описано нижче. Матриці $\hat{\underline{K}}_{ap}$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}$ включають в себе поправкові фактори, які дозволяють враховувати відмінності в передавальних/приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача.

Фіг.2 ілюструє використання поправкових матриць $\hat{\underline{K}}_{ap}$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}$ для врахування відмінностей в передавальних/приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача. У випадку низхідної лінії вектор \underline{x}_{dn} передачі спочатку множать на матрицю $\hat{\underline{K}}_{ap}$ в блоці 112. Подальша обробка в передавальному ланцюгу 114 і приймальному ланцюгу 154 для низхідної лінії є такою ж, як показано на Фіг.1. Аналогічно, у випадку висхідної лінії вектор \underline{x}_{up} передачі спочатку множать на матрицю $\hat{\underline{K}}_{ut}$ в блоці 162. Знову ж подальша обробка в передавальному ланцюгу 164 і приймальному ланцюгу 124 для висхідної лінії є такою ж, як показано на Фіг.1.

«Калібровані» відклики низхідного та висхідного каналів, видимі в терміналі користувача і точці доступу, відповідно, при цьому можуть бути виражені як

$$\underline{H}_{cdn} = \underline{H}_{dn} \hat{\underline{K}}_{ap} \text{ та } \underline{H}_{cup} = \underline{H}_{up} \hat{\underline{K}}_{ut} \text{ рівняння (7)}$$

де \underline{H}_{cdn} та \underline{H}_{cup} являють собою вирази для оцінки «істинних» відкликів каліброваних каналів в рівнянні (6). Комбінуючи два рівняння набору рівнянь (7) з використанням виразу з рівняння (6), можна показати, що $\underline{H}_{cup} \approx \underline{H}_{cdn}^T$. Точність відношення $\underline{H}_{cup} \approx \underline{H}_{cdn}^T$ залежить від точності матриць $\hat{\underline{K}}_{ap}$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}$, яка в свою чергу, як правило, залежить від якості оцінок відкликів низхідного та висхідного каналів, $\hat{\underline{H}}_{dn}$ та $\hat{\underline{H}}_{up}$.

Як показано вище, калібрування може виконуватися в TDD системі для визначення відмінностей у відкликах передавальних/приймальних ланцюгів в точці доступу і терміналі користувача, і для врахування цих відмінностей. Після калібрування передавальних/приймальних ланцюгів оцінка відклику каліброваного каналу, одержана для однієї лінії (наприклад, $\hat{\underline{H}}_{cdn}$), може бути використана для визначення оцінки відклику каліброваного каналу для іншої лінії (наприклад, $\hat{\underline{H}}_{cup}$).

Способи калібрування, викладені в даному описі, також можуть бути використані для безпроводних комунікаційних систем, які використовують OFDM. При OFDM весь діапазон частот системи ефективно розділяють на декілька (N_F) ортогональних піддіапазонів, які також називаються частотними бінами або підканалами. У випадку OFDM кожний піддіапазон зв'язаний з відповідною піднесучою, яка може бути модульована даними. Для MIMO системи, яка використовує OFDM (тобто MIMO-OFDM системи), кожний піддіапазон кожної власної моди можна розглядати як незалежний канал передачі.

Калібрування може виконуватися різними способами. Для розуміння конкретна схема калібрування описана нижче для TDD MIMO-OFDM системи. Для такої системи кожний піддіапазон безпроводної лінії може розглядатися як взаємно-зворотний.

На Фіг.3 показана блок-схема послідовності операцій процесу 300 калібрування відкликів низхідного та висхідного каналів в TDD MIMO-OFDM системі. Спочатку термінал користувача одержує таймінг і частоту

точки доступу, використовуючи процедури одержання, визначені для даної системи (етап 310). Потім термінал користувача може відправити повідомлення для ініціювання калібрування точкою доступу, або калібрування може бути ініційоване точкою доступу. Калібрування може виконуватися паралельно з реєстрацією/аутентифікацією терміналу користувача точкою доступу (наприклад, під час встановлення виклику) і також може виконуватися за необхідністю в будь-який час.

Калібрування може виконуватися для всіх піддіапазонів, які можуть бути використані для передачі даних (які називаються піддіапазонами «даних»). Піддіапазони, що не використовуються для передачі даних (тобто охоронні піддіапазони), як правило, не вимагають калібрування. Однак оскільки частотні відклики передавальних/приймальних ланцюгів в точці доступу і терміналі користувача звичайно є рівномірними по більшості смуг частот, що представляють інтерес, і оскільки суміжні піддіапазони з великою імовірністю є корельованими, калібрування може виконуватися тільки для підмножини піддіапазонів даних. Якщо калібруються не все піддіапазони даних, то інформація про піддіапазони, призначені для калібрування (які називаються як «призначені» піддіапазони), може бути відправлена в точку доступу (наприклад, в повідомленні, відправленому для ініціація калібрування).

Для калібрування термінал користувача передає MIMO пілот-сигнал по призначених піддіапазонах в точку доступу (етап 312). Генерація MIMO пілот-сигналу описана більш детально нижче. Тривалість передачі MIMO пілот-сигналу по висхідній лінії може залежати від кількості призначених піддіапазонів. Наприклад, може бути достатнім 8 OFDM символів, якщо калібрування виконується для чотирьох піддіапазонів, а для більшої кількості піддіапазонів може бути потрібна більша кількість (наприклад, 20) OFDM символів. Як правило, повна потужність передачі є фіксованою, тому якщо MIMO пілот-сигнал передають по невеликій кількості піддіапазонів, то для кожного з цих піддіапазонів може використовуватися більш високий рівень потужності передачі і ССШ для кожного піддіапазону буде високим. Навпаки, якщо MIMO пілот-сигнал передають по великій кількості піддіапазонів, тоді для кожного піддіапазону буде використаний менший рівень потужності передачі, і ССШ для кожного піддіапазону буде гірше. Якщо ССШ для кожного піддіапазону не є досить високим, тоді для MIMO пілот-сигналу може бути відправлена більша кількість OFDM символів, які інтегруються в приймачі для одержання більш високого загального ССШ для даного піддіапазону.

Точка доступу приймає MIMO пілот-сигнал по висхідній лінії і виводить оцінку відклику висхідного каналу, $\hat{H}_{up}(k)$, для кожного з призначених піддіапазонів, де k являє собою індекс піддіапазону. Оцінка каналу, основана на MIMO пілот-сигналі, описана нижче. Оцінки відкликів висхідних каналів відцифровують і посиляють в термінал користувача (етап 314). Елементи кожної матриці $\hat{H}_{up}(k)$ являють собою комплексні посилення каналів між N_{ut} передавальними та N_{ap} приймальними антенами для висхідної лінії для k -ого піддіапазону. Посилення каналів для всіх матриць можуть бути масштабовані на конкретний фактор масштабування, який є загальним для всіх призначених піддіапазонів, для одержання необхідного динамічного діапазону. Наприклад, посилення каналів в кожній матриці $\hat{H}_{up}(k)$ можуть бути однаково масштабовані на найбільше посилення каналу для всіх матриць $\hat{H}_{up}(k)$ для призначених піддіапазонів таким чином, щоб величина найбільшого посилення каналу складала одиницю. Оскільки задачею калібрування є нормалізація відмінностей в посиленні/фазі між низхідною лінією та висхідною лінією, абсолютні посилення каналів не є важливими. Якщо 12-бітні комплексні значення (тобто, з 12-бітними синфазними (I) та 12-бітними квадратурними (Q) компонентами) використовують для представлення посилення каналу, тоді оцінки відкликів низхідних каналів можуть бути відправлені в термінал користувача в $3 \cdot N_{ut} \cdot N_{ap} \cdot N_{sb}$ в байтах, де «3» виникає внаслідок того, що для представлення I та Q компонентів використовують 24 біти та N_{sb} являє собою кількість призначених піддіапазонів.

Термінал користувача також приймає MIMO пілот-сигнал по низхідній лінії, що передається точкою доступу (етап 316) і виводить оцінку відклику низхідного каналу, $\hat{H}_{dn}(k)$, для кожного з призначених піддіапазонів, основуючись на прийнятому пілот-сигналі (етап 318). Потім термінал користувача визначає поправкові фактори, $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$, для кожного з призначених піддіапазонів, основуючись на оцінках відкликів висхідного та низхідного каналів, $\hat{H}_{up}(k)$ та $\hat{H}_{dn}(k)$ (етап 320).

Для виведення поправкових факторів передбачається, що відклики низхідного та висхідного каналів для кожного піддіапазону є взаємно-зворотними, з поправками для посилення/фази для врахування відмінностей в передавальних/приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача, які подаються як

$$\hat{H}_{up}(k) \hat{K}_{ut}(k) = (\hat{H}_{dn}(k) \hat{K}_{ap}(k))^T, \quad \text{для } k \in K \text{ рівняння} \quad (8)$$

де K являє собою множину всіх піддіапазонів даних. Оскільки під час калібрування доступні тільки оцінки відкликів ефективних низхідних та висхідних каналів для призначених піддіапазонів, рівняння (8) може бути переписане, як

$$\hat{H}_{up}(k) \hat{K}_{ut}(k) = (\hat{H}_{dn}(k) \hat{K}_{ap}(k))^T, \quad \text{для } k \in K \text{ рівняння} \quad (9)$$

де K являє собою множину всіх призначених піддіапазонів. Поправковий вектор $\hat{K}_{ut}(k)$ може бути визначений як такий, що включає в себе тільки N_{ut} діагональних елементів $\hat{K}_{ut}(k)$. Аналогічно поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ може бути визначений як такий, що включає в себе тільки N_{ap} діагональних елементів $\hat{K}_{ap}(k)$.

