



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **86362** (13) **C2**
(51) **МПК (2009)**
H04L 25/02
H04B 7/06 (2006.01)
H04B 7/08
H04L 1/02

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) СПОСІБ ОДЕРЖАННЯ УЗГОДЖЕНОГО ФІЛЬТРА І ПРИСТРІЙ ДЛЯ УЗГОДЖЕНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ (ВАРІАНТИ) В БЕЗПРОВІДНІЙ СИСТЕМІ ЗВ'ЯЗКУ МНОЖИННОГО ВВОДУ/ВИВОДУ (MIMO)

1

2

(21) a200506731
(22) 09.12.2003
(24) 27.04.2009
(86) PCT/US03/39392, 09.12.2003
(31) 10/729,070
(32) 04.12.2003
(33) US
(31) 60/432,760
(32) 11.12.2002
(33) US
(46) 27.04.2009, Бюл.№ 8, 2009 р.
(72) КЕТЧУМ ДЖОН В., УОЛЛЕЙС МАРК С., ГА-АЛ ПИТЕР
(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД
(56) EP 0905920 A, 31.03.1999
(57) 1. Спосіб одержання узгодженого фільтра на основі керуючого опорного сигналу в безпровідній системі зв'язку множинного вводу/виводу (MIMO), який полягає в тому, що: одержують множину наборів прийнятих символів для керуючого опорного сигналу, прийнятого через першу лінію зв'язку MIMO та згенерованого на основі множини керуючих векторів; і одержують узгоджений фільтр на основі множини наборів прийнятих символів, причому узгоджений фільтр включає в себе множину власних векторів, які відповідають множині керуючих векторів.
2. Спосіб за п. 1, в якому кожний з множини наборів прийнятих символів призначений для символу керуючого опорного сигналу, згенерованого на основі одного з множини керуючих векторів.
3. Спосіб за п. 1, в якому множина власних векторів узгодженого фільтра ортогональні один одному.
4. Спосіб за п. 3, в якому множину власних векторів узгодженого фільтра ортогоналізують, використовуючи QR-розкладення.
5. Спосіб за п. 4, в якому додатково: оцінюють коефіцієнти підсилення, зв'язані з множиною керуючих векторів, на основі множини наборів прийнятих символів; і упорядковують множину власних векторів на основі оцінених коефіцієнтів посилення.

6. Спосіб за п. 3, в якому множину власних векторів узгодженого фільтра ортогоналізують з використанням обчислення мінімальної квадратичної помилки.
7. Спосіб за п. 3, в якому множину власних векторів узгодженого фільтра ортогоналізують, використовуючи полярну декомпозицію.
8. Спосіб за п. 1, в якому керуючий опорний сигнал приймають протягом множини кадрів.
9. Спосіб за п. 1, в якому додатково виконують узгоджену фільтрацію передачі даних, прийнятої через першу лінію зв'язку MIMO, використовуючи узгоджений фільтр.
10. Спосіб за п. 1, в якому додатково: визначають множину масштабованих векторів на основі множини наборів прийнятих символів, причому кожний з множини масштабованих векторів відповідає відповідному одному з множини керуючих векторів; і при цьому одержання множини власних векторів включає в себе одержання на основі множини масштабованих векторів.
11. Спосіб за п. 10, в якому кожний з множини масштабованих векторів визначають на основі щонайменше одного набору прийнятих символів щонайменше для одного символу керуючого опорного сигналу, згенерованого на основі відповідного керуючого вектора.
12. Спосіб за п. 1, в якому множину власних векторів використовують для просторової обробки для передачі даних по другій лінії зв'язку MIMO.
13. Спосіб за п. 12, в якому перша лінія зв'язку MIMO є висхідною лінією зв'язку та друга лінія зв'язку MIMO є низхідною лінією зв'язку в системі зв'язку MIMO.
14. Спосіб за п. 1, в якому система зв'язку MIMO використовує мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM), і в якому множину власних векторів одержують для кожного з множини піддіапазонів.
15. Пристрій для узгодженої фільтрації в безпровідній системі зв'язку множинного вводу/виводу (MIMO), який містить:

(19) **UA** (11) **86362** (13) **C2**

просторовий процесор прийому, призначений для обробки множини наборів прийнятих символів для керуючого опорного сигналу для забезпечення множини масштабованих векторів, причому керуючий опорний сигнал приймають через першу лінію зв'язку MIMO і генерують на основі множини керуючих векторів, і при цьому кожний з множини масштабованих векторів відповідає відповідному одному з множини керуючих векторів; і контролер, призначений для одержання множини власних векторів на основі множини масштабованих векторів, і

причому просторовий процесор прийому додатково призначений для виконання узгодженої фільтрації першої передачі даних, прийнятої через першу лінію зв'язку MIMO, з використанням множини власних векторів.

16. Пристрій за п. 15, в якому контролер додатково призначений для оцінки сингулярних значень на основі множини масштабованих векторів і для одержання узгодженого фільтра для першої лінії зв'язку MIMO на основі множини власних векторів та оцінених сингулярних значень.

17. Пристрій за п. 15, в якому множина власних векторів ортогональні один одному.

18. Пристрій за п. 17, в якому контролер призначений для виконання QR-розкладення, полярної декомпозиції або обчислення мінімальної квадратичної помилки для множини масштабованих векторів для одержання множини власних векторів.

19. Пристрій за п. 15, який додатково містить просторовий процесор передачі (ПД), призначе-

ний для виконання просторової обробки для другої передачі даних по другій лінії зв'язку MIMO, з використанням множини власних векторів.

20. Пристрій за п. 15, в якому система зв'язку MIMO використовує мультиплексування з ортогональним частотним розділенням сигналів (OFDM), і в якому множину власних векторів одержують для кожного з множини піддіапазонів.

21. Пристрій для узгодженої фільтрації в безпроводній системі зв'язку множинного вводу/виводу (MIMO), який містить:

засіб для визначення множини масштабованих векторів на основі множини наборів прийнятих символів для керуючого опорного сигналу, прийнятого через першу лінію зв'язку MIMO та згенерованого на основі множини керуючих векторів, причому кожний з множини масштабованих векторів відповідає відповідному одному з множини керуючих векторів; і

засіб для одержання множини власних векторів на основі множини масштабованих векторів, причому множина власних векторів придатна для використання для просторової обробки.

22. Пристрій за п. 21, який додатково містить засіб для виконання узгодженої фільтрації першої передачі даних, прийнятої через першу лінію зв'язку MIMO, з використанням множини власних векторів.

23. Пристрій за п. 21, який додатково містить засіб для виконання просторової обробки другої передачі даних по другій лінії зв'язку MIMO з використанням множини власних векторів.

24. Пристрій за п. 21, в якому множина власних векторів ортогональні один одному.

Даний винахід відноситься в загальному випадку до передачі даних, а більш конкретно - до методик одержання власних векторів на основі керуючого опорного сигналу, які використовуються для просторової обробки в системі зв'язку множинного вводу/виводу (MIMO).

Система MIMO використовує множину (N_T) передавальних антен та множину (N_R) приймальних антен для передачі даних. Канал MIMO, сформований за допомогою N_T передавальних та N_R приймальних антен, може розбиватися на N_s незалежних або просторових каналів, де $N_s \leq \min\{N_T, N_R\}$. Кожний з N_s незалежних каналів відповідає вимірюванню. Система MIMO може забезпечувати поліпшену продуктивність (наприклад, збільшену пропускну здатність і/або велику надійність), якщо додаткові вимірювання, створені за допомогою множини передавальних та приймальних антен, ефективно використовуються.

У системі радіозв'язку дані, які будуть передаватися, звичайно обробляються (наприклад, кодуються та модулюються), і потім перетворюють з підвищенням частоти до радіочастоти (РЧ) несучого сигналу для генерації модульованого

сигналу РЧ, який більше підходить для передачі по безпроводному каналу. Для безпроводної системи MIMO до N_T модульованих сигналів РЧ може генеруватися і передаватися одночасно від N_T передавальних антен. Передані модульовані сигнали РЧ можуть досягати N_R приймальних антен через множину шляхів поширення в безпроводному каналі. Характеристики шляхів поширення звичайно змінюються у часі через різні фактори, такі як, наприклад, загасання, багатопроменеве поширення та зовнішні перешкоди. Отже, модульовані РЧ сигнали можуть знаходитися в каналах з різними умовами (наприклад, з різним загасанням і з різним впливом багатопроменевого поширення) і можуть бути зв'язані з різними складними коефіцієнтами посилення і відношеннями сигнал-шум (BCSN, SNR).

Для досягнення високої якості часто необхідно оцінювати відповідь (характеристику) безпроводного каналу зв'язку між передавачем та приймачем. Для системи MIMO, відповідь каналу може характеризуватися за допомогою матриці H відповіді каналу, яка включає в себе $N_T N_R$ значень складного коефіцієнта посилення для $N_T N_R$

різних пар передавальна/приймальна антена (тобто один складний коефіцієнт посилення для кожної з N_T передавальних антен і для кожної з N_R приймальних антен). Оцінку каналу звичайно виконують за допомогою передачі пілот-сигналу (тобто опорного сигналу) з передавача на приймач. Пілот-сигнал звичайно генерують на основі відомих пілотних символів та обробляють відомим способом (тобто відомим приймачу априорно). Приймач може потім оцінювати коефіцієнти посилення каналів, як відношення прийнятих пілотних символів до відомих пілотних символів.

Оцінка відповіді каналу може бути необхідна передавачу для виконання просторової обробки для передачі даних. Оцінка відповіді каналу може також бути необхідна приймачу для виконання просторової обробки (або узгодженої фільтрації) прийнятих сигналів для відновлення переданих даних. Просторова обробка повинна виконуватися приймачем і звичайно також виконується передавачем для використання N_s незалежних каналів каналу MIMO.

Для системи MIMO відносно велика кількість системних ресурсів може бути необхідна для передачі пілот-сигналу від N_T передавальних антен, так що досить точна оцінка відповіді каналу може бути одержана приймачем в присутності шуму та перешкод. Крім того, великі обчислення звичайно необхідні для обробки коефіцієнтів посилення каналу для одержання власних векторів, необхідних для просторової обробки. Зокрема приймач звичайно повинен обробляти коефіцієнти посилення каналів для одержання першого набору власних векторів, що використовуються для просторової обробки для прийому даних в одній лінії зв'язку, і може додатково одержувати другий набір власних векторів, що використовуються для просторової обробки для передачі даних в іншій лінії зв'язку. Одержання власних векторів і просторова обробка для передачі і прийому даних описана нижче. Другий набір власних векторів звичайно необхідно посилати назад передавачу для його використання. Як можна помітити, велика кількість ресурсів може бути необхідна для підтримки просторової обробки в передавачі та приймачі.

Тому в рівні техніки існує потреба в більш ефективній методиці одержання власних векторів, що використовуються для просторової обробки в системах MIMO.

Представлені методики одержання власних векторів на основі керуючого опорного сигналу, які використовуються для просторової обробки для прийому та передачі даних. Керуючий опорний сигнал є пілот-сигналом, що передається тільки в одному просторовому каналі, або у власній моді каналу MIMO протягом заданого періоду символу, що досягається за допомогою виконання просторової обробки за допомогою керуючого вектора для цієї власної моди, як описано нижче. Керуючий опорний сигнал використовується приймачем для одержання оцінки та діагональної матриці Σ сингулярних значень, і унітарної матриці U лівих власних векторів матриці H відповіді каналу, без необхідності оцінки відповіді каналу

MIMO або виконання розкладення по сингулярних числах матриці H .

Оцінки Σ та U можуть використовуватися для узгодженої фільтрації передачі даних, прийнятої через першу лінію зв'язку (наприклад, висхідну лінію зв'язку). Для системи дуплексного зв'язку з часовим розділенням каналів (ДЗЧРК, TDD), яка характеризується відповідями каналу низхідної лінії зв'язку та висхідної лінії зв'язку, які є зворотною величиною один одного, оцінка U може також використовуватися для просторової обробки передачі даних у другій лінії зв'язку (наприклад, в низхідній лінії зв'язку).

В іншому аспекті, матрицю U з ортогональними стовпцями одержують на основі оцінок Σ та U . Ортогоналізація стовпців \tilde{U} може досягатися за допомогою різних методик, таких як QR-розкладення, обчислення мінімальної квадратичної помилки і полярна декомпозиція, які усі описані нижче. Ортогональна матриця \tilde{M} узгодженого фільтра може потім бути одержана на основі матриці \tilde{U} та оцінки Σ . Матриця \tilde{M} може використовуватися для узгодженої фільтрації для першої лінії зв'язку, і матриця \tilde{U} може використовуватися для просторової обробки для другої лінії зв'язку.

Різні аспекти та варіанти здійснення винаходу описані більш детально нижче.

