



УКРАЇНА

(19) UA (11) 83627 (13) C2  
(51) МПК (2006)  
H04L 25/03  
H04B 7/06 (2006.01)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ

## ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) СПОСІБ ОБРОБКИ ДАНИХ ПЕРЕДАЧІ ПО КАНАЛУ З БАГАТОПРОМЕНЕВИМ ПОШИРЕННЯМ СИГНАЛУ З БАГАТЬМА ВХОДАМИ І БАГАТЬМА ВИХОДАМИ (МІМО) В СИСТЕМІ ЗВ'ЯЗКУ МІМО (ВАРІАНТИ), ЗАПАМ'ЯТОВУЮЧИЙ ПРИСТРІЙ, ПЕРЕДАВАЛЬНИЙ БЛОК, ПЕРЕДАВАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ І ПРОЦЕСОР ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ В СИСТЕМІ ЗВ'ЯЗКУ МІМО

1

(21) 20041008745  
(22) 19.03.2003  
(24) 11.08.2008  
(86) PCT/US03/08807, 19.03.2003  
(31) 10/108,616  
(32) 27.03.2002  
(33) US  
(46) 11.08.2008, Бюл.№ 15, 2008 р.  
(72) КЕТЧАМ ДЖОН У., БЬЕРКЕ БЬЙОРН А.  
(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД  
(56) ХР 002245817, 04.2001  
ХР 010584387, 19.02.2002  
ХР 010211440, 03.11.1996  
WO 0161952 A, 23.08.2001  
WO 9809381 A, 05.03.1998  
EP 1117197 A, 18.07.2001  
ХР 010510369, 25.06.2000  
US 6327664 B1, 04.12.2001  
WO 0205506 A, 17.01.2002  
ХР 010524685, 24.09.2000

(57) 1. Спосіб обробки даних для передачі по каналу з багатопрореневим поширенням сигналу з множиною входів і множиною виходів (МІМО) у системі зв'язку МІМО, що включає кодування даних відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних; модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів; попереднє кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів і попередню обробку попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу МІМО з метою одержання попередньо оброблених символів, призначених для передачі по каналу 2. Спосіб за п. 1, відповідно до якого попередньо кодовані символи для кожного періоду символу містять оцінку міжсимвольних перешкод, створених попередньо кодованими символами в попередніх періодах символів внаслідок використання каналу МІМО з багатопрореневим поширенням сигналу.

2

3. Спосіб за п. 1, відповідно до якого попереднє кодування здійснюється згідно:

$$\underline{c}(n) = v \bmod_{2M} \left[ \underline{s}(n) - \sum_{\ell \neq 0} E(\ell) \underline{c}(n - \ell) \right],$$

де

$\underline{c}(n)$  - вектор попередньо кодованих символів для періоду n символу;

$\underline{s}(n)$  - вектор модулюючих символів для періоду n символу;

$E(\ell)$  - послідовність матриць для характеристики еквівалентного каналу, а

$v \bmod_{2M}$  - векторна арифметична операція по модулю 2M.

4. Спосіб за п. 1, відповідно до якого одержання характеристики еквівалентного каналу забезпечується на основі оцінюваної характеристики каналу МІМО і характеристики фільтра прямого зв'язку блока корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком.

5. Спосіб за п. 4, відповідно до якого характеристика фільтра прямого зв'язку адаптована відповідно до критерію мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE).

6. Спосіб за п. 4, відповідно до якого одержання характеристики фільтра прямого зв'язку ґрунтується на методі обернення в нуль незначущих матричних коефіцієнтів.

7. Спосіб за п. 1, відповідно до якого попередня обробка здійснюється в часовій області з використанням просторово-часового формування імпульсів.

8. Спосіб за п. 7, що додатково включає: декомпозицію першої послідовності матриць для оцінюваної характеристики каналу МІМО з метою одержання другої послідовності матриць власних векторів і третьої послідовності матриць сингулярних значень і одержання матриці формування імпульсів на основі другої і третьої послідовностей матриць, причому попередня обробка здійснюється на основі матриці формування імпульсів.

9. Спосіб за п. 8, відповідно до якого декомпозиція першої послідовності матриць для оцінюваної ха-

(13) C2

(11) 83627

(19) UA

рактеристики каналу MIMO здійснюється з виділенням сингулярних значень.

10. Спосіб за п. 8, відповідно до якого матриця формування імпульсів містить множину послідовностей часових значень і відповідно до якого попередня обробка здійснюється в часовій області шляхом згортання попередньо кодованих символів з використанням матриці формування імпульсів.

11. Спосіб за п. 8, відповідно до якого матриця формування імпульсів містить множину послідовностей частотних значень і відповідно до якого попередня обробка здійснюється в частотній області шляхом перемножування перетворених попередньо кодованих символів з матрицею формування імпульсів.

12. Спосіб за п. 1, відповідно до якого для кожного потоку даних, переданого по каналу MIMO, використовується окрема схема кодування і модуляції.

13. Спосіб за п. 1, відповідно до якого для всіх потоків даних, переданих по каналу MIMO, використовується загальна схема кодування і модуляції.

14. Спосіб обробки даних для передачі по каналу з багатопроменевим поширенням сигналу з множиною входів і множиною виходів (MIMO) у системі зв'язку MIMO, що включає:

кодування даних відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних;

модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів; визначення оцінюваної характеристики каналу MIMO; одержання характеристики еквівалентного каналу на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO і характеристики фільтра прямого зв'язку блока корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком; попереднє кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів і попередню обробку попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO і використання просторово-часового формування імпульсів з метою одержання попередньо оброблених символів, призначених для передачі по каналу MIMO.

15. Запам'ятовуючий пристрій, з'єднаний із пристроєм цифрової обробки даних (DSPD) з можливістю встановлення з ним зв'язку й інтерпретації цифрової інформації з метою: кодування даних відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних; модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів; попереднього кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів і попередньої обробки попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO з багатопроменевим поширенням сигналу з метою одержання попередньо оброблених символів, призначених для передачі по каналу MIMO з багатопроменевим поширенням сигналу.

16. Передавальний блок у комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить: процесор обробки TX-даних, виконаний з можливістю кодування даних відповідно до однієї

або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних для множини передавальних каналів у каналі MIMO з багатопроменевим поширенням сигналу, модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів і попереднього кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів, і процесор MIMO обробки TX-даних, виконаний з можливістю попередньої обробки попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO з метою одержання попередньо оброблених символів, призначених для передачі по каналу MIMO.

17. Передавальний блок за п. 16, відповідно до якого процесор обробки TX-даних додатково виконаний з можливістю попереднього кодування модулюючих символів згідно:

$$\underline{c}(n) = v \bmod_{2M} \left[ \underline{s}(n) - \sum_{\ell \neq 0} E(\ell) \underline{c}(n - \ell) \right],$$

де

$\underline{c}(n)$  - вектор попередньо кодованих символів для періоду  $n$  символу;

$\underline{s}(n)$  - вектор модулюючих символів для періоду  $n$  символу;

$E(\ell)$  - послідовність матриць для характеристики еквівалентного каналу, а

$v \bmod_{2M}$  - векторна арифметична операція по модулю  $2M$ .

18. Передавальний блок за п. 16, відповідно до якого процесор обробки TX-даних додатково виконаний з можливістю одержання характеристики еквівалентного каналу на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO і характеристики фільтра прямого зв'язку блока корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком.