Поправкові фактори $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ можуть бути виведені з оцінок каналів $\hat{H}_{dn}(k)$ та $\hat{H}_{up}(k)$ різними способами, в тому числі за допомогою обчислення відношення матриць та обчислення з мінімальною середньоквадратичною помилкою (MMSE). Обидва вказаних способи обчислення більш детально описані нижче. Також можуть використовуватися інші способи обчислення, і це знаходиться в межах обсягу даного винаходу.

А. Обчислення відношення матриць

Фіг.4 являє собою блок-схему послідовності операцій варіанту здійснення процесу 320a для виведення поправкових $\hat{K}_{ut}(k)$ та $\hat{K}_{ap}(k)$ з оцінок відкликів низхідного та висхідного каналів $\hat{H}_{up}(k)$ та $\hat{H}_{dn}(k)$, використовуючи обчислення відношення матриць. Процес 320a може бути використаний як етап 320 за Фіг.3.

Спочатку для кожного призначеного піддіапазону обчислюють $(N_{ut} \times N_{ap})$ матрицю $\underline{C}(k)$ (етап 412), таким

чином:

$$\underline{C}(k) = \frac{\hat{H}_{up}(k)}{\hat{H}_{dn}(k)}, \quad \text{для } k \in K \text{ рівняння} \quad (10)$$

де відношення обчислюють поелементно. Кожний елемент $\underline{C}(k)$ таким чином може бути обчислений як

$$c_{i,j}(k) = \frac{h_{up,i,j}}{h_{dn,i,j}}, \quad \text{для } i=\{1 \dots N_{ut}\} \quad (11)$$

та $j=\{1 \dots N_{ap}\}$, рівняння

де $\hat{H}_{up,i,j}(k)$ та $\hat{H}_{dn,i,j}(k)$ являє собою $((i, j)$ -й (ряд, стовпець) елементом з \hat{H}_{up}^T та \hat{H}_{dn}^T відповідно, і $c_{i,j}(k)$ являє собою (i, j) -й елемент з $\underline{C}(k)$.

В одному з варіантів здійснення поправковий вектор для точки доступу, $\hat{K}_{ap}(k)$, визначають як рівний середньому нормованих рядків $\underline{C}(k)$ та виводять на етапах блоку 420. Кожний рядок $\underline{C}(k)$ спочатку нормується за допомогою масштабування кожного з N_{ap} елементів в рядку на перший елемент в цьому рядку (етап 422).

Таким чином, якщо $\underline{c}_i(k)=[c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{ap}}(k)]$ являє собою i -й рядок $\underline{C}(k)$, то нормований рядок $\tilde{\underline{c}}_i(k)$ може бути виражений як

$$\tilde{\underline{c}}_i(k) = [c_{i,1}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,j}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{ap}}(k)/c_{i,1}(k)], \quad (12)$$

рівняння

Потім середнє значення нормованих рядків визначають як суму N_{ut} нормованих рядків, поділену на N_{ut} (етап 424). Поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ визначають, як рівний вказаному середньому (етап 426), що може бути виражено як

$$\hat{K}_{ap}(k) = \frac{1}{N_{ut}} \sum_{i=1}^{N_{ut}} \tilde{\underline{c}}_i(k), \quad \text{для } k \in K', \quad (13)$$

рівняння

Внаслідок нормування перший елемент $\hat{K}_{ap}(k)$ є одиничним.

В одному з варіантів здійснення поправковий вектор для терміналу користувача, $\hat{K}_{ut}(k)$, визначений як рівний середньому зворотних значень нормованих стовпців $\underline{C}(k)$, і визначається на етапах блоку 430. Спочатку j -й стовпець $\underline{C}(k)$ нормують шляхом масштабування кожного елемента в стовпці на j -й елемент вектора $\hat{K}_{ap}(k)$,

який позначений як $K_{ap,j}(k)$ (етап 432). Таким чином, якщо $\underline{c}_j(k) = [c_{1,j}(k) \dots c_{N_{ut},j}(k)]^T$ являє собою j -й стовпець

$\underline{C}(k)$, то нормований стовпець $\tilde{\underline{c}}_j(k)$ може бути виражений як

$$\tilde{\underline{c}}_j(k) = [c_{1,j}(k)/K_{ap,j}(k) \dots c_{i,j}(k)/K_{ap,j}(k) \dots c_{N_{ut},j}(k)/K_{ap,j}(k)]^T \quad (14)$$

рівняння

Потім середнє зворотних значень нормованих стовпців визначають як суму зворотних значень N_{ap} нормованих стовпців, поділену на N_{ap} (етап 434). Поправковий вектор $\hat{K}_{ut}(k)$ визначають як рівний вказаному середньому (етап 436), що може бути виражено як

$$\hat{K}_{ut}(k) = \frac{1}{N_{ap}} \sum_{j=1}^{N_{ap}} \frac{1}{\tilde{\underline{c}}_j(k)}, \quad \text{для } k \in K, \quad (15)$$

рівняння

де зворотні значення нормованих стовпців, $\tilde{\underline{c}}_j(k)$, одержують на по елементній основі.

В. MMSE обчислення

Для MMSE обчислення поправкові фактори $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ виводять з оцінок відкликів низхідного та висхідного каналів $\hat{H}_{dn}(k)$ та $\hat{H}_{up}(k)$ таким чином, що середньоквадратична помилка (MSE) між відкликом каліброваного низхідного каналу і відкликом каліброваного висхідного каналу є мінімальною. Ця умова може бути виражена як

$$\min \left| (\hat{\underline{H}}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k))^T - \hat{\underline{H}}_{up}(k) \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \right|^2, \quad \text{для } k \in K, \quad (16)$$

рівняння

що також може бути записано як

$$\min \left| \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{H}}_{dn}^T(k) - \hat{\underline{H}}_{up}(k) \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \right|^2, \quad \text{для } k \in K,$$

де $\hat{K}_{ap}(k) = \hat{K}_{ap}(k)$, оскільки $\hat{K}_{ap}(k)$ є діагональною матрицею.

На рівняння (16) накладене обмеження, яке полягає в тому, що перший елемент $\hat{K}_{ap}(k)$ визначений як рівний одиниці (тобто $\hat{K}_{ap,00}(k)=1$). Без такого обмеження буде одержане тривіальне рішення, в якому усі елементи матриць $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ дорівнюють нулю. У рівнянні (16) матрицю $\underline{Y}(k)$ спочатку одержують як $\underline{Y}(k) = \hat{K}_{ap}(k) \hat{H}_{dn}^T(k) - \hat{H}_{up}(k) \hat{K}_{ut}(k)$. Потім одержують квадрат абсолютного значення для кожного з $N_{ap} \cdot N_{ut}$ елементів матриці $\underline{Y}(k)$. Середньоквадратична помилка (або квадратична помилка, якщо не проводиться розподіл на $N_{ap} \cdot N_{ut}$) при цьому дорівнює сумі всіх квадратів $N_{ap} \cdot N_{ut}$ значень.

MMSE обчислення виконують для кожного призначеного піддіапазону для одержання поправкових факторів $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ для цього піддіапазону. MMSE обчислення для одного піддіапазону описано нижче. Для простоти індекс піддіапазону, k , в нижченаведеному описі опущений. Також для простоти елементи оцінки \hat{H}_{dn}^T відклику низхідного каналу позначені $\{a_{i,j}\}$, елементи оцінки \hat{H}_{up} відклику висхідного каналу позначені як $\{b_{i,j}\}$, діагональні елементи матриці \hat{K}_{ap} позначені як $\{u_i\}$ і діагональні елементи матриці \hat{K}_{ut} позначені як $\{v_j\}$, де

$i = \{1 \dots N_{ap}\}$ та $j = \{1 \dots N_{ut}\}$.

Середньоквадратична помилка може бути переписана, виходячи з рівняння (16), таким чином:

$$MSE = \sum_{j=1}^{N_{ut}} \sum_{i=1}^{N_{ap}} |a_{ij} u_i - b_{ij} v_j|^2, \quad (17)$$

рівняння

і знову ж з урахуванням обмеження $u_i = 1$. Мінімальна середньоквадратична помилка може бути одержана шляхом обчислення частинних похідних рівняння (17) по u та v і прирівняння частинних похідних нулю. Результатом цих операцій є наступні набори рівнянь:

$$\sum_{j=1}^{N_{ut}} (a_{ij} u_i - b_{ij} v_j) \cdot a_{ij}^* = 0, \quad \text{для } i \in \{2 \dots N_{ap}\}, \quad (18a)$$

і рівняння

$$\sum_{i=1}^{N_{ap}} (a_{ij} u_i - b_{ij} v_j) \cdot b_{ij}^* = 0, \quad \text{для } j \in \{1 \dots N_{ut}\} \quad (18b)$$

рівняння

У рівнянні (18a) $u_1 = 1$, тому для цього випадку частинна похідна відсутня, і індекс i змінюється від 2 до N_{ap} .