Ознаки, характер та переваги даного винаходу стануть більш очевидними з сформульованого нижче докладного опису, який розглядають разом з кресленнями, на яких однакові позначення ідентифікують відповідні елементи по всьому документу і на яких:

Фіг.1 показує послідовність операцій процесу одержання ортогональної матриці узгодженого фільтра \tilde{M} на основі керуючого опорного сигналу;

Фіг.2 показує систему радіозв'язку;

Фіг.3 показує структуру кадру для системи ДЗЧРК MIMO-OFDM;

Фіг.4 показує передачу керуючого опорного сигналу і даних в низхідній лінії зв'язку та висхідній лінії зв'язку для зразкової схеми передачі;

Фіг.5 показує структурну схему точки доступу і терміналу користувача; і

Фіг.6 показує структурну схему просторової обробки, що виконується за допомогою точки доступу і терміналу користувача для передачі даних в низхідній лінії зв'язку та висхідній лінії зв'язку.

Слово «зразковий», що використовується в даній роботі, означає «служити прикладом або ілюстрацією». Будь-який варіант здійснення або зразок, описаний як «зразковий», не обов'язково повинен розглядатися як пріоритетний або переважний в порівнянні з іншими варіантами здійснення або зразками.

Описані методики для одержання власних векторів можуть використовуватися для різних систем зв'язку MIMO. Наприклад, ці методики можуть використовуватися для систем MIMO з

однією несучою, а також для систем MIMO з багатьма несучими. Для розуміння, ці методи описані нижче для системи MIMO з однією несучою.

Модель для системи MIMO з однією несучою може бути виражена як:

$$\underline{r} = \underline{H}\underline{x} + \underline{n} \quad (1)$$

де \underline{x} - вектор, що «передається», з N_T елементами для символів, посланих від N_T передавальних антен (тобто $\underline{x} = [x_1 x_2 \dots x_{N_T}]^T$);

\underline{r} - вектор, що «приймається», з N_R елементами для символів, прийнятих через N_R приймальних антен (тобто $\underline{r} = [r_1 r_2 \dots r_{N_R}]^T$);

\underline{H} - матриця відповіді каналу ($N_R \times N_T$);

\underline{n} - вектор адитивного білого гауссівського шуму (AWGN); i означає транспозицію.

Вектор шуму \underline{n} , як передбачають, має компоненти з нульовим значенням і коваріаційною матрицею $\underline{\Lambda}_n = \sigma^2 \underline{I}$, де \underline{I} - одинична матриця, і σ^2 - шумова дисперсія.

Матриця \underline{H} відповіді каналу може бути виражена як:

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \dots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (2)$$

де елемент h_{ij} , для $i \in \{1 \dots N_R\}$ та $j \in \{1 \dots N_T\}$, є зв'язком (тобто складним коефіцієнтом посилення) між j -ю передавальною антеною та i -ю приймальною антеною. Для простоти, відповідь каналу, як передбачають, є плоскою по всій ширині смуги пропускання системи, і відповідь каналу для кожної пари антен передачі/прийому може бути представлена єдиним складним значенням h_{ij} . Також для простоти, подальший опис передбачає, що $N_R \geq N_T$, матриця \underline{H} відповіді каналу має повний ранг, і $N_S = N_T \leq N_R$.

Матриця \underline{H} відповіді каналу може «діагоналізуватися» для одержання N_T незалежних каналів, які також згадуються як просторові канали або власні моди. Цієї діагоналізації можуть досягати за допомогою виконання або розкладення по сингулярних числах матриці \underline{H} відповіді каналу, або розкладення по власних значеннях кореляційної матриці \underline{H} , яка є $\underline{H}^H \underline{H}$, де H означає зв'язану транспозицію. Для розуміння в подальшому описі використовується розкладення по сингулярних числах.

Розкладення по сингулярних числах матриці \underline{H} відповіді каналу може бути виражене як:

$$\underline{H} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^H \quad (3)$$

де \underline{U} - унітарна матриця ($N_R \times N_R$), стовпцями якої є власні вектори \underline{H} ;

$\underline{\Sigma}$ - діагональна матриця ($N_R \times N_T$) сингулярних значень \underline{H} , яка визначається як

$$\underline{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_{1,1}, \sigma_{2,2}, \dots, \sigma_{N_T, N_T}); i$$

\underline{V} - унітарна матриця ($N_T \times N_T$), стовпці якої - праві власні вектори \underline{H} .

Унітарна матриця \underline{M} характеризується властивістю $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$ яка означає, що стовпці унітарної

матриці ортогональні один одному, і рядки матриці також ортогональні один одному. Стовпці матриці \underline{V} також згадуються як керуючі вектори. Розкладення по сингулярних числах описане більш детально [Гілбертом Странгом (Gilbert Strang) в книзі, яка озаглавлена «Linear Algebra and Its Applications», друге видання, Academic Press, 1980].

Просторова обробка може виконуватися і передавачем, і приймачем для передачі даних в N_T просторових каналах каналу MIMO. Просторова обробка в передавачі може бути виражена як:

$$\underline{x} = \underline{V} \underline{s} \quad (4)$$

де \underline{s} - вектор «даних» з кількістю ненульових елементів до N_T для символів даних, які будуть передаватися в N_T просторових каналах. Вектор \underline{x} , що передається, додатково обробляють і потім передають по каналу MIMO на приймач.

Прийнята передача в приймачі може бути виражена як:

$$\underline{r} = \underline{H}\underline{x} + \underline{n} = \underline{H}\underline{V}\underline{s} + \underline{n} = \underline{U}\underline{\Sigma}\underline{V}^H \underline{V}\underline{s} + \underline{n} = \underline{U}\underline{\Sigma}\underline{s} + \underline{n} \quad (5)$$

де усі терміни визначені вище.

Просторова обробка в приймачі для відновлення вектора даних \underline{s} може бути виражена як:

$$\hat{\underline{s}} = \underline{G} \underline{M} \underline{r} = \underline{G} \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H \underline{r} = \underline{G} \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H (\underline{U} \underline{\Sigma} \underline{s} + \underline{n}) = \underline{s} + \tilde{\underline{n}} \quad (6)$$

де \underline{s} - вектор даних;

$\hat{\underline{s}}$ - оцінка вектора даних \underline{s} ;

\underline{M} - ($N_T \times N_R$) матриця узгодженого фільтру яка визначається як $\underline{M} = \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H$;

\underline{G} - ($N_T \times N_T$) масштабована матриця, яка визначається як

$$\underline{G} = \text{diag}(1/\sigma_{1,1}^2, 1/\sigma_{2,2}^2, \dots, 1/\sigma_{N_T, N_T}^2); i$$

$\tilde{\underline{n}}$ - постоброблений шум, який визначається як

$$\tilde{\underline{n}} = \underline{G} \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H \underline{n}.$$

Просторова обробка за допомогою приймача часто згадується як узгоджена фільтрація. Оскільки $\underline{M} = \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H$ і оскільки стовпці \underline{U} є власними векторами \underline{H} , стовпці \underline{M}^T є спряженими лівими власними векторами \underline{H} , масштабованими за допомогою сингулярних значень в $\underline{\Sigma}$.

Як показано в рівнянні (6), приймачу потрібні хороші оцінки матриць $\underline{\Sigma}$ та \underline{U} для виконання узгодженої фільтрації для відновлення вектора даних \underline{s} . Матриці $\underline{\Sigma}$ та \underline{U} можуть бути одержані за допомогою передачі пілот-сигналу з передавача на приймач. Приймач може потім оцінювати матрицю \underline{H} відповіді каналу, основуючись на прийнятому пілот-сигналі, і виконувати розкладення цієї оцінки по сингулярних числах, як показано в рівнянні (3), для одержання матриць $\underline{\Sigma}$ та \underline{U} . Однак, як зазначено вище, велика кількість ресурсів може бути необхідна для передачі цього пілот-сигналу і виконання розкладення по сингулярних числах.

I. Керуючий опорний сигнал

В одному з аспектів, керуючий опорний сигнал передають за допомогою передавача і використовують приймачем для одержання оцінки матриць $\underline{\Sigma}$ та \underline{U} , які необхідні для узгодженої фільтрації. Керуючий опорний сигнал - передача пілот-сигналу тільки в одному просторовому каналі або власній моді протягом заданого періоду символу, що досягається за допомогою виконан-

ня просторової обробки за допомогою керуючого вектора для цієї власної моди. Приймач може потім оцінювати матриці $\underline{\Sigma}$ та \underline{U} , основуючись на керуючому опорному сигналі, без необхідності оцінювати відповідь каналу MIMO або виконання розкладення по сингулярних числах.

Керуючий опорний сигнал, посланий передавачем, може бути виражений як:

$$\underline{x}_{sr,m} = \underline{v}_m \cdot p, \text{ для } m \in \{1 \dots N_T\} \quad (7)$$

де $\underline{x}_{sr,m}$ є переданим вектором для керуючого опорного сигналу для m -ої власної моди; \underline{v}_m - правий власний вектор \underline{H} для m -ої власної моди; i p - пілотний символ, переданий для керуючого опорного сигналу. Власний вектор \underline{v}_m є m -им стовпцем матриці \underline{V} , де $\underline{V} = [\underline{v}_1 \underline{v}_2 \dots \underline{v}_{N_T}]$.

Прийнятий керуючий опорний сигнал в приймачі може бути виражений як:

$$\underline{r}_{sr,m} = \underline{H} \underline{x}_{sr,m} + \underline{n} = \underline{H} \underline{v}_m p + \underline{n} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^H \underline{v}_m p + \underline{n} = \underline{u}_m \sigma_m p + \underline{n} \quad (8)$$

де $\underline{r}_{sr,m}$ є вектором, що приймається, для керуючого опорного сигналу для m -ої власної моди; i σ_m - сингулярне значення для m -ої власної моди.

Як показано в рівнянні (8), в приймачі прийнятий керуючий опорний сигнал у відсутності шуму дорівнює $\underline{u}_m \sigma_m p$, що є відомим пілотним символом p , перетвореним за допомогою $\underline{u}_m \sigma_m$. Власний вектор \underline{u}_m є m -им стовпцем матриці \underline{U} , i сингулярне значення σ_m є m -им діагональним елементом матриці $\underline{\Sigma}$. Приймач може таким чином одержувати оцінку $\underline{u}_m \sigma_m$, основуючись на керуючому опорному сигналі, посланому передавачем.

Різні методики можуть використовуватися для обробки прийнятого, керуючого опорного сигналу для одержання оцінки \underline{u}_m та σ_m . В одному з варіантів здійснення для одержання оцінки $\underline{u}_m \sigma_m$ вектор $\underline{r}_{sr,m}$, що приймається, для керуючого опорного сигналу, посланого на m -ій власній моді, спочатку множать на комплексне спряження пілотного символу p^* . Результат може потім інтегруватися по численних символах керуючого опорного сигналу, прийнятих для кожної власної моди m для одержання оцінки $\underline{u}_m \sigma_m$. Вектор рядка \hat{m}_m може визначатися так, щоб він дорівнював спряженій транспозиції оцінки $\underline{u}_m \sigma_m$ (тобто $\hat{m}_m = \hat{\sigma}_m \hat{u}_m^H$). Кожний з N_R елементів вектора \hat{m}_m одержують, основуючись на відповідному одному з N_R елементів вектора $\underline{r}_{sr,m}$.

Вектор рядка \hat{m}_m для m -ої власної моди включає в себе оцінки i \underline{u}_m , i σ_m , i може таким чином згадуватися як масштабований вектор. Оскільки власні вектори мають одиничну потужність, сингулярне значення σ_m може оцінюватися, основуючись на прийнятій потужності керуючого опорного сигналу, який може вимірюватися для кожної власної моди. Зокрема оцінка сингулярних значень $\hat{\sigma}_m$ може бути встановлена рівною квадратному кореню потужності для вектора $\underline{r}_{sr,m}$, розділеному на величину пілотного символу p . Вектор \hat{m}_m може масштабуватися за допомогою $1/\hat{\sigma}_m$ для одержання власного вектора \hat{u}_m .

В іншому варіанті здійснення методика мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE) використовується для одержання оцінки \underline{u}_m , основуючись на векторі $\underline{r}_{sr,m}$, що приймається, для керуючого опорного сигналу. Оскільки пілотний символ p відомий, приймач може одержувати оцінку \underline{u}_m так, що середньоквадратична помилка між відновленим пілотним символом \hat{p} (який одержують після виконання узгодженої фільтрації вектора $\underline{r}_{sr,m}$, що приймається) i переданим пілотним символом p мінімізована.