19. Передавальний блок за п. 16, відповідно до якого процесор обробки TX-даних додатково виконаний з можливістю адаптування характеристики фільтра прямого зв'язку відповідно до критерію мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE).

20. Передавальний блок за п. 16, відповідно до якого процесор MIMO обробки TX-даних додатково виконаний з можливістю декомпозиції першої послідовності матриць для оцінюваної характеристики каналу MIMO з метою одержання другої послідовності матриць власних векторів і третьої послідовності матриць сингулярних значень, одержання матриці формування імпульсів на основі другої і третьої послідовностей матриць і попередньої обробки попередньо кодованих символів на основі матриці формування символів.

21. Передавальний пристрій у комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить: засоби для кодування даних відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних; засоби для модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів; засоби для попереднього кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одер-

жання попередньо кодованих символів; засоби для попередньої обробки попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO з метою одержання попередньо оброблених символів і засоби для попереднього формування і передачі попередньо оброблених символів по каналу MIMO.

22. Процесор цифрових сигналів у комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить: засоби для кодування даних відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних; засоби для

модулювання кодованих даних відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів; засоби для попереднього кодування модулюючих символів на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів і засоби для попередньої обробки попередньо кодованих символів на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO з метою одержання попередньо оброблених символів, призначених для передачі по каналу MIMO.

Даний винахід відноситься, загалом, до передачі даних, а більш конкретно, до способів попереднього кодування даних, призначених для передачі по каналу з багатопроменим поширенням сигналу в комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO).

Для передачі даних система MIMO використовує множину передавальних ( $N_T$ ) антен і множину ( $N_R$ ) приймальних антен. Канал MIMO, сформований  $N_T$  передавальними і  $N_R$  приймальними антенами, може бути розбитий на множину ( $N_S$ ) незалежних каналів, де  $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ . Кожний з  $N_S$  незалежних каналів може називатися також просторовим підканалом каналу MIMO і відповідає визначеному розмірові. Система MIMO може забезпечити поліпшення робочих характеристик (наприклад, підвищену пропускну здатність при передачі), якщо використовуються додаткові розмірності, забезпечувані множиною передавальних і приймальних антен.

З метою збільшення загальної спектральної ефективності системи MIMO потік даних може передаватися по кожному з  $N_S$  просторових підканалів. Кожний потік даних може бути підданий обробці (наприклад, кодуванню, перемеженню і модуляції) з метою одержання відповідного потоку символів, що потім передається по відповідному просторовому підканалі. Внаслідок розсіювання в середовищі поширення сигналу,  $N_S$  потоків переданих символів інтерферують один з одним у приймачі. Кожний прийнятий сигнал може, таким чином, включати складову кожного з  $N_S$  потоків переданих символів.

З метою відновлення  $N_S$  потоків переданих символів для обробки  $N_R$  прийнятих сигналів можуть бути використані різні способи корекції. Такі способи корекції включають способи лінійної корекції і нелінійної корекції. Лінійна корекція, однак, супроводжується підсиленням шуму в прийнятих сигналах, і таке підсилення шуму може відчутно позначитися на роботі каналу з багатопроменим поширенням сигналу з частотно-селективним замиранням, що характеризується різними коефіцієнтами підсилення каналу в смузі пропускання системи.

Корекція з розв'язувальним зворотним зв'язком може забезпечити поліпшені робочі характе-

ристики (наприклад, менший ступінь підсилення шуму) каналу з багатопроменим поширенням сигналу. Блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком (DEE) містить фільтр прямого зв'язку і фільтр зворотного зв'язку. Фільтр прямого зв'язку використовується для одержання оцінок переданих символів, що потім піддаються обробці (наприклад, демодуляції, скасування перемеження і декодуванню) з метою відновлення переданих даних. Фільтр зворотного зв'язку використовується для одержання оцінки спотворення, викликаного раніше виявленими символами (тобто, символами, що були піддані демодуляції і, можливо, декодуванню). Якщо ці символи можуть бути виявлені без помилок (або з мінімальною кількістю помилок) і якщо характеристика каналу може бути оцінена точно, то спотворення, викликане раніше виявленими символами, може бути точно оцінене й ефективно усунуто. Оскільки робочі характеристики блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком визначаються необхідністю повертати по ланцюгу зворотного зв'язку правильно виявлені символи, робочі характеристики блоку корекції були б погіршені, якби не можна було виявляти символи без помилок, і по ланцюгу зворотного зв'язку пересілилися б виявлені помилки.

Таким чином, у даній галузі техніки існує потреба в створенні способів усунення шкідливих наслідків виявлення помилок, що відбиваються на робочих характеристиках блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком у системі MIMO.

У даному описі запропоновані способи попереднього кодування даних, призначених для передачі по каналу з багатопроменим поширенням сигналу в комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO). З метою корекції частотно-вибіркової характеристики каналу з багатопроменим поширенням сигналу в приймачі може бути використаний блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком. Однак, робочі характеристики блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком визначаються його здатністю повертати по ланцюгу зворотного зв'язку правильно декодовані дані. Способи попереднього кодування, наведені в даному описі, дозволяють системі MIMO досягти робочих характеристик, порівнянних з тими, котрі забезпечуються блоком

корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, без необхідності виконання в приймачі операції повернення символів по ланцюгу зворотного зв'язку.

Відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу запропонований спосіб обробки даних, призначених для передачі по каналу MIMO з багатопроменевим поширенням сигналу. Відповідно до цього способу, що здійснюється в передавачі, дані спочатку кодуються відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних, після чого кодовані дані модулюються (тобто, відображаються у вигляді символів) відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів. Потім забезпечується одержання оцінюваної характеристики каналу MIMO (наприклад, приймачем), після чого на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO і характеристики фільтра прямого зв'язку блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком забезпечується одержання характеристики еквівалентного каналу. Потім модулюючі символи попередньо кодуються на основі характеристики еквівалентного каналу з метою одержання попередньо кодованих символів, які потім піддаються попередній обробці на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO (наприклад, з використанням просторово-часового формування імпульсів) з метою одержання попередньо оброблених символів для передачі по каналу MIMO.

Відповідно до іншого варіанта здійснення винаходу запропонований спосіб обробки передачі даних, прийнятої по каналу MIMO з багатопроменевим поширенням сигналу. Відповідно до цього способу, що здійснюється в передавачі, деяка кількість прийнятих сигналів спочатку піддається попередній обробці на основі оцінюваної характеристики каналу MIMO (наприклад, з використанням просторово-часового формування імпульсів) з метою перетворення цих сигналів у прийняті символи. Потім прийняті символи фільтруються (або коректуються) за допомогою фільтра прямого зв'язку з метою одержання скоректованих символів, що являють собою оцінки модулюючих символів, які були піддані попередньому кодуванню в передавачі перед передачею по каналу MIMO. З метою одержання відновлених символів по відношенню до скоректованих символів може бути застосована векторна операція по модулю 2M. Потім скоректовані або відновлені символи демодулюються і декодуються з метою відновлення переданих даних. Попередня обробка забезпечує ортогоналізацію потоків прийнятих символів, причому в цьому випадку фільтрація відносно кожного потоку прийнятих символів може здійснюватися окремо. Інформація про стан каналу (CSI), яка може містити послідовність матриць для оцінюваної характеристики каналу MIMO і відношення сигнал-шум плюс перешкода (SNR) для ряду передавальних каналів каналу MIMO, може бути отримана і переслана назад на передавач.