Набір з $(N_{ap} + N_{ut} - 1)$ рівнянь в наборах рівнянь (18a) та (18b) може бути зручніше виражений в матричному вигляді таким чином:

$$\underline{A} \underline{y} = \underline{z}, \quad \text{рівняння} \quad (19)$$

де

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_{ut}} |a_{2j}|^2 & 0 & \dots & 0 & -b_{21} a_{21}^* & \dots & -b_{2N_{ut}} a_{2N_{ut}}^* \\ 0 & \sum_{j=1}^{N_{ut}} |a_{3j}|^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \sum_{j=1}^{N_{ut}} |a_{N_{ap}j}|^2 & -b_{N_{ap}1} a_{N_{ap}1}^* & \dots & -b_{N_{ap}N_{ut}} a_{N_{ap}N_{ut}}^* \\ -a_{21} b_{21}^* & \dots & \dots & -a_{N_{ap}1} b_{N_{ap}1}^* & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{i1}|^2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{i2}|^2 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{iN_{ut}}|^2 \\ -a_{2N_{ut}} b_{2N_{ut}}^* & \dots & \dots & -a_{N_{ap}N_{ut}} b_{N_{ap}N_{ut}}^* & 0 & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{ap}} |b_{iN_{ut}}|^2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ \dots \\ u_{N_{ap}} \\ v_1 \\ v_2 \\ \dots \\ v_{N_{ut}} \end{bmatrix} \quad \underline{z} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ a_{11} b_{11}^* \\ a_{12} b_{12}^* \\ \dots \\ a_{1N_{ut}} b_{1N_{ut}}^* \end{bmatrix}.$$

Матриця \underline{A} включає в себе $(N_{ap} + N_{ut} - 1)$ рядків, причому перші $N_{ap} - 1$ рядків відповідають $N_{ap} - 1$ рівнянь з набору рівнянь (18a), і останні N_{ut} рядків відповідають N_{ut} рівнянь з набору рівнянь (18b). Зокрема, перший рядок матриці \underline{A} утворений з набору рівнянь (18a) при $i=2$, другий рядок утворений при $i=3$ тощо. N_{ap} -ий рядок матриці \underline{A} утворений з набору рівнянь (18b) при $j=1$ тощо. І останній рядок утворений при $j=N_{ut}$. Як показано вище, елементи матриці \underline{A} і елементи вектора \underline{z} можуть бути одержані, основуючись на елементах матриць \hat{H}_{dn}^T та \hat{H}_{up} .

Поправкові фактори включені у вектор \underline{y} , який може бути одержаний як

$$\underline{y} = \underline{A}^{-1} \underline{z} \quad \text{рівняння} \quad (20)$$

Результат MMSE обчислення являє собою поправкові матриці \hat{K}_{ap} та \hat{K}_{ut} , які мінімізують середньоквадратичну помилку відкликів каліброваних низхідного та висхідного каналів, як показано в рівнянні (16). Оскільки матриці \hat{K}_{ap} та \hat{K}_{ut} одержані, основуючись на оцінках відкликів низхідного та висхідного каналів, \hat{H}_{dn} та \hat{H}_{up} , якості поправкових матриць \hat{K}_{ap} та \hat{K}_{ut} таким чином залежить від якості оцінок каналів \hat{H}_{dn} та \hat{H}_{up} . MIMO пілот-сигнал може бути усереднений в приймачі для одержання більш точних оцінок для \hat{H}_{dn} та \hat{H}_{up} .

Поправкові матриці \hat{K}_{ap} та \hat{K}_{ut} , одержаних, основуючись на MMSE обчисленні, є в загальному випадку кращими, ніж поправкові матриці, одержані, основуючись на обчисленні відношення матриць, особливо коли деякі з посилен каналів є малими, і вимірний шум може призвести до сильної деградації посилен каналів.

С Додаткові обчислення

Незалежно від конкретного способу обчислення, вибраного для використання, після завершення

обчислення поправкових матриць термінал користувача посилає в точку доступу поправковий вектор для точки доступу, $\hat{K}_{ap}(k)$, для всіх призначених піддіапазонів. Якщо для кожного поправкового фактора в $\hat{K}_{ap}(k)$ використовуються 12-бітні комплексні значення, тоді поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ для всіх призначених піддіапазонів можуть бути відправлені в точку доступу в $3 \cdot (N_{ap}-1)N_{sb}$ байтах, де «3» виникає внаслідок того, що для I та Q компонентів в сумі використовується 24 біти і $(N_{ap}-1)$ є результатом того, що перший елемент в кожному векторі $\hat{K}_{ap}(k)$ дорівнює одиниці і, отже, його не потрібно передавати. Якщо першому елементу привласнене значення $2^9-1=+511$, то при цьому доступний діапазон 12дБ (оскільки максимальна позитивна 12-бітна величина зі знаком являє собою $2^{11}-1=+2047$), що дає можливість, користуючись 12-бітними значеннями, регулювати невідповідності до 12дБ в посиленнях між низхідною лінією та висхідною лінією. Якщо низхідна лінія та висхідна лінія відповідають одна одній в межах 12дБ, і перший елемент нормований на величину 511, тоді інші елементи не повинні перевищувати $511 \cdot 4 = 2044$ по абсолютній величині, і можуть бути представлені за допомогою 12 бітів.

Пару поправкових векторів $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ одержують для кожного призначеного піддіапазону. Якщо калібрування виконують не для всіх піддіапазонів даних, тоді поправкові фактори для «некаліброваних» піддіапазонів можуть бути одержані інтерполяцією поправкових факторів, одержаних для призначених піддіапазонів. Інтерполяція може бути виконана в точці доступу для одержання поправкових векторів $\hat{K}_{ap}(k)$, для $k \in K$. Аналогічно, інтерполяція може бути виконана в терміналі користувача для одержання поправкових векторів $\hat{K}_{ut}(k)$ для $k \in K$.

Згодом точка доступу і термінал користувача використовують їх відповідні поправкові вектори $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ або відповідні поправкові матриці $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$, для $k \in K$, для масштабування символів модуляції перед передачею по безпроводному каналу, як описано нижче. При цьому ефективний низхідний канал, видимий з боку терміналу користувача, являє собою $H_{cdn}(k) = H_{dn}(k) \hat{K}_{ap}(k)$.

Описана вище схема калібрування, за допомогою якої одержують вектор поправкових факторів як для точки доступу, так і для терміналу користувача, дає можливість виведення «сумісних» поправкових векторів для точки доступу, коли калібрування виконується різними терміналами користувача. Якщо калібрування в точці доступу вже виконане (наприклад, одним або декількома терміналами користувача), то поточні поправкові вектори можуть оновлюватися за допомогою знову виведених поправкових векторів.

Наприклад, якщо два термінали користувача одночасно виконують процедуру калібрування, тоді результати калібрування від цих терміналів користувача можуть бути усереднені для поліпшення продуктивності. Однак, як правило, калібрування виконується для одного терміналу користувача одноразово. Таким чином, другий термінал користувача бачить низхідну лінію, для якої вже використаний поправковий вектор для першого терміналу користувача. У цьому випадку добуток другого поправкового вектора і старого поправкового вектора може бути використаний як новий поправковий вектор або також може бути використане «зважене усереднення» (описане нижче). Як правило, точка доступу використовує один поправковий вектор для всіх терміналів користувача, а не різні поправкові вектори для різних терміналів користувача (хоча такий варіант також може бути реалізований). Оновлення від множини терміналів користувача або послідовні оновлення від одного терміналу користувача можуть оброблятися одним і тим самим способом, оновлені вектори можуть застосовуватися безпосередньо (за допомогою операції множення). Як альтернатива, у випадку, якщо потрібне деяке усереднення для зменшення шуму вимірювання, може бути використане зважене усереднення, як описано нижче.

Таким чином, якщо точка доступу використовує поправковий вектор $\hat{K}_{ap1}(k)$ для передачі MIMO пілот-сигналу, з якого термінал користувача визначає нові поправкові вектори $\hat{K}_{ap2}(k)$, то оновлені поправкові вектори $\hat{K}_{ap3}(k)$ являють собою результат множення поточного і нового поправкових векторів. Поправковий вектор $\hat{K}_{ap1}(k)$ та $\hat{K}_{ap2}(k)$ можуть бути виведені в одному або в різних терміналах користувача.

В одному з варіантів здійснення оновлені поправковий вектор визначають як $\hat{K}_{ap3}(k) = \hat{K}_{ap1}(k) \cdot \hat{K}_{ap2}(k)$, причому множення виконується поелементно. В іншому варіанті здійснення оновлені поправковий вектор можуть бути перевизначені як $\hat{K}_{ap3}(k) = \hat{K}_{ap1}(k) \cdot \hat{K}_{ap2}^\alpha(k)$, де α являє собою фактор, що використовується для забезпечення зваженого усереднення (тобто $0 < \alpha < 1$). Якщо оновлення калібрування відбувається рідко, то тоді краще працює α зі значенням, близьким до одиниці. Якщо оновлення калібрування є частими, але зашумленими, то переважними є менші значення α . Потім оновлені поправковий вектор $\hat{K}_{ap3}(k)$ можуть бути використані точкою доступу до їх наступного оновлення.

Як вказувалося вище, калібрування може виконуватися не для всіх піддіапазонів даних. Наприклад, калібрування може виконуватися для кожного n-го піддіапазону, де n може визначатися з очікуваного відклику передавальних/приймальних ланцюгів (наприклад, n може бути 2, 4, 8, 16 тощо). Калібрування також може виконуватися для нерівномірно розподілених піддіапазонів. Наприклад, оскільки на межах діапазону частот характеристика фільтра може мати більший спад, що може створювати більшу невідповідність в передавальних/приймальних ланцюгах, то на межах смуги частот може виконуватися калібрування більшої кількості піддіапазонів. У загальному випадку, може виконуватися калібрування будь-якої кількості піддіапазонів, розподілених будь-яким чином, і це знаходиться в межах обсягу даного винаходу.

У наведеному вище описі поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ для $k \in K$ виводяться терміналом користувача, і вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ відправляється в точку доступу. Ця схема переважно розподіляє обробку калібрування між терміналами користувача у випадку системи з множинним доступом. Однак поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$ та $\hat{K}_{ut}(k)$ також можуть бути виведені в точці доступу, яка потім відправляє вектор $\hat{K}_{ut}(k)$ в термінал користувача, і це знаходиться в межах обсягу даного винаходу.