Керуючий опорний сигнал передають для однієї власної моди кожний момент часу (тобто одна власна мода протягом кожного періоду символу передачі керуючого опорного сигналу). Керуючий опорний сигнал для всіх N_T власних мод може передаватися різними способами. В одному з варіантів здійснення керуючий опорний сигнал передають для однієї власної моди протягом кожного кадру, де кадр - інтервал передачі даних для системи i його визначають так, щоб він мав визначену тривалість часу (наприклад, 2мс). Для даного варіанту здійснення керуючий опорний сигнал для численних власних мод може передаватися в множині кадрів. В іншому варіанті здійснення керуючий опорний сигнал передають для численних власних мод в межах-одного кадру. Це може досягатися за допомогою циклічного повторення N_T власних мод в N_T періодах символу. Для обох варіантів здійснення n -ий символ керуючого опорного сигналу може виражатися як:

$$\underline{x}_{sr,m}(n) = \underline{v}_{[n \bmod N_T] + 1} \cdot p, \text{ для } n \in \{1 \dots L\} \quad (9)$$

де η - індекс або для періоду символу, або для номера кадру, i L - кількість символів керуючого опорного сигналу, які будуть передаватися. Численні символи керуючого опорного сигналу можуть передаватися для кожної власної моди m для надання можливості приймачу одержувати більш точну оцінку $\underline{u}_m \sigma_m$.

Приймач може одержувати вектор рядка \hat{m}_m для кожної з N_T власних мод, основуючись на прийнятому керуючому опорному сигналі для цієї власної моди. Вектор рядка \hat{m}_m для всіх N_T власних мод може використовуватися для формування початкової матриці узгодженого фільтра \hat{M} , де $\hat{M} = [\hat{m}_1 \hat{m}_2 \dots \hat{m}_{N_T}]^T$ i $\hat{M} = \hat{\Sigma}^T \hat{U}^H$. Матриця \hat{M} може використовуватися для узгодженої фільтрації приймачем, як показано в рівнянні (6), для відновлення переданого вектора даних \underline{s} .

Керуючий опорний сигнал посилають для однієї власної моди кожний момент часу, i він може використовуватися приймачем для одержання вектора \hat{m}_m узгодженого фільтра для цієї власної моди. Оскільки N_T векторів \hat{m}_m узгодженого фільтра матриці \hat{M} одержують індивідуально i за різні періоди символу, i через шум та інші джерела погіршення параметрів безпровідного каналу, N_T векторів \hat{m}_m матриці \hat{M} навряд чи будуть ортогональні один одному. Якщо N_T векторів \hat{m}_m після цього будуть використовуватися для узго-

дженої фільтрації прийнятої передачі даних, то будь-які помилки в ортогональності між цими векторами призведуть до перехресних перешкод (взаємного впливу) між окремими потоками символів, посланими на N_T власних модах. Перехресні перешкоди можуть погіршувати продуктивність.

II. Ортогоналізація власних векторів

В іншому аспекті для поліпшення продуктивності вдосконалену матрицю узгодженого фільтра \hat{M} одержують, основуючись на керуючому опорному сигналі, і вона має вектори рядка, які повинні бути ортогональними один відносно одного. Ортогоналізацію векторів рядків \hat{M} можуть виконувати за допомогою різних методик, таких як QR-розкладення, обчислення мінімальної квадратичної помилки і полярна декомпозиція. Усі ці методи ортогоналізації описані детально нижче. Інші методи ортогоналізації можуть також використовуватися, і вони знаходяться в межах суті винаходу.

1. QR-розкладення

QR-розкладення розкладає транспоновану початкову матрицю узгодженого фільтра \hat{M}^T на ортогональну матрицю Q_F і на верхню трикутну матрицю R_F . Матриця Q_F формує ортогональну основу для стовпців матриці \hat{M}^T (тобто рядки \hat{M}), і діагональні елементи матриці R_F задають довжину компонентів стовпців \hat{M}^T в напрямках відповідних стовпців Q_F . Матриці Q_F та R_F можуть використовуватися для одержання вдосконаленої матриці узгодженого фільтра \tilde{M}_F .

QR-розкладення може виконуватися різними способами, які включають в себе процедуру Грама-Шмідта (Gram-Schmidt), перетворення Хаусхолдера (Householder) тощо. Процедура Грама-Шмідта рекурсивна і може бути в цифровій формі нестабільною. Винайдені різні варіанти процедури Грама-Шмідта, і вони відомі з попереднього рівня техніки. «Класична» процедура Грама-Шмідта для ортогоналізації матриці \hat{M}^T описана нижче.

Для QR-розкладення матриця \hat{M}^T може бути виражена як:

$$\hat{M}^T = Q_F R_F \quad (10)$$

де Q_F - ортогональна матриця ($N_R \times N_R$); і R_F - верхня трикутна матриця ($N_R \times N_T$) з нулями нижче діагоналі і можливими ненульовими значеннями по і вище діагоналі.

Процедура Грама-Шмідта генерує матриці Q_F та R_F стовпець за стовпцем. Наступні позначення використовуються для наведеного нижче опису:

$$Q_F = [q_1 q_2 \dots q_{N_R}], \text{ де } q_j \text{ є } j\text{-им стовпцем } Q_F;$$

$$q_{i,j} - \text{елемент в } i\text{-ому рядку і } j\text{-ому стовпці } Q_F;$$

$$\tilde{Q}_F = [\tilde{q}_1 \tilde{q}_2 \dots \tilde{q}_{N_R}], \text{ де } \tilde{q}_j \text{ є } j\text{-им стовпцем } \tilde{Q}_F;$$

$r_{i,j}$ - елемент в i -ому рядку і j -ому стовпці R_F ;

$$\hat{M}^T = [\hat{m}_1 \hat{m}_2 \dots \hat{m}_{N_T}], \text{ де } \hat{m}_j \text{ є } j\text{-им стовпцем } \hat{M}^T; i$$

$\hat{m}_{i,j}$ є елементом в i -ому рядку і j -ому стовпці

$$\hat{M}^T.$$

Перший стовпець Q_F та R_F може бути одержаний як:

$$r_{1,1} = \|\hat{m}_1\| = \left[\sum_{i=1}^{N_R} |\hat{m}_{i,1}|^2 \right]^{1/2} \quad (11)$$

i

$$q_1 = \frac{1}{r_{1,1}} \hat{m}_1 \quad (12)$$

Перший стовпець R_F включає в себе одне ненульове значення $r_{1,1}$ для першого рядка і нулі в інших місцях, де $r_{1,1}$ - друга норма \hat{m}_1 . Перший стовпець Q_F є нормалізованою версією першого стовпця \hat{M}^T , причому нормалізацію виконують за допомогою масштабування кожного елемента \hat{m}_1 за допомогою інвертування $r_{1,1}$.

Кожний із стовпців Q_F та R_F , що залишилися, може бути одержаний таким чином:

Для $j=2, 3, \dots, N_T$

для $i=1, 2, \dots, j-1$

$$r_{i,j} = q_i^H \hat{m}_j \quad (13)$$

$$\tilde{q}_j = \hat{m}_j - \sum_{i=1}^{j-1} r_{i,j} q_i \quad (14)$$

$$r_{j,j} = \|\tilde{q}_j\| \quad (15)$$

$$q_j = \frac{1}{r_{j,j}} \tilde{q}_j \quad (16)$$

Процедура Грама-Шмідта генерує один стовпець за один раз для матриці Q_F . Кожний новий стовпець Q_F повинен бути ортогональним до всіх раніше згенерованих стовпців зліва від нового стовпця. Цього досягають за допомогою рівнянь (14) та (16), де j -ий стовпець Q_F (або q_j) генерують, основуючись на \tilde{q}_j , який в свою чергу гене-

рують, основуючись на j -ому стовпці \hat{M}^T (або \hat{m}_j), і віднімаючи будь-які компоненти в \hat{m}_j , направлені в напрямку інших ($j-1$) стовпців зліва від \hat{m}_j . Діагональні елементи R_F обчислюють як другі норми стовпців \tilde{Q}_F (де $\tilde{q}_1 = \hat{m}_1$), як показано у рівнянні (15).

Поліпшена продуктивність може досягатися за допомогою впорядкування матриці \hat{M}^T , основуючись на оцінках сингулярних значень перед виконанням QR-розкладення. Початкові оцінки сингулярних значень $\tilde{\sigma}_m$ для $m \in \{1 \dots N_T\}$ для діагональної матриці $\hat{\Sigma}$ можна обчислювати як другі норми стовпців \hat{M}^T , як описано нижче. Початкові оцінки сингулярних значень можна потім

упорядкувати так, що $\{\tilde{\sigma}_1 \geq \tilde{\sigma}_2 \geq \dots \geq \tilde{\sigma}_{N_T}\}$, де $\tilde{\sigma}_1$, є найбільшою оцінкою сингулярних значень і $\tilde{\sigma}_{N_T}$, є найменшою оцінкою сингулярних значень. Коли початкові оцінки сингулярних значень для діагональної матриці $\tilde{\Sigma}$ упорядковуються, стовпці матриці $\hat{\underline{M}}^T$ також упорядковуються відповідно. Перший або крайній лівий стовпець $\hat{\underline{M}}^T$ потім зв'язують з найбільшою оцінкою сингулярних значень і найвищим прийнятим ВСШ, і останній або крайній праворуч стовпець $\hat{\underline{M}}^T$ зв'язують з найменшою оцінкою сингулярних значень і найнижчим прийнятим ВСШ. Для QR-розкладення початкові оцінки сингулярних значень можуть бути одержані як другі норми стовпців $\hat{\underline{M}}^T$ і використовуватися для впорядкування стовпців $\hat{\underline{M}}^T$. Кінцеві оцінки сингулярних значень одержують як другі норми стовпців $\hat{\underline{Q}}_F$, як описано вище. Керуючий опорний сигнал може також передаватися по порядку (наприклад, від найбільшої власної моди до найменшої власної моди), так, щоб оцінки сингулярних значень ефективно упорядковувалися передавачем.

Якщо стовпці $\hat{\underline{M}}^T$ упорядковуються на основі зменшення значень відповідних ним оцінок сингулярних значень, то стовпці/власні вектори \underline{Q}_F повинні бути ортогональні до першого стовпця/власного вектора з кращим прийнятим ВСШ. Це впорядкування таким чином має сприятливий вплив видалення визначених шумових компонентів кожного з власних векторів \underline{Q}_F , що залишилися. Зокрема j-ий стовпець \underline{Q}_F (або \underline{q}_j) генерують на основі j-ого стовпця $\hat{\underline{M}}^T$ (або $\hat{\underline{m}}_j$), і шумові компоненти в $\hat{\underline{m}}_j$ які вказують в напрямку j-1 власних векторів зліва від \underline{q}_j (які зв'язані з більш високими прийнятими ВСШ), віднімають з $\hat{\underline{m}}_j$ для одержання \underline{q}_j . Впорядкування також має сприятливий вплив поліпшення оцінок власних векторів, зв'язаних з меншими сингулярними значеннями. Кінцевим результатом є поліпшена продуктивність, особливо якщо ортогоналізовані власні вектори \underline{Q}_F використовуються для просторової обробки для передачі даних в іншій лінії зв'язку, як описано нижче.

Вдосконалена ортогональна матриця узгодженого фільтра $\tilde{\underline{M}}_F$, одержана на основі QR-розкладення, може потім бути виражена як:

$$\tilde{\underline{M}}_F^T = \underline{Q}_F \tilde{\underline{R}}_F \quad (17)$$

де $\tilde{\underline{R}}_F$ включає в себе тільки діагональні елементи \underline{R}_F (тобто елементи вище діагоналі встановлені в нулі). Діагональні елементи $\tilde{\underline{R}}_F$ та \underline{R}_F - оцінки сингулярних значень \underline{H} . Оскільки $\underline{M} = \underline{\Sigma}^T \underline{U}^H$ та $\tilde{\underline{M}}_F = \tilde{\underline{R}}_F^T \underline{Q}_F^T$, можуть бути зроблені

наступні заміни: $\tilde{\underline{R}}_F \approx \underline{\Sigma}$ та $\underline{Q}_F = \underline{U}^*$, де "*" означає комплексне спряження.

2. Обчислення середньоквадратичної помилки і полярна декомпозиція

Початкова матриця узгодженого фільтра $\hat{\underline{M}}$ може також ортогоналізуватися на основі визначеного критерію оптимальності. Одним з можливих критеріїв є мінімізація величини квадратичної помилки між матрицею $\hat{\underline{M}}$ та «оптимальним» узгодженим фільтром з необхідними властивостями ортогональності. Це може бути виражене як:

$$\text{мінімізувати } \|\hat{\underline{M}} - \underline{\Sigma}^T \underline{Q}_P\|_F \quad \text{за умови,} \quad (18)$$

що $\underline{Q}_P^H \underline{Q}_P = I$

де $\|X\|_F$ - норма Фробеніуса (Frobenius) для \underline{X} , і задається як:

$$\|X\|_F = \left[\sum_{i,j} |x_{i,j}|^2 \right]^{1/2} \quad (19)$$

Умова $\underline{Q}_P^H \underline{Q}_P = I$ гарантує, що \underline{Q}_P є унітарною матрицею, що означає, що стовпці \underline{Q}_P ортогональні один до одного, і рядки \underline{Q}_P також ортогональні один до одного. Рівняння (18) приводить до оптимального узгодженого фільтра $\underline{\Sigma}^T \underline{Q}_P$, який найкращим чином підходить до вимірних даних, представлених за допомогою матриці $\hat{\underline{M}}$.