В обох варіантах здійснення винаходу фільтр прямого зв'язку може бути прив'язаний до критерію мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE) або до якого-небудь іншого критерію.

Нижче наведено більш докладний опис різних аспектів і варіантів здійснення винаходу. Крім того,

відповідно до винаходу запропоновані способи, цифрові сигнальні процесори, передавальний і приймальний вузли й інші пристрої й елементи, які дозволяють реалізувати різні аспекти, варіанти здійснення й ознаки винаходу, як це більш докладно описано нижче.

Ознаки, характер і переваги даного винаходу стануть більш очевидними з наведеного нижче докладного опису, що супроводжується кресленнями, на яких однаковими номерами позицій позначені ті самі елементи і на яких представлені:

Фіг.1 - структурна схема системи MIMO, у якій здійснюється MIMO-обробка з метою ортогоналізації символних потоків, а також використовується в приймачі блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком (DFE);

Фіг.2 - структурна схема системи MIMO, у якій здійснюється попереднє кодування даних для каналу з багатопроменевим поширенням сигналу і MIMO-обробка з метою ортогоналізації символних потоків;

Фіг.3 - структурна схема одного з варіантів виконання передавальної системи і приймальної системи MIMO;

Фіг.4 - структурна схема одного з варіантів виконання передавального вузла, у якому здійснюється попереднє кодування даних для каналу з багатопроменевим поширенням сигналу і MIMO-обробка в часовій області;

Фіг.5 - структурна схема одного з варіантів виконання приймального вузла, що може бути використаний разом з передавальним вузлом, показаним на Фіг.4;

Фіг.6A - структурна схема блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, побудована на основі моделі еквівалентного каналу, і

Фіг.6B - структурна схема блоку корекції для приймального вузла, який може бути використаний для здійснення процесу попереднього кодування даних у передавальному вузлі.

Для забезпечення передачі даних у комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO) використовується множина передавальних ( $N_T$ ) антен і множина приймальних ( $N_R$ ) антен. Канал MIMO, сформований  $N_T$  передавальними і  $N_R$  приймальними антенами, може бути розбитий на множину незалежних ( $N_S$ ) каналів, де  $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$ . Кожний з  $N_S$  незалежних каналів може називатися також просторовим підканалом (або передавальним каналом) каналу MIMO. Кількість просторових підканалів визначається кількістю власних мод для каналу MIMO, що, у свою чергу, прив'язано до матриці характеристики каналу,  $H$ , що описує відгук між  $N_T$  передавальними і  $N_R$  приймальними антенами.

З метою підвищення загальної спектральної ефективності системи MIMO потік даних може передаватися по кожному з  $N_S$  просторових підканалів. Кожний потік даних може бути підданий обробці з метою одержання відповідного символного потоку. Внаслідок розсіювання в середовищі поширення сигналу,  $N_S$  потоки переданих символів інтерферують один з одним у приймачі. Кожний прийнятий сигнал може, таким чином, включати складову кожного з  $N_S$  потоків переданих символів.

Одним з методів полегшення передачі множини символівних потоків по каналу MIMO є розкладення каналу на власні моди. Відповідно до цього методу спочатку здійснюється декомпозиція матриці характеристики каналу,  $H$ , з використанням методу декомпозиції з виділенням сингулярних значень (SVD). По відношенню до каналу з багатопроменевим поширенням сигналу з частотно-селективним завмиранням таке розкладення може бути здійснене відносно кожної з ряду частот (або елементів розрізнення по частоті) у такий спосіб:

$$H(k) = U(k) \Lambda(k) V^H(k) \quad \text{Рівняння (1)}$$

де  $H(k)$  - матриця характеристики каналу для частоти  $f_k$  (або елемента  $k$  розрізнення по частоті)

$U(k)$  - унітарна матриця  $N_R \times N_R$  (тобто,  $U^H U = I$ , де  $I$  - одинична матриця з одиницями по діагоналі і нулями у всіх інших місцях);

$\Lambda(k)$  - діагональна матриця  $N_R \times N_T$  сингулярних значень  $H(k)$ , а

$V(k)$  - унітарна матриця  $N_T \times N_T$ .

Діагональна матриця  $\Lambda(k)$  містить ненегативні дійсні значення по діагоналі (тобто,  $\Lambda(k) = \text{diag}\{\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k)\}$ ) і нулі у всіх інших місцях. Значення  $\lambda_i(k)$  називаються сингулярними значеннями матриці  $H(k)$ .

Декомпозиція з виділенням сингулярних значень являє собою матричну операцію, відому в даній галузі техніки й описану в різних джерелах відомості. Одним з таких джерел є [книга Gilbert Strang, Linear Algebra and Its Applications" (Лінійна алгебра і її додатки), Second Edition, Academic Press, 1980, що включений у даний опис як посилання].

Таким чином, декомпозиція з виділенням сингулярних значень може бути використана для розкладення каналу MIMO на його власні моди, причому кожна власна мода відповідає просторовому підканалу. Відносно каналу з багатопроменевим поширенням сигналу декомпозиція з виділенням сингулярних значень може бути здійснена, як це показано в рівнянні (1), відносно кожного елемента  $k$  розрізнення по частоті, де  $0 \leq k (N_F - 1)$ . Ранг  $r(k)$  матриці  $H(k)$  відповідає кількості власних мод для каналу MIMO для елемента  $k$  розрізнення по частоті. При  $0 \leq i (r(k) - 1)$  та  $0 \leq k (N_F - 1)$   $\lambda_i(k)$  вказують на характеристики каналу для просторових підканалів, що відповідають власним модам матриці  $H(k)$ .

Сингулярні значення  $\lambda_i(k)$  є також позитивними квадратними коренями характеристичних значень кореляційної матриці,  $R(k)$ , де  $R(k) = H^H(k) H(k)$ . Таким чином, власні вектори кореляційної матриці  $R(k)$  є такими ж, як і стовпці матриці  $V(k)$ , а стовпці матриці  $U(k)$  можуть бути обчислені на основі сингулярних значень і стовпців матриці  $V(k)$ .

Матриці  $U(k)$  і  $V(k)$ , при  $0 \leq k (N_F - 1)$ , можуть бути використані для ортогоналізації множини символівних потоків, переданих по каналу MIMO. Стовпці матриці  $V(k)$  є керуючими векторами для елемента  $k$  розрізнення по частоті і можуть бути використані в передавачі для попередньої обробки символів перед їх передачею по каналу MIMO. Відповідно, стовпці матриці  $U(k)$  також є керуючими векторами для елемента  $k$  розрізнення по частоті і можуть

бути використані в передавачі для попередньої обробки символів, прийнятих по каналу MIMO. Попередня обробка в передавачі і приймачі може бути здійснена або в частотній області, або в часовій області, як це описано нижче. Попередня обробка (або MIMO-обробка) матрицями  $U(k)$  і  $V(k)$  у передавачі і приймачі відповідно приводить до повної ортогоналізації множини символівних потоків у приймачі.

На Фіг.1 представлена структурна схема системи MIMO 100, у якій здійснюється MIMO-обробка з метою ортогоналізації символівних потоків, а також використовується в приймачі блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком (DFE). Для простоти сприйняття, передбачається, що матриця характеристики каналу,  $H(k)$ , є повноранговою (тобто  $r(k) = N_S = N_T = N_R$ ), а передачі через всі елементи розрізнення по частоті кожного з  $N_T$  просторових підканалів підлягає один символівний потік.