Схема калібрування, описана вище, дозволяє кожному терміналу користувача калібрувати свої передавальні/приймальні ланцюги в реальному масштабі часу при передачі по радіоканалу. Це дозволяє терміналам користувача з різними частотними відкликами забезпечувати високу продуктивність без жорстких вимог на частотний відклик або виконання калібрування при виготовленні. Точка доступу може бути калібрована множиною терміналів користувача для забезпечення поліпшеної точності.

D. Посилення

Калібрування може виконуватися, основуючись на нормованих посиленнях для низхідного та висхідного каналів, які являють собою посилення відносно рівня шуму в приймачі. Після виконання калібрування низхідної лінії та висхідної лінії використання нормованих посилень дозволяє одержувати характеристики однієї лінії (в тому числі посилення каналів і ССШ для кожної власної моди), основуючись на вимірюваннях посилень для іншої лінії.

Точка доступу та термінал користувача можуть спочатку виконати балансування вхідних рівнів своїх приймачів таким чином, що рівні шуму в приймальних ланцюгах точки доступу і терміналу користувача будуть приблизно однаковими. Балансування може бути виконане шляхом оцінки рівня шуму, тобто визначення секції прийнятого TDD кадру (тобто, одиниці передачі по низхідній/висхідній лінії), яка має мінімальну середню потужність за конкретний проміжок часу (наприклад, один або два періодів символів). У загальному випадку часовий інтервал безпосередньо перед початком кожного TDD кадру є вільним від передач, оскільки будь-які дані висхідної лінії повинні бути прийняті точкою доступу, і потім повинне бути виконане перемикання прийом/передача, що займає деякий час, перед початком передачі точки доступу по низхідній лінії. Залежно від обставин перешкоди рівень шуму може визначатися, основуючись на декількох TDD кадрах. Потім виконують вимірювання відкликів низхідного та висхідного каналу відносно цього рівня шуму. Більш точно, посилення каналу для даного піддіапазону даної пари передавальної/приймальної антен може бути одержане, наприклад, у вигляді відношення прийнятих пілотних символів до переданих пілотних символів для цього піддіапазону даної пари передавальної/приймальної антен. При цьому нормоване посилення являє собою виміряне посилення, поділене на рівень шуму.

Велика відмінність нормованих посилень для точки доступу і нормованих посилень для терміналу користувача може призвести до того, що поправкові фактори для терміналу користувача можуть сильно відрізнятися від одиниці. Поправкові фактори для точки доступу є близькими до одиниці, оскільки перший елемент матриці \hat{K}_{ap} встановлений в 1.

Якщо поправкові фактори для терміналу користувача сильно відрізняються від одиниці, то термінал користувача може бути нездатний використати обчислені поправкові фактори. Це може відбуватися внаслідок того, що термінал користувача має обмеження на його максимальну потужність передачі і може бути нездатним збільшити потужність передачі для великих поправкових факторів. Крім цього, зменшення потужності передачі для малих поправкових факторів в загальному випадку не є бажаним, оскільки це може знизити швидкість передачі даних.

Таким чином, термінал користувача може проводити передачу, використовуючи масштабовану версію обчислених поправкових факторів. Масштабовані фактори калібрування можуть бути одержані за допомогою масштабування обчислених поправкових факторів на конкретний масштаб, який може бути встановлений рівним різниці в посиленнях (у вигляді різниці або відношення) між відкликами низхідного та висхідного каналів. Така різниця в посиленнях може бути обчислена як середнє різниць (або різниць) між нормованими посиленнями для низхідної лінії та висхідної лінії. Масштаб (або різниця в посиленнях), що використовується для поправкових факторів в терміналі користувача, може бути відправлений в точку доступу разом з обчисленими поправковими факторами для точки доступу.

При наявності поправкових факторів і масштабу або різниці в посиленнях характеристики низхідного каналу можуть бути визначені з виміряного відклику висхідного каналу і навпаки. Якщо рівень шуму або в точці доступу, або в терміналі користувача змінюється, то різниця в посиленнях може бути оновлена, і оновлена різниця в посиленнях може бути відправлена в повідомленні іншої сутності.

У вищеведеному описі калібрування призводило до двох наборів (векторів або матриць) поправкових факторів для кожного піддіапазону, причому один набір використовувався в точці доступу для передачі даних по низхідній лінії, а інший набір використовувався в терміналі користувача для передачі даних по висхідній лінії. Калібрування також може бути виконане таким чином, що для кожного піддіапазону забезпечуються два набори поправкових факторів, причому один набір використовується в точці доступу для прийому даних по висхідній лінії, а другий набір використовується в терміналі користувача для прийому даних по низхідній лінії. Калібрування також може бути виконане таким чином, що для кожного піддіапазону одержують один набір поправкових факторів, і цей набір може бути використаний або в точці доступу, або в терміналі користувача. У загальному випадку, калібрування виконують таким чином, що відклики каліброваних низхідних та висхідних каналів є взаємно-зворотними незалежно від того, де застосовують поправкові фактори.

2. MIMO пілот-сигнал

Для калібрування MIMO пілот-сигнал передається терміналом користувача по висхідній лінії для того, щоб дати можливість точці доступу оцінити відклик висхідного каналу, і MIMO пілот-сигнал передається точкою доступу по низхідній лінії, щоб дати можливість терміналу користувача оцінити відклик низхідного каналу. Для низхідної лінії та висхідної лінії можуть використовуватися однакові або різні MIMO пілот-сигнали, і MIMO пілот-сигнали, що використовуються є відомими як в точці доступу, так і в терміналі користувача.

В одному з варіантів здійснення MIMO пілот-сигнал містить визначений OFDM символ (що позначається «Р»), який передають через кожну з N_T передавальних антен, де $N_T = N_{ap}$ для низхідної лінії та $N_T = N_{ut}$ для висхідної лінії. Для кожної передавальної антени один і той самий OFDM символ Р передають в кожному періоді символу, призначеному для передачі MIMO пілот-сигналу. Однак OFDM символи Р для кожної антени є покритими різними послідовностями Уолша з N елементарними сигналами, призначеними цій антені, де $N \geq N_{ap}$ для низхідної лінії і $N \geq N_{ut}$ для висхідної лінії. Покриття Уолша підтримує ортогональність між N_T передавальними антенами і дозволяє приймачу розрізняти окремі передавальні антени.

OFDM символ Р включає в себе один символ модуляції для кожного з N_{sb} призначених піддіапазонів. OFDM символ Р таким чином містить певне «слово» з N_{sb} символів модуляції, яке може бути вибране для полегшення оцінки каналу приймачем. Це слово також може бути визначене для мінімізації змін відношення пікового значення до середнього при передачі MIMO пілот-сигналу. Це зменшує величину спотворень та нелінійності, що генеруються передавальними/приймальними ланцюгами, що в свою чергу призводить до

поліпшення точності оцінки каналу.

Для розуміння нижче описаний визначений MIMO пілот-сигнал для визначеної MIMO-OFDM системи. Для цієї системи як точка доступу, так і термінал користувача забезпечені чотирма приймальними/передавальними антенами. Смуга частот системи розділена на 64 ортогональних піддіапазонів (тобто $N_F=64$), яким привласнені індекси від +31 до -32. З цих 64 піддіапазонів 48 піддіапазонів (наприклад, з індексами $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$) використовуються для даних, 4 піддіапазони (наприклад, $\pm\{7, 21\}$) використовуються для пілот-сигналу і, можливо, для сигналізації, піддіапазон DC (з індексом 0) не використовується, і піддіапазони, що залишилися також не використовуються і служать як охоронні піддіапазони. Така структура OFDM піддіапазонів більш детально описана в документі стандарту IEEE 802.11a, озаглавленому «Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band», вересень 1999 рік, який є загальнодоступним і включений в даний опис у всій своїй повноті як посилання.

OFDM символ P включає в себе набір з 52 QPSK символів модуляції для 48 піддіапазонів даних та 4 піддіапазонів пілот-сигналу. Вказаний OFDM символ P може мати наступний вигляд:

$$P(\text{дійсний}) = \{0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0\},$$

$$P(\text{уявний}) = \{0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 0, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0\},$$

де g являє собою посилення для пілот-сигналу. Значення всередині дужок $\{ \}$ надані для піддіапазонів з індексами від -32 по -1 (для першого рядка) і від 0 до +31 (для другого рядка). Таким чином, перший рядок для $P(\text{дійсний})$ і $P(\text{уявний})$ вказує, що символ $(-1-j)$ передається в піддіапазоні -26, символ $(-1+j)$ передається в піддіапазоні -25 тощо. Другий рядок для $P(\text{дійсний})$ і $P(\text{уявний})$ вказує, що символ $(1-j)$ передається в піддіапазоні 1, символ $(-1-j)$ передається в піддіапазоні 2 тощо. Для MIMO пілот-сигналу також можуть використовуватися інші OFDM символи.

В одному з варіантів здійснення чотирьом передавальним антенам для MIMO пілот-сигналу призначені послідовності Уолша $W_1=1111$, $W_2=1010$, $W_3=1100$, $W_4=1001$. Для даної послідовності Уолша значення «1» вказує, що передається OFDM символ P, і значення «0» вказує, що передається OFDM символ -P (тобто кожний з 52 символів модуляції в P є інвертованим).

У таблиці 1 перелічені OFDM символи, що передаються через кожен з чотирьох передавальних антен при передачі MIMO пілот-сигналу з тривалістю 4 періоду символів.

Таблиця 1

Символ OFDM	Антенa 1	Антенa 2	Антенa 3	Антенa 4
1	+P	+P	+P	+P
2	+P	-P	+P	-P
3	+P	+P	-P	-P
4	+P	-P	-P	+P

Для більш тривалих передач MIMO пілот-сигналу послідовності Уолша для кожної передавальної антени повторюються. Для такого набору послідовностей Уолша передача MIMO пілот-сигналу виконується протягом кількості періодів символів, кратної 4 періодам символів для гарантії ортогональності між чотирма передавальними антенами.