Розв'язання рівняння (18) може бути одержане з відомого розв'язання ортогональної проблеми Прокруста (Procrustes). Ця проблема задає питання - якщо надані дві відомі матриці \underline{A} та \underline{B} , чи може бути знайдена унітарна матриця \underline{Q}_P , яка перетворює \underline{B} в \underline{A} . Проблема може бути виражена як:

$$\text{мінімізувати } \|\underline{A} - \underline{B} \underline{Q}_P\|_F \quad \text{за умови,} \quad (20)$$

що $\underline{Q}_P^H \underline{Q}_P = I$

Розв'язання проблеми Прокруста може бути одержане таким чином. Спочатку, матрицю \underline{C}_P визначають як $\underline{C}_P = \underline{B}^H \underline{A}$. Розкладення по сингулярних числах \underline{C}_P потім представляють як $\underline{C}_P = \underline{U}^H \underline{\Sigma}_P \underline{V}_P^H$ або $\underline{U}_P^H \underline{C}_P \underline{V}_P = \underline{\Sigma}_P$. Унітарну матрицю \underline{Q}_P , яка вирішує проблему мінімізації, показану в рівнянні (20), потім представляють як:

$$\underline{Q}_P = \underline{U}_P \underline{V}_P^H \quad (21)$$

Одержання та доказ рівняння (21) описані [G.H. Golub та C.F. Van Loan в «Matrix Computation», Third Edition, Johns Hopkins University Press, 1996].

Розв'язання рівняння (20), яке показане в рівнянні (21), відноситься до полярної декомпозиції матриці \underline{C} . Ця полярна декомпозиція задається таким чином:

$$\underline{C}_P = \underline{Z}_P \underline{P}_P \quad (22)$$

де \underline{Z}_P - унітарна матриця, яка задається як $\underline{Z}_P = \tilde{\underline{U}}_P \underline{V}_P^H$;

\tilde{U}_P - матриця лівих власних векторів C_P , яка охоплює місце стовпця C_P (тобто \tilde{U}_P дорівнює U_P або субматриці U_P залежно від розмірності C_P);

P_P - симетрична позитивна напіввизначена Ермітова (Hermitian) матриця, яка задається як

$\tilde{\Sigma}$ є квадратною матрицею сингулярних значень C_P з розмірністю, яка дорівнює кількості стовпців C_P .

Полярна декомпозиція може таким чином виконуватися на матриці C_P для одержання унітарної матриці Z_P , яка може дорівнювати або Q_P , або субматриці Q_P залежно від розмірності C_P . Можна показати, що матриця Z_P є оптимальним результатом для проблеми мінімізації, показаної в рівнянні (20).

Алгоритми для прямого обчислення полярної декомпозиції описані [P. Zielinski та K. Zietak у «The Polar Decomposition-Properties, Applications and Algorithms», «Annals of the Polish Mathematical Society», 38 (1995), і A. A. Dubrulle у «An Optimum Iteration for the Matrix Polar Decomposition», «Electronic Transactions on Numerical Analysis», том 8, 1999, стор.21-25].

Рішення для оптимального узгодженого фільтра, яке виражене в рівнянні (18), може бути одержане на основі розв'язання описаної вище ортогональної проблеми Прокруста. Це може виконуватися за допомогою прирівнювання \hat{M} до A та Σ^T до B . Для обчислення, оцінка сингулярних значень $\tilde{\Sigma}$ може бути одержана як друга норма стовпців \hat{M}^T і використовуватися замість Σ^T . Діагональні елементи $\tilde{\Sigma}$ можуть бути виражені як:

$$\tilde{\sigma}_{i,i} = \left\| \hat{m}_i \right\| = \left[\sum_{j=1}^{N_r} |\hat{m}_{i,j}|^2 \right]^{1/2}, \text{ для } i \in (1 \dots N_T) \quad (23)$$

Можна показати, що використання $\tilde{\Sigma}$ в обчисленні для Q_P призводить майже до незмірного погіршення продуктивності відносно використання точних сингулярних значень в Σ .

Матриця C_M може потім визначатися як:

$$C_M = \tilde{\Sigma} \hat{M} \quad (24)$$

Розкладення по сингулярних числах матриці C_M тоді задається таким чином:

$$C_M = U_M \Sigma_M V_M^H \text{ або } U_M^H C_M V_M = \Sigma_M \quad (25)$$

Унітарна матриця Q_M , яка вирішує проблему мінімізації, показану в рівнянні (18), тоді задається як:

$$Q_M = U_M V_M^H = \tilde{U}^H \quad (26)$$

Вдосконалений ортогональний узгоджений фільтр \tilde{M}_M , який є вирішення проблеми мінімізації в рівнянні (18), може тоді бути виражений як:

$$\tilde{M}_M = \tilde{\Sigma}^T \tilde{U}^H = \tilde{\Sigma}^T U_M V_M^H \quad (27)$$

Альтернативно, полярна декомпозиція C_M може виконуватися як описано вище, що може бути виражено як:

$$C_M = Z_M P_M \quad (28)$$

Унітарна матриця Q_M , яка вирішує проблему мінімізації, показану в рівнянні (18), тоді може бути представлена як:

$$Q_M = Z_M = \tilde{U}^H \quad (29)$$

Вдосконалений ортогональний узгоджений фільтр \tilde{M}_M може тоді бути виражений як:

$$\tilde{M}_M = \tilde{\Sigma}^T Z_M \quad (30)$$

Можна показати, що матриця Z_M полярної декомпозиції є оптимальним результатом для матриці Q_M для обчислення мінімальної квадратичної помилки (тобто $Q_M = Z_M$). Таким чином, полярна декомпозиція та обчислення мінімальної квадратичної помилки обидва призводять до того ж самого ортогонального узгодженого фільтра \tilde{M}_M .

Фіг.1 показує послідовність операцій варіанту здійснення процесу 100 для одержання ортогональної матриці \tilde{M} узгодженого фільтра, основуючись на керуючому опорному сигналі. Спочатку, приймач приймає та обробляє керуючий опорний сигнал для одержання оцінки $u_{m\sigma_m}$ для кожної з множини власних мод N (етап 112). Ця обробка може виконуватися як описано вище. Потім формують початкову матрицю \hat{M} узгодженого фільтра, чії рядки \hat{m}_m для $m \in \{1 \dots N_T\}$ одержують, основуючись на оцінках $u_{m\sigma_m}$. Ортогональна матриця \tilde{M} узгодженого фільтра може потім бути одержана з початкової матриці \hat{M} узгодженого фільтра, використовуючи будь-яку з описаних вище методик ортогоналізації.

Для методики QR-розкладення, матрицю \hat{M} розкладають на множники для одержання матриць Q_F та R_F (етап 122). Ортогональну матрицю \tilde{M} узгодженого фільтра потім одержують, як показано в рівнянні (17) (етап 124), і оцінки сингулярних значень $\tilde{\Sigma}$ одержують як діагональні елементи R_F (етап 126).

Для методики мінімальної квадратичної помилки, оцінки сингулярних значень $\tilde{\Sigma}$ одержують

як другі норми стовпців \hat{M}^T (етап 132). Потім обчислюють матрицю C_M , як показано в рівнянні (24) (етап 134). Потім обчислюють розкладення по сингулярних числах C_M як показано в рівнянні (25) (етап 136). Потім одержують ортогональну матрицю \tilde{M} узгодженого фільтра, як показано в рівнянні (27) (етап 138).

Для методики полярної декомпозиції, оцінки сингулярних значень $\tilde{\Sigma}$ одержують як другі норми стовпців \hat{M}^T (етап 142). Потім обчислюють матрицю C_M , як показано в рівнянні (24) (етап 144). Потім обчислюють полярну декомпозицію C_M , як показано в рівнянні (28) (етап 146). Потім одержують ортогональну матрицю узгодженого фільтра \tilde{M} , як показано в рівнянні (30) (етап 148).

Ортогональна матриця \tilde{M} узгодженого фільтра може після цього використовуватися для виконання узгодженої фільтрації прийнятої передачі даних (етап 150).

Ортогоналізація матриці узгодженого фільтра забезпечує декілька переваг. По-перше, при використанні ортогональної матриці \tilde{M} узгодженого фільтра уникають перехресних перешкод між власними модами H . Одержання початкової матриці \tilde{M} узгодженого фільтра по частинах, основуючись на керуючому опорному сигналі, не гарантує, що власні вектори \hat{M}^T ортогональні. Недостача ортогональності призводить до погіршення робочих характеристик. При ортогоналізації матриці узгодженого фільтра уникають цього погіршення робочих характеристик.

По-друге, QR-розкладення може поліпшувати якість власних векторів, зв'язаних з меншими сингулярними значеннями. Без QR-розкладення, якість оцінок власних векторів не є постійною, і оцінки власних векторів, зв'язаних з меншими сингулярними значеннями, ймовірно, будуть нижче за якість. QR-розкладення може поліпшувати якість власних векторів, зв'язаних з меншими сингулярними значеннями, видаляючи визначені шумові компоненти, як описано вище. Полярна декомпозиція може мати подібний ефект, але не прямим способом, як QR-розкладення.

По-третє, ортогоналізація може скорочувати кількість ресурсів, необхідних для передачі керуючого опорного сигналу. Якщо ортогоналізація не виконується, то високоякісні оцінки Σ та \underline{U} необхідні для того, щоб гарантувати низькі перехресні перешкоди між власними модами. Більш тривалий період передачі тоді необхідний для керуючого опорного сигналу для власних векторів, зв'язаних з меншими сингулярними значеннями, щоб гарантувати одержання необхідної якості. Високоякісні оцінки Σ та \underline{U} таким чином потребують більш тривалого періоду передачі для керуючого опорного сигналу (що буде споживати цінні системні ресурси), і більш тривалий період інтеграції для керуючого опорного сигналу в приймачі (що може призвести до більш тривалої затримки передачі даних). Ортогоналізація може забезпечувати необхідну продуктивність без необхідності у високоякісних оцінках Σ та \underline{U} .

III. Система MIMO-OFDM

Методи для одержання власних векторів, що використовуються для просторової обробки, тепер будуть описані для зразкової широкопasmової системи зв'язку MIMO, яка використовує мультимплексування з ортогональним частотним розділенням (OFDM). OFDM фактично ділить повну ширину смуги пропускання системи на множину ортогональних піддіапазонів (N_F), які також згадуються як сигнали, елементи розділення по частоті або частотні підканали. При OFDM, кожний піддіапазон зв'язаний з відповідною піднесучою, на якій можуть модулюватися дані. Для системи MIMO-OFDM кожний піддіапазон може бути зв'язаний з численними власними модами, і

кожна власна мода кожного піддіапазону може розглядатися як незалежний канал передачі.

Для OFDM, дані або пілот-сигнал, які будуть передаватися в кожному придатному для використання піддіапазоні, спочатку модулюють (тобто відображають на символи модуляції), використовуючи визначені схеми модуляції. Один символ модуляції може передаватися в кожному придатному для використання піддіапазоні в кожний період символу. Сигнал з нульовим значенням можуть посилати для кожного невикористовуваного піддіапазону. Протягом кожного періоду символу OFDM, символи модуляції для придатних для використання піддіапазонів і нульові значення сигналу для невикористовуваних піддіапазонів (тобто символи модуляції і нулі для усіх N_F піддіапазонів) перетворюють до часової області, використовуючи зворотне швидке перетворення Фур'є (IFFT) для одержання перетвореного символу, який містить N_F вибірок часової області. Для боротьби з міжсимвольними перешкодами (ISI), викликаними виборчим загасанням частот, частина кожного перетвореного символу часто повторюється (що часто згадується як додавання циклічного префікса) для формування відповідного символу OFDM. Символ OFDM потім обробляють і передають по безпроводному каналу. Період символу OFDM, який також згадується як період символу, відповідає тривалості одного символу OFDM.

Для даної зразкової системи, низхідна лінія зв'язку та висхідна лінія зв'язку спільно використовують один діапазон частот, використовуючи дуплексний зв'язок з часовим розділенням каналів (ДЗЧРК). Для системи зв'язку ДЗЧРК MIMO-OFDM відповіді каналів низхідної лінії зв'язку та висхідної лінії зв'язку, як можна передбачити, є зворотною величиною один одного. Таким чином, якщо $H(k)$ представляє матрицю відповіді каналу від антенної решітки A до антенної решітки B для піддіапазону k, то взаємно-зворотний канал має на увазі, що зв'язок від антенної решітки B до антенної решітки A задається за допомогою $H^T(k)$.