У передавачі 110 дані трафіка, які підлягають передачі (тобто інформаційні розряди), подаються на процесор 114 обробки переданих (TX) даних, який кодує, перемежує і модулює дані трафіка для кожного з  $N_T$  потоків даних з метою одержання відповідного потоку модулюючих символів. Потім процесор 120 MIMO обробки переданих (TX) даних приймає  $N_T$  потоки модулюючих символів, (позначених як вектор модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ ) і здійснює MIMO-обробку (тобто попередню обробку) потоків модулюючих символів з метою одержання  $N_T$  переданих сигналів (позначених як вектор переданих сигналів,  $\underline{x}(n)$ ). Потім  $N_T$  передані сигнали піддаються попередньому формуванню (наприклад, фільтрації, підсиленню і перетворенню з підвищенням частоти) і передаються  $N_T$  передавальними антенами по каналу 130 MIMO на приймач 150.

У приймачі 150  $N_T$  передані сигнали приймаються  $N_R$  приймальними антенами. Потім процесор 160 MIMO обробки прийнятих (RX) даних здійснює додаткову MIMO-обробку  $N_R$  прийнятих сигналів (позначених як вектор прийнятих сигналів,  $\underline{y}(n)$ ) з метою одержання  $N_R$  потоків прийнятих символів (позначених як вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ ).

Потім блок 170 корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, - що містить фільтр 172 прямого зв'язку і фільтр 174 зворотного зв'язку, обробляє  $N_R$  потоки прийнятих символів з метою одержання  $N_T$  потоків відновлених символів (позначених як вектор відновлених символів,  $\underline{u}(n)$ ) що є оцінками потоків модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , у передавачі 110. Більш конкретно, фільтр 172 прямого зв'язку з характеристикою  $M_f$  фільтрує  $N_R$  потоки прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , з метою одержання  $N_T$  потоків скоректованих символів (позначених як вектор скоректованих символів,  $\underline{z}(n)$ ). Потім підсумовувальний пристрій 176 функціонально поєднує скоректовані символи з оцінками спотворень (позначених як вектор перешкод,  $\underline{i}(n)$ ), отриманими з фільтра 174 зворотного зв'язку, з метою одержання відновлених символів,  $\underline{u}(n)$ . Потім процесор 180 обробки RX-даних демодулює відновлені символи з метою одержання демодульованих даних, після чого в демодульованих даних скасовується перемеження з наступним деко-

дуванням з метою одержання декодованих даних, що є оцінкою переданих даних трафіка.

Відповідно до одного з варіантів виконання блоку 170 корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком демодульовані дані піддаються ремодуляції (тобто відображаються у вигляді символів) з використанням процесора 180 обробки RX-даних з метою одержання ремодульованих символів, що є характеристикою модулюючих символів для демодульованих даних. В іншому варіанті виконання декодовані дані піддаються повторному кодуванню, переміщенню і ремодуляції з використанням процесора 180 обробки RX-даних з метою одержання ремодульованих символів. У будь-якому випадку ремодульовані символи (позначені як вектор ремодульованих символів,  $\underline{s}(n)$ ) передаються по ланцюгу зворотного зв'язку на фільтр 174 зворотного зв'язку з характеристикою  $\underline{M}_b(\cdot)$  і фільтруються з метою одержання оцінок спотворення, викликаного виявленими символами (тобто символами, що були піддані демодуляції) і, що впливає на ще не виявлені символи. Процес обробки сигналу, представлений на Фіг.1, більш докладно описаний нижче.

Як добре відомо з попередньої практики, частотно-селективне завмирання в каналі з багатопроменевим поширенням сигналу викликає міжсимвольні перешкоди (ISI), що являють собою явище, при якому кожний символ у прийнятому сигналі викликає спотворення в наступних символах у цьому ж прийнятому сигналі. Це спотворення погіршує робочі характеристики, що викликано негативним впливом на здатність правильно виявляти символи.

З метою компенсації частотно-селективного завмирання каналу з багатопроменевим поширенням сигналу може бути застосована лінійна корекція. Лінійна корекція, однак, може також привести до істотного посилення шуму, що, у свою чергу, може викликати незадовільну роботу системи MIMO.

Для каналу MIMO із сильним багатопроменевим поширенням сигналу доцільно застосувати корекцію з розв'язувальним зворотним зв'язком. Якщо застосовується метод корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, виявлені символи використовуються для генерування ремодульованих символів, що потім використовуються для одержання оцінки спотворення, викликаного уже виявленими символами. Якщо символи можуть бути виявлені без помилок (або з мінімальними помилками) і якщо характеристика каналу MIMO може бути оцінена точно, то може бути точно оцінене і спотворення, і міжсимвольні перешкоди, викликані уже виявленими символами, можуть бути ефективно подавлені. Робочі характеристики блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком можуть, однак, погіршитися, якщо символи, виявлені з помилкою, подаються назад по ланцюгу зворотного зв'язку. Для каналу MIMO із сильним багатопроменевим поширенням сигналу ефект поширення помилки може бути настільки згубний, що робочі характеристики блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком можуть виявитися гірше, ніж у лінійного блоку корекції.

У даному описі запропоновані способи попереднього кодування даних з метою усунення шкідливого впливу поширення помилки в блоці корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком у системі MIMO. У передавачі дані трафіка можуть бути піддані кодуванню, переміщенню і модуляції відомим чином. Потім перед MIMO-обробкою і передачею по каналу MIMO модулюючі символи піддаються попередньому кодуванню. Попереднє кодування дозволяє одержати оцінку спотворення, викликаного міжсимвольними перешкодами в приймачі, і відняти це оцінюване спотворення стосовно до символів, що підлягають передачі. Таким чином, система MIMO здатна досягти таких робочих характеристик, які порівнянні з робочими характеристиками, забезпечуваними блоком корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, але без необхідності повернення виявлених символів по ланцюгу зворотного зв'язку. Попереднє кодування може бути здійснене в передавачі, оскільки (1) символи, що підлягають передачі, відомі і можуть, таким чином, бути повернені по ланцюгу зворотного зв'язку без помилок, а (2) інформація про стан каналу, використовувана для здійснення MIMO-обробки, доступна і також може бути використана для одержання оцінки спотворення.

Як показано на Фіг.1, еквівалентний канал для вектора прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , може бути визначений з можливістю включення характеристик (1) MIMO-обробки, здійснюваної процесором 120 MIMO обробки TX-даних, (2) каналу 130 MIMO і (3) MIMO-обробки, здійснюваної процесором 160 MIMO обробки RX-даних. Цей еквівалентний канал має імпульсну характеристику (тобто одну характеристику на одну вибірку)  $\underline{\Delta}(\cdot)$ . Якщо використовується цей еквівалентний канал, вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , може бути охарактеризований як згортка в часовій області в такий спосіб:

$$\underline{r}(n) = \sum_i \underline{\Delta}(i) \underline{s}(n-i) + \underline{z}(n) \quad \text{Рівняння (2)}$$

де  $\underline{z}(n)$  - прийнятий шум у вигляді, перетвореному в результаті MIMO-обробки в приймачі.