Приймач може вивести оцінку відклику каналу, опираючись на прийнятому MIMO пілот-сигналі шляхом виконання компліментарної обробки. Зокрема, для відновлення пілот-сигналу, переданого через передавальну антену і та прийнятого приймальною антеною j , пілот-сигнал, прийнятий приймальною антеною j спочатку обробляється з послідовністю Уолша, призначеною передавальній антені і способом, компліментарним покриттю Уолша, що виконується в передавачі.

OFDM символи зі знятим покриттям для всіх N_{ps} періодів символів для MIMO пілот-сигналу потім підсумовуються, причому підсумовування виконують індивідуально для кожного з 52 піддіапазонів, що використовуються для передачі MIMO пілот-сигналу. Результатом підсумовування є $\hat{H}_{i,j}(k)$ для $k=\pm\{1, \dots, 26\}$, що являє собою оцінку відклику ефективного каналу від передавальної антени і до приймальної антени j (тобто що включає в себе відклики передавальних/приймальних ланцюгів) для 52 піддіапазонів даних і пілот-сигналів.

Така сама обробка може бути виконана для відновлення пілот-сигналу від кожної передавальної антени в кожен приймальну антену. Обробка пілот-сигналу надає $N_{ap}-N_{ut}$ значень, які є елементами оцінки відклику ефективного каналу, $\hat{H}_{up}(k)$ та $\hat{H}_{dn}(k)$ для кожного з 52 піддіапазонів.

Описана вище оцінка каналу може бути виконана як точкою доступу, так і терміналом користувача під час калібрування для одержання оцінки відклику ефективного висхідного каналу, $\hat{H}_{up}(k)$, і оцінки відклику ефективного низхідного каналу, $\hat{H}_{dn}(k)$, відповідно, яка потім використовується для виведення поправкових факторів, як описано вище.

3. Просторова обробка

Для спрощення оцінки каналу та просторової обробки в точці доступу і терміналі користувача для TDD MIMO та MIMO-OFDM систем може бути використана кореляція між відкликами низхідного та висхідного

каналів. Таке спрощення є можливим після виконання калібрування для врахування відмінностей в передавальних/приймальних ланцюгах. Як вказувалося вище, відклики каліброваних каналів являють собою:

$$\underline{H}_{\text{cdn}}(k) = \underline{H}_{\text{dn}}(k) \underline{K}_{\text{ap}}(k), \text{ рівняння (21a)}$$

для низхідної лінії і

$$\underline{H}_{\text{cup}}(k) = (\underline{H}_{\text{dn}}(k) \underline{K}_{\text{ap}}(k))^T \equiv \underline{H}_{\text{up}}(k) \underline{K}_{\text{up}}(k), \text{ (21b)}$$

рівняння

для висхідної лінії.

Остання рівність в рівнянні (21b) з'являється внаслідок взаємозв'язку між відкликами ефективного низхідного та висхідного каналів,

$$\underline{H}_{\text{up}}(k) = (\underline{K}_{\text{dn}}^{-1}(k) \underline{H}_{\text{dn}}(k) \underline{K}_{\text{ap}}(k))^T$$

Матриця $\underline{H}(k)$ відклику каналу для кожного піддіапазону може бути «діагоналізована» для одержання N_s власних мод для цього піддіапазону. Це може бути досягнуте або за допомогою розкладання по сингулярних значеннях матриці $\underline{H}(k)$ відклику каналу, або розкладання по власних векторах кореляційної матриці для $\underline{H}(k)$, яка являє собою $\underline{R}(k) = \underline{H}^H(k) \underline{H}(k)$.

Розкладання по сингулярних значеннях матриці відкликів каліброваного висхідного каналу $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$ може бути виражене як

$$\underline{H}_{\text{cup}}(k) = \underline{U}_{\text{ap}}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{V}_{\text{ut}}^H(k), \text{ для } k \in K \text{ рівняння (21b)}$$

де $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$ являє собою $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$ унітарну матрицю лівих власних векторів для $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$;

$\underline{\Sigma}(k)$ являє собою $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ap}})$ діагональну матрицю сингулярних значень для $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$; і

$\underline{V}_{\text{ut}}(k)$ являє собою $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$ унітарну матрицю правих власних векторів для $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$;

Унітарна матриця \underline{M} характеризується властивістю $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$, де \underline{I} являє собою одиничну матрицю. Відповідно, розкладання по сингулярних значеннях матриці відкликів каліброваного низхідного каналу, $\underline{H}_{\text{cdn}}(k)$, може бути виражене як

$$\underline{H}_{\text{cdn}}(k) = \underline{V}_{\text{ut}}^*(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{U}_{\text{ap}}^T(k), \text{ для } k \in K \text{ (23)}$$

рівняння

Таким чином, матриці $\underline{V}_{\text{ut}}^*(k)$ та $\underline{U}_{\text{ap}}^T(k)$ також є матрицями лівих і правих власних векторів, відповідно, для $\underline{H}_{\text{cdn}}(k)$. Матриці $\underline{V}_{\text{ut}}(k)$, $\underline{V}_{\text{ut}}^*(k)$, $\underline{V}_{\text{ut}}^T(k)$ та $\underline{V}_{\text{ut}}^H(k)$ являють собою різні форми матриці $\underline{V}_{\text{ut}}(k)$, і матриці $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$, $\underline{U}_{\text{ap}}^*(k)$, $\underline{U}_{\text{ap}}^T(k)$ та $\underline{U}_{\text{ap}}^H(k)$ також є різними формами матриці $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$. Для простоти посилання на матриці $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$ та $\underline{V}_{\text{ut}}(k)$ в нижченаведеному описі також можуть являти собою посилання на їх різні форми. Матриці $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$ та $\underline{V}_{\text{ut}}(k)$ використовуються в точці доступу і терміналі користувача, відповідно, для просторової обробки, і визначені як такі їх нижніми індексами.

Розкладання по сингулярних значеннях більш детально описане в роботі Gilbert Strang, озглавленій «Linear Algebra and Its Applications», друге видання, Academic Press, 1980.

Термінал користувача може виконати оцінку відклику каліброваного низхідного каналу, основуючись на MIMO пілот-сигналі, переданому точкою доступу. Після цього термінал користувача може виконати розкладання по сингулярних значеннях оцінки відклику каліброваного низхідного каналу, $\underline{H}_{\text{cdn}}(k)$, для $k \in K$, для одержання діагональних матриць $\underline{\Sigma}(k)$ і матриць $\underline{V}_{\text{ut}}^*(k)$ лівих власних векторів для $\underline{H}_{\text{cdn}}(k)$. Таке розкладання по сингулярних значеннях може бути описане, як $\underline{H}_{\text{cdn}}(k) = \underline{V}_{\text{ut}}^*(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{U}_{\text{ap}}^T(k)$, де знак (« \wedge ») над кожною матрицею вказує, що вона є оцінкою реальної матриці.

Аналогічно точка доступу може виконати оцінку відклику каліброваного висхідного каналу, основуючись на MIMO пілот-сигналі, що передається терміналом користувача. Потім точка доступу може виконати розкладання по сингулярних значеннях оцінки відклику каліброваного висхідного каналу, $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$, для $k \in K$, для одержання діагональних матриць $\underline{\Sigma}(k)$ і матриць $\underline{U}_{\text{ap}}(k)$ лівих власних векторів для $\underline{H}_{\text{cup}}(k)$, для $k \in K$. Таке розкладання по сингулярних значеннях може бути описане, як

$$\underline{\hat{H}}_{\text{cup}}(k) = \underline{\hat{U}}_{\text{ap}}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{\text{ut}}^H(k).$$

Внаслідок того, що канал і калібрування є взаємно-зворотними, розкладання по сингулярних значеннях можна виконувати або тільки в терміналі користувача, або тільки в точці доступу для одержання як матриць $\underline{\hat{V}}_{\text{ut}}(k)$, так і матриць $\underline{\hat{U}}_{\text{ap}}(k)$. У випадку виконання в терміналі користувача матриці $\underline{\hat{V}}_{\text{ut}}(k)$ використовуються для просторової обробки в терміналі користувача, а матриці $\underline{\hat{U}}_{\text{ap}}(k)$ можуть бути передані в точку доступу.

Точка доступу також може мати можливість одержати матриці $\underline{\hat{U}}_{\text{ap}}(k)$ та $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$, основуючись на направленому опорному сигналі, що передається терміналом користувача. Аналогічно, термінал користувача також може мати можливість одержати матриці $\underline{\hat{V}}_{\text{ut}}(k)$ та $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$, основуючись на направленому опорному сигналі, що передається точкою доступу. Направлений опорний сигнал детально описаний у вищезазначеній попередній заявці на патент США №60/421309.

Матриці $\underline{\hat{U}}_{\text{ap}}(k)$ та $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$ можуть бути використані для передачі незалежних потоків даних по N_s власних модах MIMO каналу, де $N_s \leq \min\{N_{\text{ap}}, N_{\text{ut}}\}$. Просторова обробка для передачі множини потоків даних по низхідній лінії та висхідній лінії описана нижче.

А. Просторова обробка для висхідної лінії

Просторова обробка в терміналі користувача для передачі по висхідній лінії може бути виражена як

$$\underline{x}_{\text{up}}(k) = \underline{\hat{K}}_{\text{ut}}(k) \underline{\hat{V}}_{\text{ut}}(k) \underline{s}_{\text{up}}(k), \text{ для } k \in K \text{ (24)}$$

рівняння

де $\underline{x}_{\text{up}}(k)$ являє собою вектор передачі для висхідної лінії для k -го піддіапазону; і

$\underline{s}_{\text{up}}(k)$ являє собою вектор «даних» з ненульовими елементами, кількістю до N_s , для символів модуляції, призначених для передачі по N_s власних модах k -го піддіапазону.