Фіг.2 показує систему 200 радіозв'язку, яка включає в себе множину точок доступу (ТД) 210, які здійснюють зв'язок з множиною терміналів користувача (ТК) 220. (Для простоти, тільки одна точка доступу показана на Фіг.2.) Точка доступу може також згадуватися як базова станція, або може використовуватися деяка інша термінологія. Кожний термінал користувача може бути нерухомим або рухомим терміналом, і він може також згадуватися як термінал доступу, рухома станція, віддалена станція, обладнання (ОК) користувача, безпроводний пристрій, або може використовуватися деяка інша термінологія. Кожний термінал користувача може здійснювати зв'язок з однією або, можливо, з багатьма точками доступу в низхідній лінії зв'язку і/або у висхідній лінії зв'язку в будь-який заданий момент. Низхідна лінія зв'язку (тобто пряма лінія зв'язку) відноситься до передачі від точки доступу до терміналу користувача, і висхідна лінія зв'язку (тобто зворотна лінія зв'язку) відноситься до передачі від терміналу

користувача до точки доступу. Відповідь каналу між кожною точкою доступу і кожним терміналом користувача може характеризуватися набором матриць $\underline{H}(k)$ відповіді каналу, для $k \in K$, де K представляє набір всіх піддіапазонів, що представляють інтерес (наприклад, придатних для використання піддіапазонів).

У подальшому описі для пари здійснюючих зв'язок точки доступу і терміналу користувача передбачається, що калібрування було виконане для врахування відмінностей між ланцюгами передачі та прийому точки доступу і терміналу користувача. Результатами калібрування є діагональні матриці $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, які використовуються в точці доступу і в терміналі користувача, відповідно, в тракці передачі. «Калібрована» відповідь каналу низхідної лінії зв'язку, $\underline{H}_{cdn}(k)$, що спостерігається терміналом користувача, і «калібрована» відповідь каналу висхідної лінії зв'язку, $\underline{H}_{cup}(k)$, що спостерігається точкою доступу, можуть тоді виражатися як:

$$\underline{H}_{cdn}(k) = \underline{H}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k), \text{ для } k \in K \quad (31a)$$

$$\underline{H}_{cup}(k) = \underline{H}_{up}(k) \hat{\underline{K}}_{ut}(k), \text{ для } k \in K \quad (31b)$$

$$\underline{H}_{cdn}(k) \approx \underline{H}_{cup}^T(k), \text{ для } k \in K \quad (31c)$$

де $\underline{H}_{dn}(k) = \underline{R}_{up}(k) \underline{H}(k) \underline{I}_{ap}(k)$ є «ефективною» відповіддю каналу низхідної лінії зв'язку, яка включає в себе відповіді ланцюга передачі $\underline{I}_{ap}(k)$ в точці доступу і ланцюга прийому $\underline{R}_{up}(k)$ в терміналі користувача;

$\underline{H}_{up}(k) = \underline{R}_{ap}(k) \underline{H}^T(k) \underline{I}_{ut}(k)$ є «ефективною» відповіддю каналу висхідної лінії зв'язку, яка включає в себе відповіді ланцюга передачі $\underline{I}_{ut}(k)$ в терміналі користувача і ланцюга прийому $\underline{R}_{ap}(k)$ в точці доступу; і

$\underline{H}(k) \in (\underline{N}_{ut} \times \underline{N}_{ap})$ матрицею відповіді каналу між \underline{N}_{ap} антенами в точці доступу та \underline{N}_{ut} антенами в терміналі користувача. Якщо калібрування не виконане, то кожен матрицю $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ та $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, встановлюють в одиничну матрицю \underline{I} .

Фіг.3 показує варіант здійснення структури 300 кадру, який може використовуватися для системи ДЗЧРК МІМО-OFDM. Передача даних відбувається в кадрах ДЗЧРК, причому кожний кадр ДЗЧРК охоплює визначену тривалість часу (наприклад, 2мс). Кожний кадр ДЗЧРК розділений на фазу низхідної лінії зв'язку та фазу висхідної лінії зв'язку. Фаза низхідної лінії зв'язку додатково розділена на множину сегментів для множини каналів транспортування низхідної лінії зв'язку. У варіанті здійснення, показаному на Фіг.3, канали транспортування низхідної лінії зв'язку включають в себе широкомовний канал (BSCH), прямий канал керування (FCSH) і прямий канал (FCH). Точно так само фаза висхідної лінії зв'язку розділена на множину сегментів для множини транспортних каналів висхідної лінії зв'язку. У варіанті здійснення, показаному на Фіг.3, транспортні канали висхідної лінії зв'язку включають в себе зворотний канал (RCH) і канал довільного доступу (RACH).

У фазі низхідної лінії зв'язку сегмент 310 BSCH використовують для передачі одного протокольного

блока даних (ПБД, PDU) 312 BSCH, який включає в себе пілот-сигнал маяка 314, пілот-сигнал 316 МІМО і повідомлення 318 BSCH. Пілот-сигнал маяка передають від всіх антен точки доступу, і він використовується терміналами користувача для синхронізації та одержання частоти. Пілот-сигнал МІМО передають від всіх антен точки доступу з різними ортогональними кодами, і він використовується терміналами користувача для оцінки каналу. Повідомлення BSCH переносить системні параметри для терміналів користувача в системі. Сегмент 320 FCSH використовують для передачі одного PDU FCSH, який переносить призначення ресурсів для низхідної лінії зв'язку та висхідної лінії зв'язку й іншої сигналізації для терміналів користувача. Сегмент 330 FCH використовують для передачі одного або більшої кількості PDU 332 FCH. Можуть визначатися різні типи PDU FCH. Наприклад, PDU 332a FCH включає в себе тільки пакет даних 336a, а PDU 332b FCH включає в себе керуючий опорний сигнал 334b низхідної лінії зв'язку і пакет даних 336b.

У фазі висхідної лінії зв'язку сегмент 340 RCH використовують для передачі одного або більшої кількості PDU 342 RCH у висхідній лінії зв'язку. Також можуть визначатися різні типи PDU RCH. Наприклад, PDU 342a RCH включає в себе керуючий опорний сигнал 344a висхідної лінії зв'язку і пакет даних 346a. Сегмент 350 RACH використовують терміналами користувача для одержання доступу до системи і для передачі коротких повідомлень у висхідній лінії зв'язку. PDU 352 RACH можуть посилати в межах сегмента 350 RACH, і він включає в себе керуючий опорний сигнал 354 висхідної лінії зв'язку і повідомлення 356.

Для варіанту здійснення, показаного на Фіг.3, пілот-сигнали маяка і МІМО посилають по низхідній лінії зв'язку в сегменті BSCH в кожному кадрі ДЗЧРК. Керуючий опорний сигнал можуть посилати, а можуть не посилати в будь-якому заданому PDU FCH/RCH. Керуючий опорний сигнал можуть також посилати в PDU RACH для надання можливості точці доступу оцінювати відповідні вектори під час доступу до системи.

Для простоти, подальший опис наведений для здійснення зв'язку між однією точкою доступу та одним терміналом користувача. Пілот-сигнал МІМО передають за допомогою точки доступу, і він використовується терміналом користувача для одержання оцінки каліброваної відповіді каналу низхідної лінії зв'язку, $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$, для $k \in K$. Калібрована відповідь висхідної лінії зв'язку можуть оцінювати як $\hat{\underline{H}}_{cup}(k) = \hat{\underline{H}}_{cdn}^T(k)$. Розкладення по сингулярних числах може виконуватися для діагоналізованої матриці $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$ для кожного піддіапазону, що може бути виражене як:

$$\hat{\underline{H}}_{cup}(k) = \hat{\underline{U}}_{ap}(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}^H(k), \text{ для } k \in K \quad (32)$$

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

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

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

Точно так само розкладення по сингулярних числах оцінної каліброваної матриці відповіді каналу низхідної лінії зв'язку $\hat{H}_{cdn}(k)$ може бути виражене як:

$$\hat{H}_{cup}(k) = \hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{U}_{ap}^T(k), \text{ для } k \in K \quad (33)$$

де матриці $\hat{V}_{ut}^*(k)$ та $\hat{U}_{ap}^*(k)$ - унітарні матриці лівих та правих власних векторів, відповідно, $\hat{H}_{cdn}(k)$.

Як показано в рівняннях (32) та (33), матриці лівих та правих власних векторів для однієї лінії зв'язку є комплексним спряженням матриць правих та лівих власних векторів, відповідно, для іншої лінії зв'язку. Для простоти, посилення до матриць $\hat{U}_{ap}(k)$ та $\hat{V}_{ut}(k)$ в подальшому описі може також відноситися до їх інших відмінних форм (наприклад, $\hat{V}_{ut}(k)$ може відноситися до $\hat{V}_{ut}(k)$, $\hat{V}_{ut}^T(k)$, $\hat{V}_{ut}^*(k)$ та $\hat{V}_{ut}^H(k)$). Матриці $\hat{U}_{ap}(k)$ та $\hat{V}_{ut}(k)$ можуть використовуватися точкою доступу і терміналом користувача, відповідно, для просторової обробки, і вони також позначені відповідними підрядковими індексами. Матриця $\hat{\Sigma}(k)$ включає в себе оцінки сингулярних значень, які представляють коефіцієнти посилення для незалежних каналів (або власних мод) матриці $\hat{H}(k)$ відповіді каналу для k -ого піддіапазону.

Розкладення по сингулярних числах може виконуватися незалежно для матриці $\hat{H}_{cup}(k)$ відповіді каналу для кожного з додатних для використання піддіапазонів для визначення N_s власних мод для піддіапазону. Оцінки сингулярних значень для кожної діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ можна упорядкувати 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 сингулярних значень і $\hat{\sigma}_{N_s}(k)$ - найменша оцінка сингулярних значень для піддіапазону k . Коли оцінки сингулярних значень для кожної діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ упорядковуються, власні вектори (або стовпці) зв'язаних матриць $\hat{U}(k)$ та $\hat{V}(k)$ також упорядковуються, відповідно. Після впорядкування, $\hat{\sigma}_1(k)$ представляє оцінку сингулярних значень для кращої власної моди для піддіапазону k , яка також часто згадується як «основна» власна мода.

«Широкопasmугова» власна мода може визначатися як набір власних мод того ж самого порядку всіх піддіапазонів після впорядкування. Таким чином, t -та широкопasmугова власна мода включає в себе m -ті власні моди всіх піддіапазонів. Кожна широкопasmугова власна мода зв'язана з

відповідним набором власних векторів для всіх піддіапазонів. «Основна» широкопasmугова власна мода - та, яка зв'язана з найбільшою оцінкою сингулярних значень в матриці $\hat{\Sigma}(k)$ для кожного з піддіапазонів.

Термінал користувача може передавати керуючий опорний сигнал у висхідній лінії зв'язку. Керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку для m -ої широкопasmугової власної моди може бути виражений як:

$$\underline{x}_{up,ss,m}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \hat{V}_{ut,m}(k) p(k), \text{ для } k \in K \quad (34)$$

де $\hat{V}_{ut,m}(k)$ є m -им стовпцем матриці $\hat{V}_{ut}(k)$ для k -ого піддіапазону, причому

$$\hat{V}_{ut}(k) = [\hat{V}_{ut,1}(k) \hat{V}_{ut,2}(k) \dots \hat{V}_{ut,N_{ut}}(k)]; i$$

$p(k)$ є пілотним символом для k -ого піддіапазону.

Прийнятий керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку в точці доступу може бути виражений як:

$$\begin{aligned} \underline{r}_{up,sr,m}(k) &= \underline{H}_{up}(k) \underline{x}_{up,sr,m}(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &= \underline{H}_{up}(k) \hat{K}_{ut}(k) \hat{V}_{ut,m}(k) p(k) + \underline{n}_{up}(k), \text{ для } k \in K \\ &= \hat{U}_{ap,m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned} \quad (35)$$

де $\hat{U}_{ap,m}(k)$ є m -им стовпцем матриці $\hat{U}_{ap}(k)$ для k -ого піддіапазону, причому

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

$\hat{\sigma}_m(k)$ є оцінкою сингулярних значень для k -ого піддіапазону m -ої широкопasmугової власної моди.