Еквівалентний канал для вектора прийнятих символів,  $\underline{z}(n)$ , має частотну характеристику  $\underline{\Delta}(f)$ . Приймач з узгодженим фільтром для  $\underline{r}(n)$  містив би фільтр, узгоджений з імпульсною характеристикою  $\underline{\Delta}(\cdot)$ . Такий узгоджений фільтр мав би імпульсну характеристику  $\underline{\Delta}^H(\cdot)$  і відповідну частотну характеристику  $\underline{\Delta}^H(f)$ , де надрядковий індекс "H" означає транспозицію матриці. Комплексна частотна характеристика еквівалентного каналу для  $\underline{r}(n)$  і її узгодженого фільтра може бути представлена як  $\underline{\Psi}(f) = \underline{\Delta}(f) \underline{\Delta}^H(f)$ .

Комплексна частотна характеристика  $\underline{\Psi}(f)$  може бути піддана спектральній факторизації на гіпотетичний фільтр і її узгоджений фільтр. Цей гіпотетичний фільтр може бути заданий з можливістю одержання причинно обумовленої імпульсної характеристики  $\underline{\Gamma}(\cdot)$ , де  $\underline{\Gamma}(\cdot) = 0$ , при  $\cdot < 0$ , і відповідної частотної характеристики  $\underline{\gamma}(f)$ . Комплексна частотна характеристика гіпотетичного фільтра і її узгодженого фільтра (по визначенню) дорівнює комплексній частотній характеристиці еквівалентного

каналу для  $\underline{r}(n)$  і її узгодженого фільтра, тобто  $\chi(f)\chi^H(f)=\psi(f)$ .

Якщо використовується метод спектральної факторизації, описаної вище, еквівалентний канал для вектора скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , може бути заданий з можливістю включення характеристик (1) MIMO-обробки, здійснюваної процесором 120 MIMO обробки TX-даних, (2) каналу 130 MIMO, (3) MIMO-обробки, здійснюваної процесором 160 MIMO обробки RX-даних, і (4) фільтра 172 прямого зв'язку. Цей еквівалентний канал має імпульсну характеристику, що може бути представлена як:

$$\underline{E}_0 \underline{E}(\ell) = \sum_{i=0}^L \underline{M}_{\text{frx}}(\ell-i) \underline{E}(i) \quad \text{Рівняння (3)}$$

де  $\underline{E}()$  - матриця  $N_T \times N_T$ , що описує імпульсну характеристику еквівалентного каналу для  $\underline{s}(n)$ , причому кожний елемент  $\underline{E}()$  містить послідовність значень  $L+K_1+1$ ;

$\underline{M}_{\text{frx}}(i)$  - матриця  $N_T \times N_r$ , що імпульсну характеристику фільтра прямого зв'язку, причому кожний елемент  $\underline{M}_{\text{frx}}(i)$  містить послідовність значень  $K_1+1$ , а

$\underline{E}(i)$  - матриця  $N_R \times N_T$ , що описує імпульсну характеристику гіпотетичного фільтра, причому кожний елемент  $\underline{E}(i)$  містить послідовність значень  $L+1$ .

У рівнянні (3)  $\underline{E}_0$  вибирається таким чином, щоб  $\underline{E}_0 \underline{E}(0) = \underline{I}$ , і може бути представлена як:

$$\underline{E}_0 = \sum_{i=0}^L \underline{M}_{\text{frx}}(-i) \underline{E}(i) \quad \text{Рівняння (4)}$$

Якщо для досягнення просторової ортогоналізації символних потоків використовується просторово-часове формування імпульсів (описано нижче), то  $\underline{E}(i)$  і  $\underline{M}_{\text{frx}}(i)$  являють собою діагональні матриці. У цьому випадку матриця імпульсної характеристики еквівалентного каналу,  $\underline{E}()$ , також є діагональною.

Якщо імпульсна характеристика гіпотетичного фільтра,  $\underline{E}(i)$ , обмежена в часі до  $0 \leq i \leq L$ , а імпульсна характеристика фільтра прямого зв'язку,  $\underline{M}_{\text{frx}}(i)$ , обмежена в часі до  $-K_1 \leq i \leq 0$ , то характеристика еквівалентного каналу,  $\underline{E}()$ , не є причинно обумовленою і має довжину в часі  $-K_1 \leq i \leq L$ . При практичній реалізації системи така непричинно обумовлена характеристика може бути перерахована (або перетворена в реалізовану причинно обумовлену характеристику) шляхом забезпечення додаткової затримки періодів  $K_1$  символів у приймачі.

На Фіг.2 представлена структурна схема системи MIMO, у якій здійснюється попереднє кодування для каналу з багатопробним поширенням сигналу і MIMO-обробка з метою ортогоналізації символних потоків. У передавачі 210 дані трафіка, які підлягають передачі (тобто, інформаційні розряди), подаються на процесор 214 обробки TX-даних, що кодує, перемежує і модулює дані трафіка для кожного з  $N_T$  потоків даних з метою одержання відповідного потоку модулюючих символів. Для кожного потоку даних

може бути вибрана окрема схема кодування і модуляції. Відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу кожна схема модуляції відповідає сукупності сигналів із двокоординатною (або дво-вимірною) квадратурною амплітудною модуляцією (QAM), що може розглядатися як декартовий добуток двох ортогональних (одновимірних) сукупностей сигналів з імпульсно-амплітудною модуляцією (PAM). Кожна сукупність сигналів PAM включає групу точок  $M$ , які рівномірно розподілені на одній лінії і мають значення  $\{-(M-1), -(M-3), \dots, (M-3), (M-1)\}$ , ... Процесор 214 обробки TX-даних забезпечує одержання  $N_T$  потоків модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ .

Потім блок 216 попереднього кодування приймає і попередньо кодує  $N_T$  потоки модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , з метою одержання  $N_T$  потоків попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ . Попереднє кодування може бути здійснене в такий спосіб:

$$\begin{aligned} \underline{c}(n) &= v \bmod_{2M} \left[ \underline{s}(n) - \sum_{\substack{\ell=-K_1 \\ \ell \neq 0}}^L \underline{E}(\ell) \underline{c}(n-\ell) \right] = \\ &= \underline{s}(n) + 2M [\underline{\mu}(n) + j\underline{\nu}(n)] - \sum_{\substack{\ell=-K_1 \\ \ell \neq 0}}^L \underline{E}(\ell) \underline{c}(n-\ell) \end{aligned} \quad \text{Рівняння (5)}$$

де " $v \bmod_{2M}[\cdot]$ " - векторна арифметична операція по модулю  $2M$  (тобто, операція по модулю  $2M$  відносно кожного елемента вектора  $[\cdot]$ ).

У рівнянні (5) член  $\underline{E}()$  ( $\underline{c}(n)$ ) являє собою оцінку спотворення, що була б отримана фільтром зворотного зв'язку блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком у приймачі. Якщо застосовується метод попереднього кодування, це спотворення оцінюється в передавачі на основі попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ , і імпульсної характеристики  $\underline{E}()$  еквівалентного каналу для скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ . Потім з метою одержання попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ , спотворення віднімається із модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ .

Кожний попередньо кодований символ,  $c_i(n)$ , генерується у вигляді комбінації модулюючого символу,  $s_i(n)$ , і його оцінюваного спотворення. Ця комбінація може привести до розширення початкової сукупності сигналів (наприклад, QAM) відносно модулюючого символу,  $s_i(n)$ . Потім з метою згортання розширеної сукупності сигналів виконується операція  $v \bmod_{2M}[\cdot]$ , яка здійснюється з метою збереження початкової сукупності сигналів. Операція  $v \bmod_{2M}[\cdot]$  може бути замінена додаванням члена  $2M[\underline{\mu}(n) + j\underline{\nu}(n)]$  і є еквівалентною цьому додаванню. Кожний елемент вектора  $\underline{c}(n)$  являє собою ціле число, вибране таким чином, що дійсна частина відповідного елемента  $\underline{c}(n)$  задовольняє умові  $-M_i \leq \text{Re}\{c_i(n)\} \leq M_i$ , де  $M_i$  -  $i$ -ий елемент вектора  $\underline{M}$  і відноситься до сукупності сигналів, використаної для модулюючого символу,  $s_i(n)$ . Аналогічно кожний елемент вектора  $\underline{\nu}(n)$  являє собою ціле число, вибране таким чином, що уявлювана частина відповідного елемента  $\underline{c}(n)$  задовольняє умові  $-M_i \leq \text{Im}\{c_i(n)\} \leq M_i$ .

Потім процесор 220 MIMO обробки TX-даних приймає і здійснює MIMO-обробку  $N_T$  потоків по-

передньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ , з метою одержання  $N_T$  переданих сигналів,  $\underline{x}(n)$ . Потім  $N_T$  передані сигнали попередньо формуються і передаються  $N_T$  передавальними антенами 230 по каналу MIMO на приймач 250.

У приймачі 250  $N_T$  передані сигнали приймаються  $N_R$  приймальними антенами. Потім процесор 260 MIMO обробки RX-даних здійснює додаткову MIMO-обробку  $N_R$  прийнятих сигналів,  $\underline{y}(n)$ , з метою одержання  $N_T$  потоків прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ .

Потім фільтр 272 прямого зв'язку фільтрує  $N_T$  потоки прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , з метою одержання  $N_T$  потоків скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ . Якщо для  $\underline{s}(n)$  еквівалентного каналу використовується імпульсна характеристика  $F_0 F(\ell)$ , потоки скоректованих символів можуть бути представлені як:

$$\underline{s}(n) = F_0 \sum_{\ell=-K_1}^L F(\ell) \underline{c}(n-\ell) + \underline{z}(n) \quad \text{Рівняння (6)}$$

де  $\underline{z}(n)$  - прийнятий шум, перетворений MIMO-обробкою і фільтром прямого зв'язку в приймачі.

Попереднє кодування в рівнянні (5) може бути переписане таким чином:

$$\underline{s}(n) + 2N[\underline{\mu}(n) + j\underline{\nu}(n)] = \sum_{\ell=-K_1}^L F(\ell) \underline{c}(n-\ell) \quad \text{Рівняння (7)}$$

Якщо рівняння (6) і (7) об'єднати, потоки скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , можуть бути представлені як:

$$\underline{s}(n) = F_0 [\underline{s}(n) + 2N[\underline{\mu}(n) + j\underline{\nu}(n)]] + \underline{z}(n) \quad \text{Рівняння (8)}$$

Як показано в рівнянні (8), попереднє кодування в передавачі приводить до розширення початкової сукупності сигналів (наприклад, QAM) у приймачі. Більш конкретно, якщо  $s_i(n)$  є значущою сигнальною точкою в початковій сукупності сигналів, то  $s_i(n) + 2N[\mu_i(n) + j\nu_i(n)]$  також є значущою сигнальною точкою в розширеній сукупності сигналів, де  $\mu_i(n)$  і  $\nu_i(n)$  - цілі числа, вибрані таким чином, що відповідний попередньо кодований символ  $c_i(n)$  узгоджується з вмістом початкової сукупності сигналів у передавачі, як це описано вище. Потім блок 276 попередньо масштабує потоки скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , до  $F_0^{-1}$  з метою компенсації множника  $F_0$  у рівнянні (8), після чого виконує векторну операцію по модулю  $2M$  відносно потоків прийнятих символів таким чином:

$$\hat{\underline{s}}(n) = v \bmod_{2M} [F_0^{-1} \underline{s}(n)] \quad \text{Рівняння (9)}$$

Потоки відновлених символів,  $\underline{\hat{s}}(n)$  з рівняння (9) являють собою оцінки потоків модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , у передавачі. Векторна операція по модулю  $2M$  ефективно згортає розширену сукупність сигналів назад у початкову сукупність сигналів. Потім процесор 280 обробки RX-даних піддає прийняті символи демодуляції, осясовує в них пе-

ремеження і декодує з метою одержання декодованих даних, що є оцінкою переданих даних трафіка.

На Фіг.3 представлена структурна схема одного з варіантів виконання передавальної системи 310 і приймальної системи 350 системи MIMO 300, що дозволяє реалізувати різні аспекти і варіанти здійснення винаходу.

У передавальній системі 310 дані графіка подаються з джерела даних 312 на процесор 314 обробки TX-даних, що кодує і перемежує дані трафіка на основі однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих даних. Потім кодовані дані можуть бути мультиплексовані пілотними даними з використанням, наприклад, методу мультиплексування з часовим розділенням каналів (TDM) або методу мультиплексування з кодовим розділенням каналів (CDM). Пілотні дані, як правило, являють собою відомий набір даних, які оброблені відомим способом, якщо така обробка взагалі мала місце, і які можуть бути використані в приймальній системі для оцінки характеристики каналу MIMO. Потім мультиплексовані пілотні і кодовані дані модулюються (тобто відображаються у вигляді символів) з використанням однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів. Відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу по кожному просторовому підканалу передається один потік даних, причому кожний потік даних може бути підданий кодуванню і модуляції з використанням окремої схеми кодування і модуляції з метою одержання відповідного потоку модулюючих символів. Швидкість передачі даних, кодування, перемеження і модуляція для кожного потоку даних можуть встановлюватися сигналами керування, які генеруються контролером 330. Крім того, процесор 314 обробки TX-даних попередньо кодує потоки модулюючих символів з метою одержання потоків попередньо кодованих символів, як це описано вище.

Потім процесор 320 MIMO обробки TX-даних приймає і здійснює MIMO-обробку потоків попередньо кодованих символів. MIMO-обробка може бути здійснена або в частотній області, або в часовій області, як це більш докладно описано нижче. Процесор 320 MIMO обробки TX-даних передає (аж до)  $N_T$  потоків попередньо оброблених символів на передавачі (TMTR) 322a-322t.

Кожний передавач 322 перетворює відповідний потік попередньо оброблених символів в один або більше аналогові сигнали і потім попередньо формує (наприклад, підсилює, фільтрує і перетворює з підвищенням частоти) аналогові сигнали з метою генерування модульованого сигналу, придатного для передачі по каналу MIMO. Потім (аж до)  $N_T$  сигнали, які модулюються, з передавачів 322a-322t передаються антенами 324a-324t на приймальну систему.

У приймальній системі 350 передані модульовані сигнали приймаються  $N_R$  антенами 352a-352r, а прийнятий сигнал з кожної антени 352 передається на відповідний приймач (RCVR) 354. Кожний приймач 354 попередньо формує (наприклад, фільтрує, підсилює і перетворює зі зниженням частоти) прийнятий сигнал і перетворює попередньо сформований сигнал у цифрову форму з метою



одержання відповідного потоку вибірок. Процесор 360 MIMO обробки RX-даних приймає  $N_R$  потоки вибірок з  $N_R$  приймачів 354 і здійснює MIMO-обробку і корекцію цих потоків вибірок з метою одержання  $N_T$  потоків відновлених символів. Процес обробки, здійснюваний процесором 360 MIMO обробки RX-даних, більш докладно описаний нижче.