Також перед передачею може бути зроблена додаткова обробка символів модуляції. Наприклад, для піддіапазонів даних (наприклад, для кожної власної моди) може бути застосована інверсія каналу таким чином, що ССШ при прийомі буде приблизно однаковим для всіх піддіапазонів даних. При цьому просторова

обробка може бути виражена як

$$\underline{x}_{up}(k) = \underline{K}_{ut}(k) \underline{V}_{ut}(k) \underline{W}_{up}(k) \underline{s}_{up}(k), \text{ для } k \in K \quad (25)$$

рівняння

де $\underline{W}_{up}(k)$ являє собою матрицю ваги для (необов'язкової) інверсії висхідного каналу.

Інверсія каналу також може бути виконана шляхом призначення потужності передачі кожному піддіапазону перед виконанням модуляції, і в цьому випадку вектор $\underline{s}_{up}(k)$ включає в себе коефіцієнти інверсії каналу, і матриця $\underline{W}_{up}(k)$ в рівнянні (25) може бути опущена. У нижченаведеному описі використання матриці $\underline{W}_{up}(k)$ вказує на те, що коефіцієнти інверсії каналу не включені у вектор $\underline{s}_{up}(k)$. Відсутність матриці $\underline{W}_{up}(k)$ в рівнянні може вказувати на те, що (1) або інверсія каналу не проводиться, (2) або інверсія каналу проводиться і врахована у векторі $\underline{s}_{up}(k)$.

Інверсія каналу може бути виконана як описано у вищезазначеній попередній заявці на патент США №60/421309, і в заявці на патент США №10/229209, озаглавленій «Coded MIMO Systems with Selective Channel Inversion Applied Per Eigenmode», поданій 27 серпня 2002 року, права на яку належать правовласнику даної заявки на патент і яка включена в даний опис у всій своїй повноті як посилання.

Прийнята передача по висхідній лінії в точці доступу може бути виражена як

$$\underline{r}_{up}(k) = \underline{H}_{up}(k) \underline{x}_{up}(k) + \underline{n}(k), \text{ для } k \in K \quad (26)$$

$\approx \underline{U}_{ap}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}(k)$ рівняння

де $\underline{r}_{up}(k)$ являє собою прийнятий вектор для висхідної лінії для k-го піддіапазону;

$\underline{n}(k)$ являє собою адитивний білий Гауссівський шум (AWGN) для k-го піддіапазону; і

$\underline{x}_{up}(k)$ дається рівнянням (24).

Просторова обробка (або узгоджена фільтрація) в точці доступу для прийнятої передачі по висхідній лінії може бути виражена як

$$\begin{aligned} \underline{s}_{up}(k) &= \underline{\Sigma}^{-1}(k) \underline{U}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k), \\ &= \underline{\Sigma}^{-1}(k) \underline{U}_{ap}^H(k) (\underline{U}_{ap}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{s}_{up}(k) + \underline{n}(k)) \\ &= \underline{s}_{up}(k) + \tilde{\underline{n}}(k) \text{ для } k \in K \text{ рівняння} \end{aligned} \quad (26)$$

де $\underline{s}_{up}(k)$ являє собою оцінку вектора $\underline{s}_{up}(k)$, переданого терміналом користувача по висхідній лінії, і $\tilde{\underline{n}}(k)$ являє собою шум після обробки. У рівнянні (27) передбачається, що інверсія каналу не виконується в передавачі і що прийнятий вектор $\underline{r}_{up}(k)$ має вигляд, представлений рівнянням (26).

В. Просторова обробка для низхідної лінії

Просторова обробка в точці доступу для передачі по низхідній лінії може бути представлена як

$$\underline{x}_{dn}(k) = \underline{K}_{ap}(k) \underline{U}_{ap}^*(k) \underline{s}_{dn}(k), \text{ для } k \in K \quad (28)$$

рівняння

де $\underline{x}_{dn}(k)$ являє собою вектор передачі, і $\underline{s}_{dn}(k)$ являє собою вектор даних для низхідної лінії.

Знову, перед передачею може бути зроблена додаткова обробка (наприклад, інверсія каналу) символів модуляції. При цьому просторова обробка може бути виражена як

$$\underline{x}_{dn}(k) = \underline{K}_{ap}(k) \underline{U}_{ap}^*(k) \underline{W}_{dn}(k) \underline{s}_{dn}(k), \text{ для } k \in K \quad (29)$$

рівняння

де $\underline{W}_{dn}(k)$ являє собою матрицю ваги для (необов'язкової) інверсії низхідного каналу.

Прийнята передача по низхідній лінії в терміналі користувача може бути виражена як

$$\begin{aligned} \underline{r}_{dn}(k) &= \underline{H}_{dn}(k) \underline{x}_{dn}(k) + \underline{n}(k), \text{ для } k \in K \\ &\approx \underline{V}_{ut}^*(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{s}_{dn}(k) + \underline{n}(k) \end{aligned} \quad (30)$$

де $\underline{x}_{dn}(k)$ являє собою вектор передачі, представлений рівнянням (28).

Просторова обробка (або узгоджена фільтрація) в терміналі користувача для прийнятої передачі по низхідній лінії може бути виражена як

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}_{dn}(k) &= \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k) \\ &= \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}^T(k) (\hat{\underline{V}}_{ut}^*(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \underline{s}_{dn}(k) + \underline{n}(k)), \text{ для } k \in K \\ &= \underline{s}_{dn}(k) + \tilde{\underline{n}}(k) \text{ рівняння} \end{aligned} \quad (31)$$

У рівнянні (31) передбачається, що інверсія каналу не виконується в передавачі і що прийнятий вектор $\underline{r}_{dn}(k)$ має вигляд, представлений рівнянням (30).

У таблиці 2 представлена просторова обробка в точці доступу і терміналі користувача для передачі та прийому даних. У таблиці 2 передбачається, що додаткова обробка $\underline{W}(k)$ виконується в передавачі. Однак якщо така додаткова обробка не виконується, то $\underline{W}(k)$ може розглядатися як одинична матриця.

Таблиця 2

	Висхідна лінія	Низхідна лінія
Термінал користувача	Передача: $\mathbf{x}_{up}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}(k) \mathbf{W}_{up}(k) \mathbf{s}_{up}(k)$	Прийом: $\hat{\mathbf{s}}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}^T(k) \mathbf{r}_{dn}(k)$
Точка доступу	Прийом: $\hat{\mathbf{s}}_{up}(k) = \hat{\mathbf{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{U}}_{up}^H(k) \mathbf{r}_{up}(k)$	Передача: $\mathbf{x}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{up}(k) \hat{\mathbf{U}}_{up}^*(k) \mathbf{W}_{dn}(k) \mathbf{s}_{dn}(k)$

У наведеному вище описі і як показано в таблиці 2, поправкові матриці $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ та $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ використовуються для просторової обробки при передачі в точці доступу і терміналі користувача, відповідно. Це може спростити загальну просторову обробку, оскільки в будь-якому випадку (наприклад, для інверсії каналу) може вимагатися масштабування символів модуляції, і поправкові матриці $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ та $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ можуть комбінуватися з ваговими матрицями $\mathbf{W}_{dn}(k)$ та $\mathbf{W}_{up}(k)$ для одержання матриць $\mathbf{G}_{dn}(k)$ та $\mathbf{G}_{up}(k)$ посилення, де $\mathbf{G}_{dn}(k) = \mathbf{W}_{dn}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ та $\mathbf{G}_{up}(k) = \mathbf{W}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$. Обробка також може виконуватися таким чином, що поправкові матриці використовуються для просторової обробки при прийомі (замість просторової обробки при передачі).

4. Система MIMO-QFDM

Фіг.5 являє собою блок-схему варіанту здійснення точки 502 доступу і терміналу користувача 504 в системі TDD MIMO-OFDM. Для простоти в нижченаведеному описі передбачається, що і точка доступу, і термінал користувача обладнані чотирма приймальними/передавальними антенами.

У випадку низхідної лінії в точці 502 доступу передавальний (TX) процесор 510 даних приймає дані трафіка (тобто інформаційні біти) з джерела даних 508 і сигналізацію та іншу інформацію з контролера 530. TX процесор 510 даних форматує, кодує, виконує переміщення і модуляцію (тобто відображення символів) даних для забезпечення потоку символів модуляції для кожної власної моди, що використовується для передачі даних. TX просторовий процесор 520 приймає потоки символів модуляції від TX процесора 510 даних і виконує просторову обробку для забезпечення чотирьох потоків символів передачі, один потік для кожної антени. TX просторовий процесор 520 також виконує додаткове мультиплексування пілотних символів, як це потрібно (наприклад, для калібрування).

Кожний модулятор (MOD) 522 приймає та обробляє відповідний потік символів передачі для забезпечення відповідного потоку OFDM символів. Кожний потік OFDM символів додатково обробляється в передавальному ланцюзі в модуляторі 522 для забезпечення відповідного модульованого сигналу низхідної лінії. Потім чотири модульовані сигнали від модулятора 522a-522d передаються через чотири антени 524a-524d, відповідно.

У терміналі користувача 504 антени 522 приймають передані модульовані сигнали низхідної лінії і кожна антена надає прийнятий сигнал у відповідний демодулятор (DEMOD) 554. Кожний демодулятор 554 (який включає в себе приймальний ланцюг) виконує обробку, компліментарну тій, що виконується в модуляторі 522, і надає прийняті символи. Приймальний (RX) просторовий процесор 560 потім виконує просторову обробку від всіх демодуляторів 554 для забезпечення відновлених символів, які являють собою оцінки символів модуляції, переданих точкою доступу. Під час калібрування RX просторовий процесор 560 надає оцінку каліброваного низхідного каналу, $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$, основуючись на MIMO пілот-сигналі, що передається точкою доступу.