Точка доступу може одержувати початкову матрицю $\hat{M}_{ap}(k)$ узгодженого фільтра, для $k \in K$, на основі керуючого опорного сигналу висхідної лінії зв'язку, як описано вище. Точка доступу може після цього одержувати вдосконалену ортогональну матрицю $\tilde{M}_{ap}(k)$ узгодженого фільтра, для $k \in K$, основуючись на $\hat{M}_{ap}(k)$ і використовуючи будь-яку з описаних вище методик ортогоналізації. Використовуючи QR-розкладення, матриця $\tilde{M}_{ap}(k)$ може бути одержана як:

$$\tilde{M}_{ap}^T(k) = \underline{Q}_{ap}(k) \tilde{R}_{ap}(k) \quad (36a)$$

або

$$\tilde{M}_{ap}(k) \tilde{R}_{ap}^T(k) \underline{Q}_{ap}^T(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \tilde{U}_{ap}^H(k) \quad (36b)$$

де $\underline{Q}_{ap}(k)$ - унітарна матриця, яка є ортонормальною основою для $\tilde{M}_{ap}(k)$;

$\tilde{R}_{ap}(k)$ - діагональна матриця, одержана на основі $\hat{M}_{ap}(k)$; i

$$\tilde{\Sigma}_{ap}(k) = \tilde{R}_{ap}(k) \text{ та } \tilde{U}_{ap}^*(k) = \underline{Q}_{ap}(k)$$

Використовуючи обчислення середньоквадратичної помилки, матриця $\tilde{M}_{ap}(k)$ може бути одержана як:

$$\tilde{\mathbf{M}}_{ap}(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \mathbf{U}_{Map}(k) \mathbf{V}_{Map}^H(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \tilde{\mathbf{U}}_{ap}^H(k), \quad \text{для } k \in K \quad (37)$$

де

$$\mathbf{C}_{ap}(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}(k) \hat{\mathbf{M}}_{ap}(k) = \mathbf{U}_{Map}(k) \Sigma_{Map}(k) \mathbf{V}_{Map}^H(k), \quad (38)$$

для $k \in K$

$\tilde{\Sigma}_{ap}(k)$ - діагональна матриця, елементи якої

є другими нормами стовпців $\hat{\mathbf{M}}_{ap}^T(k)$; і

$$\tilde{\mathbf{U}}_{ap}^H(k) = \mathbf{U}_{Map}(k) \mathbf{V}_{Map}^H(k)$$

Використовуючи полярну декомпозицію, матриця $\tilde{\mathbf{M}}_{ap}(k)$ може бути одержана як:

$$\tilde{\mathbf{M}}_{ap}(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \mathbf{Z}_{ap}(k) \mathbf{V}_{Map}^H(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \tilde{\mathbf{U}}_{ap}^H(k), \quad (39)$$

для $k \in K$

де

$$\mathbf{C}_{ap}(k) = \tilde{\Sigma}_{ap}(k) \hat{\mathbf{M}}_{ap}(k) = \mathbf{Z}_{ap}(k) \mathbf{P}_{ap}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (40)$$

Матриця $\tilde{\mathbf{M}}_{ap}(k)$ може використовуватися точкою доступу для узгодженої фільтрації передачі даних висхідної лінії зв'язку від терміналу користувача, як описано нижче.

Просторова обробка, що виконується терміналом користувача для передачі даних по множині власних мод у висхідній лінії зв'язку може бути виражена як:

$$\mathbf{x}_{up}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}(k) \mathbf{s}_{up}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (41)$$

де $\mathbf{s}_{up}(k)$ є вектором даних і $\mathbf{x}_{up}(k)$ є вектором передачі для k -ого піддіапазону для висхідної лінії зв'язку. Передача даних висхідної лінії зв'язку може відбуватися на будь-якій кількості ширококосмугових власних мод від 1 до N_s .

Прийнята передача даних висхідної лінії зв'язку в точці доступу може бути виражена як:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{up}(k) &= \mathbf{H}_{up}(k) \mathbf{x}_{up}(k) + \mathbf{n}_{up}(k) \\ &= \mathbf{H}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ut}(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}(k) \mathbf{s}_{up}(k) + \mathbf{n}_{up}(k), \quad \text{для } k \in K \end{aligned} \quad (42)$$

$$\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k) \hat{\Sigma}(k) \mathbf{s}_{up}(k) + \mathbf{n}_{up}(k)$$

де $\mathbf{r}_{up}(k)$ - вектор, що приймається, для передачі даних висхідної лінії зв'язку для k -ого піддіапазону.

Узгоджена фільтрація за допомогою точки доступу може виражатися як:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{up}(k) &= \mathbf{G}_{ap}(k) \tilde{\mathbf{M}}_{ap}(k) \mathbf{r}_{up}(k) \\ &= \mathbf{G}_{ap}(k) \tilde{\Sigma}_{ap}^T(k) \tilde{\mathbf{U}}_{ap}^H(k) (\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k) \hat{\Sigma}(k) \mathbf{s}_{up}(k) + \mathbf{n}_{up}(k)) \\ &\approx \mathbf{s}_{ap}(k) + \tilde{\mathbf{n}}_{up}(k), \quad \text{для } k \in K \end{aligned} \quad (43)$$

$$\text{де } \tilde{\Sigma}(k) = \text{diag}(\tilde{\sigma}_{1,1}(k) \tilde{\sigma}_{2,2}(k) \dots \tilde{\sigma}_{N_t, N_t}(k)); \quad i$$

$$\mathbf{G}_{ap}(k) = \text{diag}(1/\tilde{\sigma}_{1,1}^2(k) 1/\tilde{\sigma}_{2,2}^2(k) \dots 1/\tilde{\sigma}_{N_t, N_t}^2(k)).$$

Для системи ДЗЧРК МІМО точка доступу може також використовувати матриці $\tilde{\mathbf{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$, для просторової обробки для передачі даних в низхідній лінії зв'язку на термінал користувача. Просторова обробка, виконана точкою доступу для передачі даних по множині власних мод в низхідній лінії зв'язку, може бути виражена як:

$$\mathbf{x}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \tilde{\mathbf{U}}_{ap}^*(k) \mathbf{s}_{dn}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (44)$$

де $\mathbf{s}_{dn}(k)$ - вектор даних, і $\mathbf{x}_{dn}(k)$ - вектор передачі для k -ого піддіапазону для низхідної лінії зв'язку. Передача даних низхідної лінії зв'язку може таким самим чином відбуватися по будь-якій кількості ширококосмугових власних мод від 1 до N_s .

Прийнята передача даних низхідної лінії зв'язку в терміналі користувача може бути виражена як:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{dn}(k) &= \mathbf{H}_{dn}(k) \mathbf{x}_{dn}(k) + \mathbf{n}_{dn}(k) \\ &= \mathbf{H}_{dn}(k) \hat{\mathbf{K}}_{ap}(k) \tilde{\mathbf{U}}_{ap}^*(k) \mathbf{s}_{dn}(k) + \mathbf{n}_{dn}(k), \quad \text{для } k \in K \end{aligned} \quad (45)$$

$$\approx \hat{\mathbf{V}}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \mathbf{s}_{dn}(k) + \mathbf{n}_{dn}(k)$$

де $\mathbf{r}_{dn}(k)$ - вектор, що приймається, для передачі даних низхідної лінії зв'язку для k -ого піддіапазону.

Узгоджена фільтрація за допомогою терміналу користувача може бути виражена як:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{dn}(k) &= \mathbf{G}_{ut}(k) \hat{\mathbf{M}}_{ut}(k) \mathbf{r}_{dn}(k) \\ &= \mathbf{G}_{ut}(k) \hat{\Sigma}^T(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}^T(k) (\hat{\mathbf{V}}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \mathbf{s}_{dn}(k) + \mathbf{n}_{dn}(k)) \\ &\approx \mathbf{s}_{dn}(k) + \tilde{\mathbf{n}}_{dn}(k), \quad \text{для } k \in K \end{aligned} \quad (46)$$

де $\hat{\mathbf{M}}_{ut}(k) = \hat{\Sigma}^T(k) \hat{\mathbf{V}}_{ut}^T(k)$ - узгоджений фільтр для терміналу користувача;

$$\hat{\Sigma}(k) = \text{diag}(\hat{\sigma}_{1,1}(k) \hat{\sigma}_{2,2}(k) \dots \hat{\sigma}_{N_s, N_s}(k)); \quad i$$

$$\mathbf{G}_{ut}(k) = \text{diag}(1/\hat{\sigma}_{1,1}^2(k) 1/\hat{\sigma}_{2,2}^2(k) \dots 1/\hat{\sigma}_{N_s, N_s}^2(k)).$$

Діагональну матрицю $\hat{\Sigma}(k)$ одержують з розкладення по сингулярних числах, показаного в рівнянні (32).

Таблиця підсумовує просторову обробку в точці доступу та терміналі користувача і для передачі даних, і для прийому по множині ширококосмугових власних мод.

Таблиця

	Низхідна лінія зв'язку	Вихідна лінія зв'язку
Точка доступу	Передача: $\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \tilde{\underline{U}}_{ap}^*(k) \underline{s}_{dn}(k)$	Прийом: $\hat{\underline{s}}_{up}(k) = \underline{G}_{up}(k) \hat{\underline{\Sigma}}^T(k) \tilde{\underline{U}}_{ap}^T(k) \underline{r}_{ap}(k)$
Термінал користувача	Прийом: $\hat{\underline{s}}_{dn}(k) = \underline{G}_{ut}(k) \hat{\underline{\Sigma}}^T(k) \hat{\underline{V}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k)$	Передача: $\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{K}}_{ut}(k) \hat{\underline{V}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k)$

У таблиці 1 $\underline{s}(k)$ - вектор даних, $\underline{x}(k)$ - вектор, що передається, $\underline{r}(k)$ - вектор, що приймається, і $\hat{\underline{s}}(k)$ - оцінка вектора даних $\underline{s}(k)$, де усі вектори належать піддіапазону k . Нижні індекси «dn» та «up» для цих векторів означають передачі низхідної лінії зв'язку та висхідної лінії зв'язку, відповідно.

Можна показати, що використання матриць $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$ (з ортогонізованими стовпцями) для просторової обробки для передачі даних низхідної лінії зв'язку може забезпечувати істотне поліпшення відносно використання матриць $\hat{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$ (з неортогонізованими стовпцями), одержаних з початкової матриці $\hat{\underline{M}}_{ap}(k)$ узгодженого фільтра, для $k \in K$.

Фіг.4 показує передачу керуючого опорного сигналу і даних по низхідній лінії зв'язку та висхідній лінії зв'язку для зразкової схеми передачі. Пілот-сигнал MIMO передають в низхідній лінії зв'язку за допомогою точки доступу в кожному кадрі ДЗЧРК (етап 412). Термінал користувача приймає та обробляє пілот-сигнал низхідної лінії зв'язку MIMO для одержання оцінки відповіді каналу низхідної лінії зв'язку $\hat{\underline{H}}_{cdn}(k)$, для $k \in K$. Термінал користувача потім оцінює відповідь каналу висхідної лінії зв'язку як $\hat{\underline{H}}_{cup}(k) = \hat{\underline{H}}_{cdn}^T(k)$ і виконує розкладення по сингулярних числах $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$ для одержання матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, як показано в рівнянні (32) (етап 414).

Термінал користувача потім передає керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку в RACH або RCH, використовуючи матриці $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, як показано в рівнянні (34) і на Фіг.3, під час доступу до системи (етап 422). Стовпці $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ також згадуються як керуючі вектори, коли вони використовуються для передачі даних. Точка доступу приймає та обробляє керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку в RACH або RCH для одержання матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$, як описано вище (етап 424). Стовпці $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$ - власні вектори, які можуть використовуватися і для прийому даних, і для передачі даних. Термінал користувача може після цього передавати керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку і дані по RCH, використовуючи матриці $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$, як показано в рівнянні (41) і на Фіг.3 (етап 432). Точ-

ка доступу приймає та обробляє керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку в RCH для оновлення матриць $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$ (етап 434). Точка доступу також виконує узгоджену фільтрацію для прийнятої передачі даних висхідної лінії зв'язку, використовуючи матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$ (також етап 434).

Точка доступу може після цього передавати додатковий керуючий опорний сигнал низхідної лінії і дані по FCH, використовуючи матриці $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$, як

показано в рівнянні (44) і на Фіг.3 (етап 442). Якщо передають керуючий опорний сигнал низхідної лінії зв'язку, то термінал користувача може обробляти керуючий опорний сигнал низхідної лінії зв'язку для оновлення матриць $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$, для $k \in K$ (етап 444) і може також виконати ортогоналізацію для того, щоб гарантувати, що стовпці $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ ортогональні. Термінал користувача також виконує узгоджену фільтрацію для прийнятої передачі даних низхідної лінії зв'язку, використовуючи матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$ (також етап 444).

Схема передачі пілот-сигналу і даних, показана на Фіг.4, забезпечує декілька переваг. По-перше, пілот-сигнал MIMO, що передається точкою доступу, може використовуватися багатьма терміналами користувача в системі для оцінки відповіді їх відповідних каналів MIMO. По-друге, обчислення для розкладення по сингулярних числах $\hat{\underline{H}}_{cup}(k)$, для $k \in K$, розподіляють між терміналами користувача (тобто кожний термінал користувача виконує розкладення по сингулярних числах свій власний набір оцінних матриць відповіді каналу для придатних для використання піддіапазонів). По-третє, точка доступу може одержувати матриці $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ та $\tilde{\underline{U}}_{ap}(k)$, для $k \in K$, які використовуються для просторової обробки висхідної лінії зв'язку та низхідної лінії зв'язку на основі керуючого опорного сигналу, без необхідності оцінки відповіді каналу MIMO.