Потім процесор 380 обробки RX-даних піддає потоки відновлених символів демодуляції, скасовує в них перемеження і декодує з метою одержання декодованих даних. Обробка, здійснювана процесором 360 MIMO обробки RX-даних і процесором 380 обробки RX-даних, доповнює обробку, здійснювану відповідно процесором 320 MIMO обробки TX-даних і процесором 314 обробки TX-даних, у передавальній системі 310.

Крім того, процесор 360 MIMO обробки RX-даних може оцінювати характеристику каналу MIMO, відношення сигнал-шум плюс перешкода (SNR) просторових підканалів і так далі і передавати ці оцінки на контролер 370. Процесор 380 обробки RX-даних може також забезпечувати одержання даних про стан кожного прийнятого пакета або циклу, одного або більше інших робочих показників, що вказують на результати декодування, і, можливо, іншої інформації. Потім контролер 370 забезпечує одержання інформації про стан каналу (CSI), що може містити всю або деяку інформацію, отриману з процесора 360 MIMO обробки RX-даних і з процесора 380 обробки RX-даних. CSI обробляється процесором 388 обробки TX-даних, модулюється модулятором 390, попередньо формуються передавачами 354a-354g і передається назад у передавальну систему 310.

У передавальній системі 310 модульовані сигнали з приймальної системи 350 приймаються антенами 324, попередньо формуються приймачами 322, демодулюються демодулятором 340 і обробляються процесором 342 обробки RX-даних з метою відновлення CSI, яка передана приймальною системою. Потім CSI передається на контролер 330 і використовується для генерування різних сигналів керування для процесора 314 обробки TX-даних і процесора 320 MIMO обробки TX-даних.

Контролери 330 і 370 керують роботою відповідно передавальної і приймальної систем. Запам'ятовуючі пристрої 332 і 372 забезпечують збереження програмних кодів і даних, використовуваних відповідно контролерами 330 і 370.

Попереднє кодування для каналу з багатопроменевим поширенням сигналу в системі MIMO може бути здійснено різними способами. Нижче представлено конкретне рішення, відповідно до якого попереднє кодування здійснюється в комбінації з розкладенням каналу на власні моди і просторово-часове формування імпульсів. Розкладення каналу на власні моди здійснюється з метою визначення власних мод каналу MIMO і одержання першої і другої сукупностей керуючих векторів, використовуваних для попередньої обробки символів відповідно в передавачі і приймачі, завдяки чому відновлюються ортогональні потоки. Просторово-часове формування імпульсів являє

собою спосіб попередньої обробки імпульсів у часовій області. З метою оптимізації розподілу загальної доступної потужності передачі по власних модах може бути використаний аналіз на основі методу "розведення", завдяки чому для системи MIMO можуть бути досягнуті більш високі робочі характеристики. Розкладення каналу на власні моди і просторово-часове формування імпульсів більш докладно описані нижче.

На Фіг.4 представлена структурна схема одного з варіантів виконання передавального вузла 400, що здійснює попереднє кодування даних для каналу з багатопроменевим поширенням сигналу і MIMO-обробку в часовій області. Передавальний вузол 400 являє собою конкретний варіант виконання передавальної частини передавальної системи 310, показаної на Фіг.3. Передавальний вузол 400 містить (1) процесор 314a обробки TX-даних, що приймає й обробляє дані трафіка і пілотні дані з метою одержання (аж до)  $N_T$  потоків попередньо кодованих символів, і (2) процесор 320a MIMO обробки TX-даних, що попередньо обробляє потоки попередньо кодованих символів з метою одержання (аж до)  $N_T$  потоків попередньо оброблених символів. Процесор 314a обробки TX-даних і процесор 320a MIMO обробки TX-даних являють собою один з варіантів виконання відповідно процесора 314 обробки TX-даних і процесора 320 MIMO обробки TX-даних, показаних на Фіг.3.

У конкретному варіанті виконання, наведеному на фіг. 4, процесор 314a обробки TX-даних містить кодувальний пристрій 412, перемежувач 414 каналу, елемент 416 символного відображення і пристрій 418 попереднього кодування. Кодувальний пристрій 412 приймає і кодує дані трафіка (тобто інформаційні розряди) відповідно до однієї або більше схем кодування з метою одержання кодованих розрядів. Кодування збільшує надійність передачі даних. Відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу для кожного потоку даних, що може передаватися по всіх елементах розрізнення по частоті відповідного просторового підканалу, може бути використана окрема схема кодування. В інших варіантах здійснення винаходу для кожної групи одного або більше потоків даних може бути використана окрема схема кодування, або ж може бути використана загальна схема кодування для всіх потоків даних. Конкретна схема або схеми кодування, що підлягають використанню, можуть бути вибрані на основі CSI, прийнятої з приймальної системи, і ідентифіковані за допомогою сигналів керування кодуванням, що надходять з контролера 330. Кожна вибрана схема кодування може містити будь-яку комбінацію, включаючи кодування за допомогою циклічного надлишкового коду (CRC), згортальне кодування, кодування з використанням кодів Turbo, блокове кодування й інші види кодування, або не містити ніякого кодування взагалі.

Перемежувач 414 каналу перемежує кодовані розряди на основі однієї або більше схем перемеження. Наприклад, з кожною схемою кодування може бути використана одна схема перемеження. Перемеження забезпечує часове рознесення для кодованих розрядів, дозволяє здійснити передачу даних на основі середнього SNR для просторового

підканалу (підканалів), використовуюваного для передачі даних, запобігає завмиранню сигналу і, крім того, усуває кореляцію між кодованими розрядами, використовуваними для формування кожного модулюючого символу.

Елемент 416 символного відображення приймає і мультиплексує пілотні дані з кодованими і перемеженими даними і потім відображає мультиплексовані дані у вигляді символів відповідно до однієї або більше схем модуляції з метою одержання модулюючих символів. Для кожного потоку даних або кожної групи одного або більше потоків даних може бути використана окрема схема модуляції. В альтернативному варіанті здійснення винаходу для всіх потоків даних може використовуватися загальна схема модуляції. Символьне відображення для кожного потоку даних може досягатися шляхом (1) групування сукупностей мультиплексованих розрядів даних з метою формування недвійкових символів і (2) відображення кожного недвійкового символу на точку в сукупності сигналів, що відповідає схемі модуляції (наприклад, QPSK, M-PSK, M-QAM або якій-небудь іншій схемі), вибраній для використання відносно цього потоку даних. Кожна відображена сигнальна точка відповідає модулюючому символу. Елемент 416 символного відображення забезпечує одержання вектора модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , для кожного періоду  $n$  символу, причому кількість модулюючих символів у кожному векторі дорівнює кількості просторових підканалів, що використовуються для цього періоду символу. Таким чином, елемент 416 символного відображення забезпечує одержання (аж до)  $N_T$  потоків модулюючих символів (тобто послідовність векторів модулюючих символів, причому кожен вектор містить аж до  $N_T$  модулюючих символів).