RX процесор 570 даних обробляє (наприклад, виконує зворотне відображення символів, зворотне переміщення і декодування) відновлених символів для забезпечення декодованих даних. Декодовані дані можуть включати в себе відновлені дані трафіка, сигналізацію тощо і які надаються споживачу 572 даних для збереження і/або в контролер 580 для подальшої обробки. Під час калібрування RX процесор 570 даних надає оцінку каліброваного висхідного каналу, $\hat{\mathbf{H}}_{cup}(k)$, який виведений в точці доступу і переданий по низхідній лінії.

Контролери 530 та 580 керують роботою різних блоків обробки в точці доступу і терміналі користувача, відповідно. Під час калібрування контролер 580 може приймати оцінки $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$ та $\hat{\mathbf{H}}_{cup}(k)$ відкликів каналів, виводити кореляційні матриці $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ та $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$, надавати матриці $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$ в TX просторовий процесор 592 для передачі по висхідній лінії і надавати матриці $\hat{\mathbf{K}}_{ap}(k)$ в TX процесор 590 даних для передачі в точку доступу. Запам'ятовуючі пристрої 532 та 582 зберігають дані і коди програм, що використовуються контролерами 530 та 580, відповідно.

Обробка у випадку висхідної лінії може бути такою ж, як і обробка у випадку низхідної лінії або відмінної від неї. Дані і сигналізація обробляються (наприклад, виконується кодування, переміщення і модуляція) в TX процесорі 590 даних з подальшою просторовою обробкою в TX просторовому процесорі 592, який також виконує додаткове мультиплексування пілотних символів під час калібрування. Пілотні символи і символи модуляції додатково обробляються в модуляторах 554 для генерації модульованих сигналів висхідної лінії, які потім передаються через антени 552 в точку доступу.

У точці 110 доступу модульовані сигнали висхідної лінії приймаються антенами 524, демодулюються в демодуляторах 522 та обробляються в RX просторовому процесорі 540 та RX процесорі 542 даних способом, компліментарним тому, що виконується в терміналі користувача. Під час калібрування RX просторовий процесор 560 також надає оцінку $\hat{\mathbf{H}}_{cup}(k)$ каліброваного висхідного каналу, основуючись на MIMO пілот-сигналі, що передається терміналом користувача. Матриці $\hat{\mathbf{H}}_{cup}(k)$ приймаються контролером 530 і потім надаються в TX процесор 510 даних для передачі в термінал користувача.

Фіг.6 являє собою блок-схему TX просторового процесора 520а, який може бути використаний як TX просторові процесори 520 та 592 за Фіг.5. Для простоти в нижченаведеному описі передбачається, що для використання вибрані всі чотири власні моди.

У процесорі 520а демультиплексор 632 приймає чотири потоки символів модуляції (позначених $s_1(n)$ - $s_4(n)$) для передачі на чотирьох власних модах, демультиплексує кожний потік на N_D підпотіку для N_D піддіапазонів

даних і надає чотири підпотоки символів модуляції для кожного піддіапазону у відповідний TX просторовий процесор 640 піддіапазону. Кожний процесор 640 виконує обробку, що описується рівнянням (24), (25), (28) або (29), для одного піддіапазону.

У кожному TX просторовому процесорі 640 піддіапазону чотири підпотоки (що позначаються $s_1(k)$ - $s_4(k)$) символів модуляції надаються в чотири помножувача 642a-642d, які також приймають посилення $g_1(k)$, $g_2(k)$, $g_3(k)$ та $g_4(k)$ для чотирьох власних мод відповідного піддіапазону. У випадку низхідної лінії чотири посилення для кожного піддіапазону даних являють собою діагональні елементи відповідної матриці $\underline{G}_{dn}(k)$, де $\underline{G}_{dn}(k) = \underline{K}_{ap}(k)$ або $\underline{G}_{dn}(k) = \underline{W}_{dp}(k) \underline{K}_{ap}(k)$. У випадку висхідної лінії посилення являє собою діагональні елементи матриці $\underline{G}_{up}(k)$, де $\underline{G}_{up}(k) = \underline{K}_{ut}(k)$ або $\underline{G}_{up}(k) = \underline{W}_{up}(k) \underline{K}_{ut}(k)$. Кожний помножувач 642 виконує масштабування його символів модуляції на відповідне посилення $g_m(k)$ для надання масштабованих символів модуляції. Помножувачі 642a-642d надають чотири потоки масштабованих символів модуляції в чотири формувача 650a-650d променів, відповідно.

Кожний формувач 650 променя виконує формування променя для передачі одного підпотoku символів в одній власній моді одного піддіапазону. Кожний формувач 650 пучка приймає один підпотік $s_m(k)$ масштабованих символів і виконує формування пучка, використовуючи власний вектор $\underline{v}_m(k)$ для відповідної власної моди. У кожному формувачі 650 пучка масштабовані символи модуляції надаються в чотири помножувачі 652a-652d, які також приймають чотири елементи $v_{m,1}(k)$, $v_{m,2}(k)$, $v_{m,3}(k)$ та $v_{m,4}(k)$, власного вектора $\underline{v}_m(k)$ для відповідної власної моди. Власний вектор $\underline{v}_m(k)$ являє собою m -й стовпець матриці $\underline{U}_{ap}^*(k)$ для низхідної лінії, і являє собою m -й стовпець матриці $\underline{U}_{ut}(k)$ для висхідної лінії. Кожний помножувач 652 потім виконує множення масштабованих символів модуляції на відповідне значення $v_{m,j}(k)$ власного вектора для надання «оброблених для формування променя» символів. Помножувачі 652a-652d надають чотири підпотоки оброблених для формування променя символів (які призначені для передачі через чотири антени) в суматори 660a-660d, відповідно.

Кожний суматор 660 приймає і підсумовує чотири оброблених для формування променя символи для чотирьох власних мод для кожного періоду символу для забезпечення підданого попередній обробці символу для відповідної передавальної антени. Суматори 660a-660d надають чотири підпотоки підданих попередній обробці символи, для чотирьох передавальних антен в буфери/мультиплексори 670a-670d, відповідно.

Кожний буфер/мультиплексор 670 приймає пілотні символи і піддані попередній обробці символи від TX просторових процесорів 640 піддіапазонів для N_p піддіапазонів даних. Кожний буфер/мультиплексор 670 потім мультиплексує пілотні символи, піддані попередній обробці символи і нулі для пілотних піддіапазонів, піддіапазонів даних і невикористовуваних піддіапазонів, відповідно, для формування послідовності з N_F символів передачі для даного періоду символу. Під час калібрування пілотні символи передаються по призначених піддіапазонах. Помножувачі 668a-668d виконують покриття пілотних символів для чотирьох антен послідовностями Уолша W_1 - W_4 , відповідно, призначеними чотирьом антенам, як описано вище і показано в таблиці 1. Кожний буфер/мультиплексор 670 надає потік символів $x_i(n)$ передачі для однієї передавальної антени, причому потік символів передачі містить послідовно з'єднані послідовності з N_F символів передачі.

Просторова обробка та OFDM модуляція більш детально описані у вищезазначеній попередній заявці на патент США №60/421309.

У різних варіантах здійснення даного винаходу, викладених в даному описі, може бути реалізований одноранговий зв'язок між різними терміналами користувача (UT або STA) в межах однієї базової зони обслуговування (BSS) або різних BSS, як описано нижче. UT або STA, які виконали калібрування з однією точкою доступу (AP), є членами базової зони обслуговування (BSS). Одна точка доступу являє собою загальний вузол для всіх UT в BSS. Способи калібрування, описані вище, полегшують наступні типи комунікації:

(i) UT в BSS може використовувати направлену передачу (TX) для прямого зв'язку з AP по висхідній лінії (UL), і AP може використовувати направлену передачу (TX) для зв'язку з UT по низхідній лінії (DL).

(ii) UT в BSS може безпосередньо обмінюватися даними з іншим UT в тій самій BSS, використовуючи направлений зв'язок. У цьому випадку такий одноранговий зв'язок повинен бути заздалегідь ініційований, оскільки жоден з UT не має відомостей про канал між ними. У різних варіантах здійснення процедура попередньої ініціації працює таким чином:

- ініціатор однорангової лінії є AP-джерелом (DAP), а інший UT є UT-приймачем (DUT).

- DAP посиляє MIMO пілот-сигнал для DUT разом із запитом на встановлення лінії, який містить BSS ID та DAP ID. Запит повинен бути відправлений в загальному режимі (тобто з рознесенням при передачі).

- DUT відповідає шляхом відправки направленного MIMO пілот-сигналу і підтвердження, яке містить DUT ID, його BSS ID і деякий індикатор швидкості передачі для використання в DAP.

- Потім DAP може використовувати направлену передачу по DL і DUT може використовувати направлену передачу по UL. Керування швидкістю і трекінг можуть здійснюватися за допомогою розділення передач на сегменти DL та UL з достатніми інтервалами часу між ними для виконання обробки.

(iii) UT, які належать одній BSS (наприклад, BSS1), можуть використовувати направлену передачу в UT, які належать іншій BSS (наприклад, BSS2), навіть якщо кожний з них виконав калібрування з різною AP. Однак в цьому випадку є невизначеність в фазовому куті (для кожного піддіапазону). Це відбувається внаслідок того, що процедура калібрування, описана вище, встановлює відношення, яке є унікальним для AP, з якою було виконане калібрування. Вказане відношення являє собою комплексну константу,

$$a(k, j) = \frac{g_{APTX}(0)}{g_{APRX}(0)}$$

де k являє собою індекс піддіапазону і j являє собою індекс AP, а 0 являє собою індекс референсної антени (наприклад, антени 0), що використовується в AP. В одному з варіантів здійснення ця константа є загальною для всіх UT в даній BSS, але є незалежною для різних BSS.