Різні інші схеми передачі можуть також втілюватися для систем MIMO та MIMO-OFDM, і це знаходиться в межах суті винаходу. Наприклад, пілот-сигнал MIMO може передаватися терміналом користувача, і керуючий опорний сигнал може передаватися точкою доступу.

Фіг.5 показує структурну схему варіанту здійснення точки доступу 210х і терміналу користувача 220х в системі 200 MIMO-OFDM. Для розуміння, в цьому варіанті здійснення точка доступу 210х обладнана чотирма антенами, які можуть використовуватися для передачі та прийому даних, і термінал користувача 220х також обладнаний чотирма антенами для передачі/прийому даних. У загальному випадку, точка доступу і термінал користувача можуть кожний бути обладнані будь-якою кількістю передавальних антен і будь-якою кількістю приймальних антен.

У низхідній лінії зв'язку в точці доступу 210х процесор 514 обробки даних * передачі (ПД) приймає дані трафіка з джерела 512 даних і сигналізацію та інші дані від контролера 530. Процесор 514 обробки даних ПД форматує, кодує, перемежує і модулює дані для забезпечення символів модуляції, які також згадуються як символи даних. Просторовий процесор 520 передачі потім приймає і мультиплексує символи даних з пілотними символами, виконує необхідну просторову

обробку за допомогою матриць $\tilde{U}_{ap}^*(k)$, для $k \in K$, і забезпечує чотири потоки символів, що передаються для цих чотирьох передавальних антен. Кожний модулятор (МОД) 522 приймає та обробляє відповідний потік символів, що передаються, для забезпечення відповідного модульованого сигналу низхідної лінії зв'язку. Чотири модульованих сигнали низхідної лінії зв'язку від модуляторів з 522а по 522d потім передають від антен з 524а по 524d, відповідно.

У терміналі користувача 220х чотири антени з 552а по 552d приймають модульовані сигнали низхідної лінії зв'язку, що передаються, і кожна антена забезпечує передачу прийнятого сигналу до відповідного демодулятора (ДЕМОД) 554. Кожний демодулятор 554 виконує обробку, зворотну до обробки, що виконується модулятором 522, і забезпечує прийняті символи. Просторовий процесор 560 прийому (ПР) потім виконує узгоджену фільтрацію прийнятих символів від всіх демодуляторів з 554а по 554d для забезпечення відновлених символів даних, які є оцінками символів даних, що передаються точкою доступу. Процесор 570 прийому додатково обробляє (наприклад, виконує зворотне відображення символів, деперемежує та декодує) символи даних, які відновлюють для забезпечення декодованих даних, які можуть забезпечуватися до приймача 572 даних для зберігання і/або контролера 580 для подальшої обробки.

Просторовий процесор 560 ПР також обробляє прийняті пілотні символи для одержання оцінки відповіді каналу низхідної лінії зв'язку, $\hat{H}_{cdn}(k)$ для $k \in K$. Контролер 580 може потім розкладати кожну матрицю $\hat{H}_{cdn}(k)$ для одержання $\hat{\Sigma}(k)$ та $\hat{V}_{ut}(k)$. Контролер 580 може далі одержувати (1) матриці узгодженого фільтра низхідної лінії зв'язку $\hat{M}_{ut}(k)$, для $k \in K$, на основі $\hat{\Sigma}(k)$ та $\hat{V}_{ut}(k)$, і (2) матриці масштабування $\underline{G}_{ut}(k)$, для $k \in K$, на основі

$\hat{\Sigma}(k)$. Контролер 580 може потім забезпечувати передачу $\hat{M}_{ut}(k)$ до процесора 560 обробки даних прийому для узгодженої фільтрації низхідної лінії зв'язку і $\hat{V}_{ut}(k)$ до просторового процесора 590 ПД.

Обробка для висхідної лінії зв'язку може бути тією ж самою або відрізнитися від обробки для низхідної лінії зв'язку. Дані і сигналізацію обробляють (наприклад, кодують, перемежують та модулюють) за допомогою процесора 588 обробки даних ПД, мультиплексує з пілотними символами, і додатково просторово обробляють за допомогою просторового процесора 590 ПД з матрицями $\hat{V}_{ut}(k)$, для $k \in K$. Передані символи від просторового процесора 590 ПД далі обробляють за допомогою модуляторів з 554а по 554d для генерації чотирьох модульованих сигналів висхідної лінії зв'язку, які потім передають через антени з 552а по 552d.

У точці доступу 510 модульовані сигнали висхідної лінії зв'язку приймають за допомогою антен з 524а по 524d і демодулюють за допомогою демодуляторів з 522а по 522d для забезпечення прийнятих символів для керуючого опорного сигналу висхідної лінії зв'язку та передачі даних. Просторовий процесор 540 ПР потім обробляє прийнятий керуючий опорний сигнал висхідної лінії зв'язку для одержання оцінки $\underline{u}_{m\sigma m}$, для $k \in K$ і $m \in \{1 \dots N_s\}$, які забезпечують на контролер 530. Контролер потім одержує

$\hat{M}_{ap}(k)$ та $\hat{\Sigma}(k)$ на основі оцінок $\underline{u}_{m\sigma m}$ виконує ортогоналізацію $\hat{M}_{ap}(k)$ для одержання $\tilde{M}_{ap}(k)$ та $\tilde{U}_{ap}(k)$, і одержує $\underline{G}_{ap}(k)$ на основі $\hat{\Sigma}(k)$. Контролер 580 потім забезпечує $\tilde{M}_{ap}(k)$ та $\underline{G}_{ap}(k)$ до просторового процесора 540 ПР для узгодженої фільтрації висхідної лінії зв'язку і $\tilde{U}_{ap}^*(k)$ до просторового процесора 520 ПД для просторової обробки низхідної лінії зв'язку.

Просторовий процесор 540 ПР виконує узгоджену фільтрацію прийнятої передачі даних висхідної лінії зв'язку з $\tilde{M}_{ap}(k)$ та $\underline{G}_{ap}(k)$ для забезпечення відновлених символів даних, які додатково обробляють за допомогою процесора 542 обробки даних ПР для забезпечення декодованих даних. Декодовані дані можуть забезпечуватися до приймача 544 даних для зберігання і/або до контролера 530 для подальшої обробки.

Контролер 530 виконує обробку для одержання матриці $\tilde{M}_{ap}(k)$ узгодженого фільтра і матриці $\underline{G}_{ap}(k)$ масштабування, для $k \in K$, для передачі даних висхідної лінії зв'язку та матриці $\tilde{U}_{ap}^*(k)$, для $k \in K$, для передачі даних низхідної лінії зв'язку.

Контролер 580 виконує обробку для одержання матриці $\tilde{M}_{ut}(k)$ узгодженого фільтра і матриці $\underline{G}_{ut}(k)$ масштабування, для $k \in K$, для переда-

чі даних низхідної лінії зв'язку, і матриці $\hat{V}_{ut}(k)$, для $k \in K$, для передачі даних висхідної лінії зв'язку. Контролери 530 та 580 додатково керують операціями різних процесорів в точці доступу і терміналі користувача, відповідно. Блоки пам'яті 532 та 582 зберігають дані і коди програм, що використовуються контролерами 530 та 580, відповідно.

Фіг.6 показує структурну схему просторової обробки, що виконується точкою доступу 210х і терміналом користувача 220х для передачі даних по численних власних модах в низхідній лінії зв'язку та висхідній лінії зв'язку.

У низхідній лінії зв'язку в межах просторового процесора 520 ПД в точці доступу 210х спочатку множать вектор даних $\underline{s}_{dn}(k)$ для кожного піддіапазону k на матрицю $\tilde{U}_{ap}^*(k)$ за допомогою моду-

ля 610 і додатково множать на матрицю $\hat{K}_{ap}(k)$ корекції за допомогою модуля 612 для одержання вектора передачі $\underline{x}_{dn}(k)$ для піддіапазону k . Столпці матриці $\tilde{U}_{ap}^*(k)$ ортогоналізують як описано вище. Вектори передачі $\underline{x}_{dn}(k)$, для $k \in K$, потім обробляють за допомогою ланцюга 614 передачі в межах модулятора 522 і передають по каналу MIMO на термінал користувача 220х. Модуль 610 виконує просторову обробку для передачі даних низхідної лінії зв'язку.

У терміналі користувача 220х модульовані сигнали низхідної лінії зв'язку обробляють за допомогою ланцюга 654 прийому в межах демодулятора 554 для одержання векторів $\underline{r}_{dn}(k)$, для $k \in K$, що приймаються. У межах просторового процесора 560 ПР спочатку множать вектор $\underline{r}_{dn}(k)$, що приймається, для кожного піддіапазону k на матрицю $\hat{M}_{ut}(k)$ узгодженого фільтра за допомогою модуля 656 і додатково множать на матрицю $\underline{G}_{ut}(k)$ масштабування за допомогою модуля 658 для одержання вектора $\hat{\underline{s}}_{dn}(k)$, який є оцінкою вектора даних $\underline{s}_{dn}(k)$, переданого для піддіапазону k . Модулі 656 та 658 виконують узгоджену фільтрацію низхідної лінії зв'язку.

У висхідній лінії зв'язку, в межах просторового процесора 590 ПД в терміналі і користувача 220х спочатку множать вектор даних $\underline{s}_{up}(k)$ для кожного піддіапазону k на матрицю $\hat{V}_{ut}(k)$ за допомогою модуля 660 і потім додатково множать на матрицю корекції $\hat{K}_{ut}(k)$ за допомогою модуля 662 для одержання вектора $\underline{x}_{up}(k)$, що передається, для піддіапазону k . Вектори $\underline{x}_{up}(k)$, для $k \in K$, що передаються, потім обробляють за допомогою ланцюга 664 передачі в межах модулятора 554 і передають по каналу MIMO до точки доступу 210х. Модуль 660 виконує просторову обробку для передачі даних висхідної лінії зв'язку.

У точці доступу 210х модульовані сигнали висхідної лінії зв'язку обробляють за допомогою ланцюга 624 прийому в межах демодулятора 522

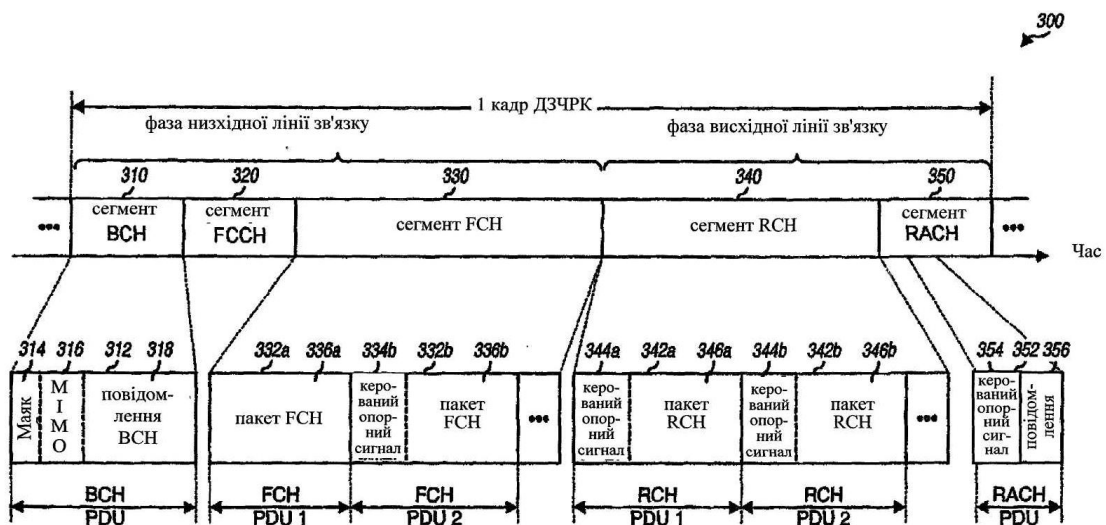
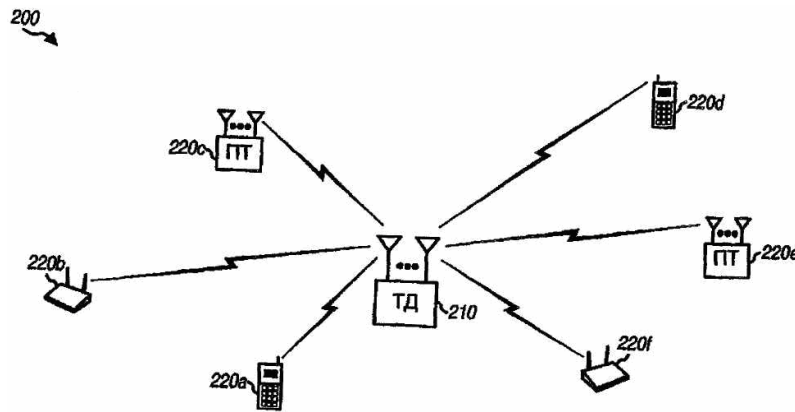
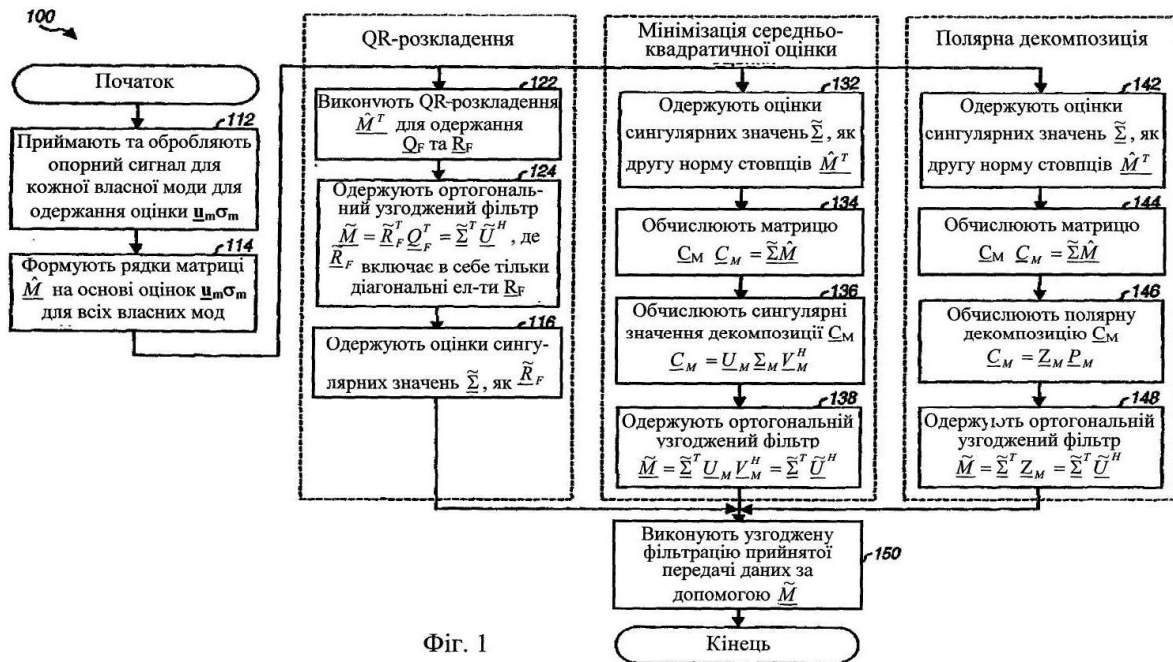
для одержання вектора $\underline{r}_{up}(k)$, для $k \in K$, що приймається. У межах просторового процесора 540 ПР спочатку множать вектор $\underline{r}_{up}(k)$, що приймається, для кожного піддіапазону k на матрицю узгодженого фільтра $\hat{M}_{ap}(k)$ за допомогою модуля 626 і додатково множать масштабовану матрицю $\underline{G}_{ap}(k)$ за допомогою модуля 628 для одержання вектора $\hat{\underline{s}}_{up}(k)$, який є оцінкою вектора даних $\underline{s}_{up}(k)$, переданого для піддіапазону k . Модулі 626 та 628 виконують узгоджену фільтрацію висхідної лінії зв'язку.

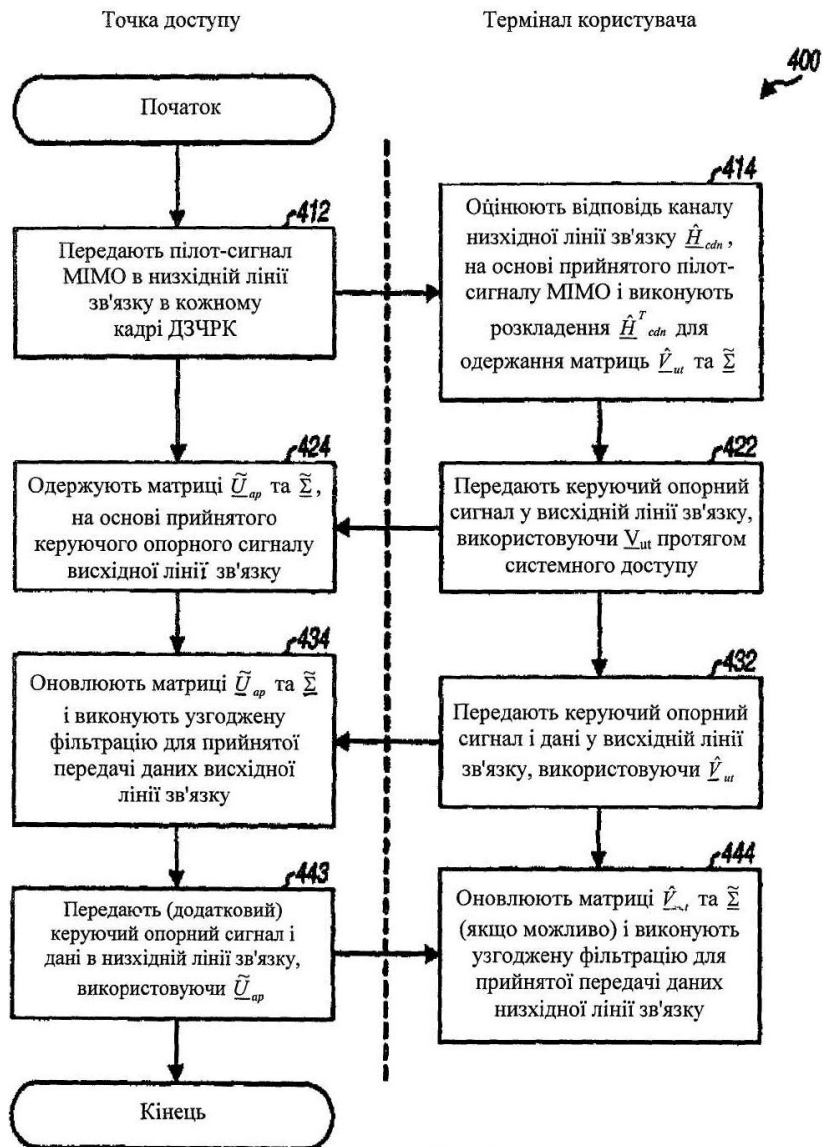
Описані методики для одержання власних векторів для просторової обробки можна реалізувати за допомогою різних засобів. Наприклад, ці методики можна реалізувати в обладнанні, програмному забезпеченні або в їх комбінації. При реалізації в обладнанні, елементи, що використовуються для цих методик, можна реалізувати в межах однієї або більшої кількості спеціалізованих інтегральних схем (СПІС, АІСІ), процесорів цифрової обробки сигналів (ПЦОС, DSP), пристроїв цифрової обробки сигналів (ПЦОС, DSPD), програмованих логічних пристроїв (ПЛП, PLD), програмованих користувачем вентильних матриць (ПКВМ, FPGA), процесорів, контролерів, мікроконтролерів, мікропроцесорів, інших електронних модулів, призначених для виконання описаних функцій, або в їх комбінації.

При програмній реалізації методики можна реалізувати за допомогою модулів (наприклад, процедур, функцій тощо), які виконують описані функції. Програмні коди можуть зберігатися в блоці пам'яті (наприклад, в блоках пам'яті 532 та 582 на Фіг.5) і виконуватися процесором (наприклад, контролерами 530 та 580). Блок пам'яті можна реалізувати в межах процесора або поза процесором, в цьому випадку він може бути зв'язаний з можливістю обміну даними з процесором через різні засоби, які відомі з попереднього рівня техніки.

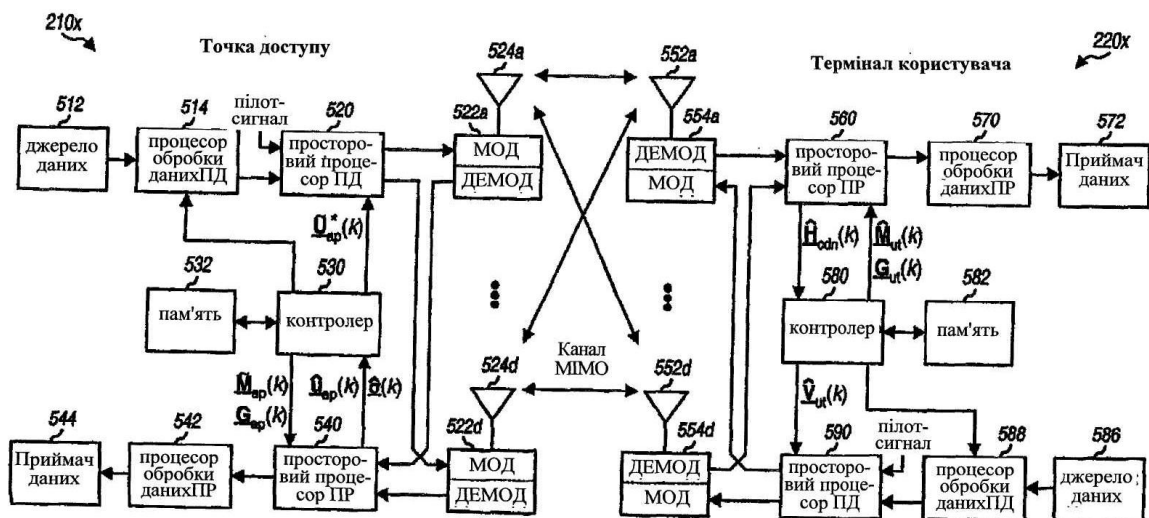
Даний опис включає в себе заголовки для посилання і допомоги у визначенні розташування визначених розділів. Ці заголовки не призначені для обмеження форми концепцій, описаних під цими заголовками, і ці концепції можуть застосовуватися в інших розділах по всьому опису.

Попередній опис розкритих варіантів здійснення забезпечений для надання можливості будь-якому фахівцеві виготовляти або використовувати даний винахід. Різні модифікації цих варіантів здійснення будуть цілком очевидні фахівцям, і визначені загальні принципи можуть застосовуватися до інших варіантів здійснення, не відступаючи від обсягу або суті винаходу. Таким чином, даний винахід не обмежується показаними варіантами здійснення, але повинен відповідати найширшому обсягу, сумісному з розкритими принципами та новими ознаками.

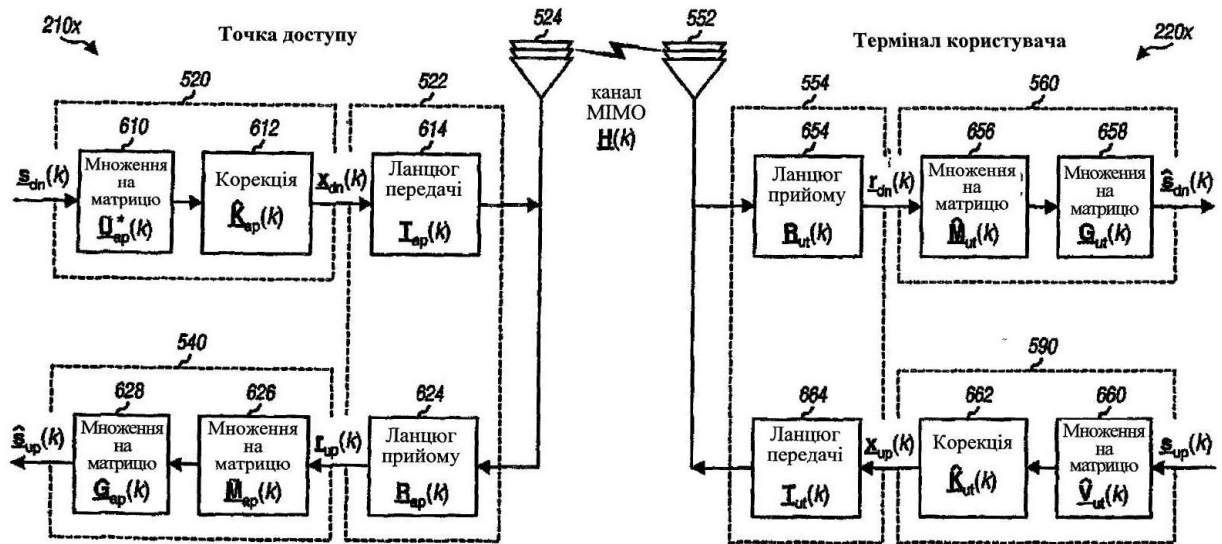




Фіг. 4



Фіг. 5



Фіг. 6