У результаті, коли UT з BSS1 обмінюється даними з UT в BSS2, направлений зв'язок без корекції або

компенсації для цієї константи може призвести в результаті до зсуву фази і масштабування амплітуди всієї власної системи. Зсув фази може бути визначений за допомогою використання пілот-сигналу (направленого або ненаправленого) і видалений в приймачах кожного відповідного UT. В одному варіанті здійснення амплітудна корекція або компенсація може являти собою звичайне масштабування ССШ і може бути видалена за допомогою оцінки рівня шуму в кожному приймачі, що може впливати на вибір швидкості передачі.

У різних варіантах здійснення одноранговий обмін між UT, які належать різним BSS, може виконуватися таким чином:

- ініціатор однорангової лінії (наприклад, UT BSS1) є AP-джерелом (DAP), а інший UT (наприклад, UT BSS2) є UT-приймачем (DUT).
- DAP посиляє MIMO пілот-сигнал для DUT разом із запитом на встановлення лінії, який містить BSS ID та DAP ID. Запит повинен бути відправлений в загальному режимі (тобто з рознесенням при передачі).
- DUT відповідає шляхом відправки направленного MIMO пілот-сигналу і підтвердження, яке містить DUT ID, його BSS ID і деякий індикатор швидкості передачі для використання в DAP.
- DAP приймач (Rx) може виконати оцінку зсуву фази для висхідної лінії (UL) і застосувати поправкову константу для кожного піддіапазону. Потім DAP може використати направлену передачу по низхідній лінії (DL), але повинен включити преамбулу направленного опорного сигналу, щонайменше, в перший направлений пакет для того, щоб дати можливість DUT приймачу (Rx) виконати корекцію або компенсацію зсуву фази в DL для кожного піддіапазону. Для подальших передач по DL може не вимагатися преамбула з направленим референсним сигналом. Керування швидкістю і трекінг можуть здійснюватися за допомогою розділення передач на сегменти DL та UL з достатніми інтервалами часу між ними для виконання обробки.

Способи калібрування, викладені в даному описі, можуть бути реалізовані за допомогою різних засобів. Наприклад, ці способи можуть бути реалізовані у вигляді апаратних засобів, програмних засобів або їх комбінації. У випадку реалізації у вигляді апаратних засобів способи можуть бути реалізовані в точці доступу і терміналі користувача в одній або декількох орієнтованих на прикладення інтегральних схемах (ASIC), цифрових сигнальних процесорах (DSP), цифрових сигнальних процесорних пристроях (DSPD), програмованих логічних пристроях (PLD), внутрішньосхемно програмованих вентильних матрицях (FPGA), процесорах, контролерах, мікроконтролерах, інших електронних блоках, виконаних з можливістю виконання функцій, викладених в даному описі або їх комбінації.

У випадку здійснення у вигляді програмних засобів способи калібрування можуть бути реалізовані за допомогою модулів (наприклад, процедур, функцій тощо), які виконують функції, викладені в даному описі. Програмні коди можуть зберігатися в запам'ятовуючому пристрої (наприклад, запам'ятовуючих пристроях, 532 та 582 за Fig.5) і виконуватися процесором (наприклад, контролерами 530 та 580, відповідно). Запам'ятовуючий пристрій може бути виконаний в процесорі або як зовнішній по відношенню до процесора, причому в цьому випадку він може бути з'єднаний з можливістю обміну даними з процесором за допомогою різних засобів, відомих в даній галузі техніки.

Заголовки включені в даний опис для посилання і для допомоги в пошуку визначених розділів. Вказані заголовки не треба розглядати як такі, що обмежують обсяг концепцій в озаглавлених ними розділах, і ці концепції можуть застосовуватися в інших розділах по всьому опису.

Наведений вище опис розкритих варіантів здійснення представлений для того, щоб дати можливість будь-якому фахівцеві в даній галузі техніки використати даний винахід. Різні модифікації відносно вказаних варіантів здійснення повинні бути очевидні для фахівців в даній галузі техніки, і загальні принципи, викладені в даному описі, застосовні до інших варіантів здійснення без відступу від суті та обсягу даного винаходу. Таким чином, даний винахід не треба обмежувати варіантами здійснення, розкритими в даному описі, але навпаки, він відповідає самому широкому обсягу, сумісному з принципами та новими відмітними особливостями, розкритими в даному описі.

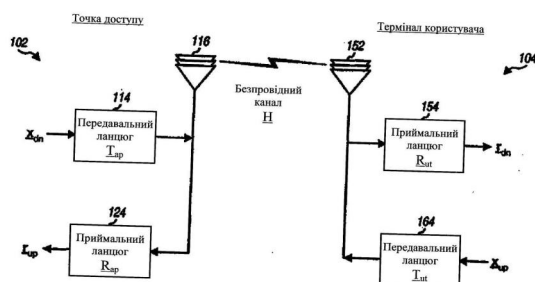
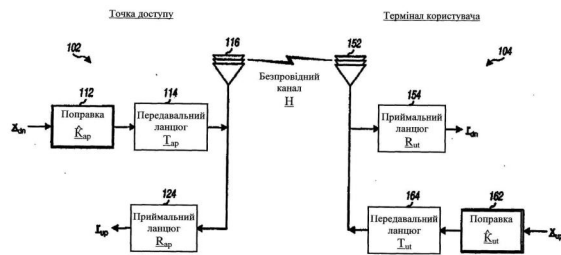
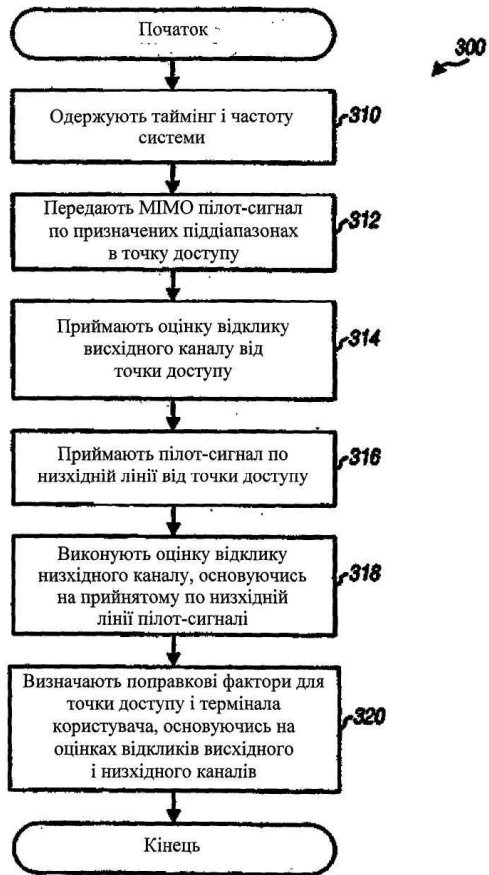


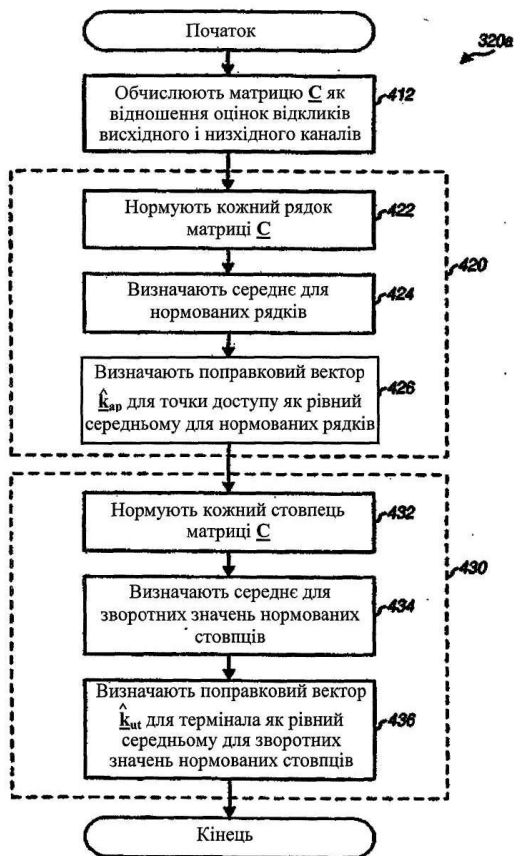
Fig. 1



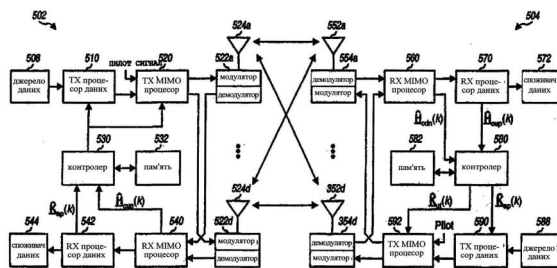
Фіг. 2



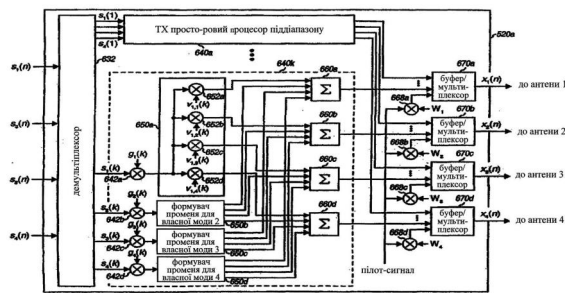
Фіг. 3



Фіг. 4



Фіг. 5



Фіг. 6