З метою здійснення попереднього кодування і MIMO-обробки в передавачі характеристика каналу MIMO оцінюється і використовується для попереднього кодування модулюючих символів з наступною попередньою обробкою попередньо кодованих символів перед їхньою передачею по каналу MIMO. В дуплексній системі з частотним розділенням каналів (FDD) спадна лінія зв'язку і висхідна лінія зв'язку рознесені по різних смугах частот, і характеристики каналів для спадної лінії зв'язку і висхідної лінії зв'язку можуть не виявитися в достатньому ступені корельованими. Для системи FDD характеристика каналу може бути оцінена в приймачі і передана назад на передавач. У дуплексній системі з часовим розділенням каналів (TDD) спадна лінія зв'язку і висхідна лінія зв'язку розділяють ту саму смугу частот з використанням мультиплексування з часовим розділенням, і між характеристиками каналів спадної лінії зв'язку і висхідної лінії зв'язку може існувати високий ступінь кореляції. Якщо використовується система TDD, передавальна система може оцінити характеристику каналу висхідної лінії зв'язку (наприклад, на основі пілотних даних, переданих приймальною системою по висхідній лінії зв'язку) і одержати характеристику каналу спадної лінії зв'язку шляхом обчислення розходжень між передавальними і приймальними антенними ґратами й обробки інформації на буферному процесорі.

Відповідно до одного з варіантів здійснення винаходу оцінки характеристики каналу MIMO передаються на передавальний вузол 400 у вигляді послідовності матриць  $N_T \times N_R$  вибірок у часовій області,  $\hat{H}$ .  $(i, j)$ -ний елемент матриці оцінюваної імпульсної характеристики каналу  $\hat{H}$ , при  $1 \leq i \leq N_R$  і  $1 \leq j \leq N_T$ , являє собою послідовність вибірок  $L+1$ , яка являє собою дискретну імпульсну характеристику траєкторії поширення сигналу від  $j$ -ної передавальної антени до  $i$ -ної приймальної антени. У даному випадку характеристика каналу MIMO являє собою час, обмежений  $L$  періодами символів.

Пристрій 418 попереднього кодування приймає і попередньо кодує потоки модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , з метою одержання потоків попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ . Попереднє кодування може бути здійснене відповідно до рівняння (5) і ґрунтується на імпульсній характеристиці  $E_0 E(\cdot)$  відносно еквівалентного каналу для скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ . Ця імпульсна характеристика  $E_0 E(\cdot)$  еквівалентного каналу може бути отримана в передавальному вузлі 400 на основі моделі, що включає (1) канал MIMO з оцінюваною імпульсною характеристикою  $\hat{H}$ , (2) блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, виконаний з можливістю одержання відновлених символів,  $\underline{s}'(n)$ , і (3) обробку з застосуванням матриць  $\underline{V}(k)$  і  $\underline{U}(k)$  у передавачі і приймачі відповідно. Якщо використовується ця модель, модулюючі символи,  $\underline{s}(n)$ , передаються по каналу MIMO, а вихідний сигнал каналу MIMO може бути представлений як:

$$\underline{b}(n) = \sum_{\ell=0}^L \hat{H}(\ell) \underline{s}(n-\ell) \quad \text{Рівняння (10)}$$

Потім блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком у моделі формує початкову наближену оцінку,  $\underline{s}'(n)$ , модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , що може бути представлена як:

$$\underline{s}'(n) = \sum_{\ell=-K_1}^0 \underline{M}_{\text{ftx}}(\ell) \underline{b}(n-\ell) + \sum_{\ell=1}^{K_2} \underline{M}(\ell) \underline{s}(n-\ell) \quad (11)$$

де  $\underline{s}(n)$  - ремодульовані символи, що можуть бути встановлені рівними  $\underline{s}(n)$ , тобто

$$\underline{s}(n) = \underline{s}(n);$$

$\underline{M}_{\text{ftx}}(\cdot)$  - матриця  $N_T \times N_R$  імпульсної характеристики для фільтра прямого зв'язку, причому кожен елемент  $M_{\text{ftx}}(\cdot)$  містить послідовність матричних коефіцієнтів  $(K_1+1)$ , а

$\underline{M}_{\text{btx}}(\cdot)$  - матриця  $N_T \times N_T$  імпульсної характеристики для фільтра зворотного зв'язку, причому кожен елемент  $M_{\text{btx}}(\cdot)$  містить послідовність матричних коефіцієнтів  $K_2$ .

Матриці прямого і зворотного зв'язку можуть бути отримані на основі різних критеріїв, як це відомо з попередньої практики. Одержання таких матриць на основі критерію мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE), описано в патентній заявці США №09/993,087, яка називається "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output

(MIMO) Communication System" (Комунікаційна система множинного доступу з множиною входів і множиною виходів (MIMO)) і поданої 6 листопада 2001р., і в патентній заявці США №10/017,308, яка називається "Time-Domain Transmit and Receive Processing with Channel Eigenmode Decomposition with MIMO Systems" (Обробка переданих і прийнятих даних у часовій області шляхом розкладення каналу на власні моди в системах MIMO) і поданої 7 грудня 2001р., права на обидві з яких належать власникові прав на дану заявку, і які включені в даний опис як посилання).

У цьому випадку імпульсна характеристика каналу  $E_0E()$  може бути виведена як:

$$E_0E(\ell) = \sum_{i=0}^L M(\ell - i) \underline{r}(i) \quad \text{Рівняння (12)}$$

Пристрій 418 попереднього кодування попередньо кодує потоки модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ , на основі імпульсної характеристики каналу  $E_0E()$ , що може бути виведена, як це показано в рівнянні (12), з метою одержання потоків попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ .

Потім процесор 320a MIMO обробки TX-даних здійснює MIMO-обробку потоків попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(u)$ , з метою ортогоналізації символних потоків у приймальній системі. Як було згадано вище, MIMO-обробка може бути здійснена в часовій області або в частотній області.

Просторово-часове формування імпульсів являє собою спосіб MIMO-обробки в часовій області. У передавальній системі матриця частотної характеристики каналу,  $\underline{H}(k)$ , може бути розкладена на унітарні матриці  $\underline{V}(k)$  і  $\underline{U}(k)$  і діагональну матрицю  $\underline{\lambda}(k)$ , як це показано в рівнянні (1). Діагональна матриця  $\underline{\lambda}(k)$  може бути використана для одержання діагональної матриці  $\underline{E}_{\lambda}(k)$ , що вказує на рівні енергії (або рівні потужності передачі), призначені власним модам в елементі  $k$  розрізнення по частоті. Призначення рівнів енергії може бути здійснено, наприклад, шляхом розподілу енергії передачі на основі відомого методу "розведення", відповідно до якого більш сильним власним модам призначається більше енергії, а більш слабким власним модам призначається менше енергії, у результаті чого загальна спектральна ефективність виявляється максимізованою.

Потім матриці  $\underline{V}(k)$  і  $\underline{E}_{\lambda}(k)$  використовуються для одержання матриці просторово-часового формування імпульсів,  $\underline{P}_{\lambda}(n)$ , що потім використовується в передавачі для попередньої обробки попередньо кодованих символів у часовій області. Відповідно, матриця  $\underline{U}(k)$  використовується для одержання матриці просторово-часового формування імпульсів,  $\underline{u}^H$ , що потім використовується в приймачі для попередньої обробки символів у часовій області. Якщо застосовується просторово-часове формування імпульсів, один символний потік може бути переданий по всіх елементах розрізнення по частоті якого-небудь конкретного просторового підканалу. Це, у свою чергу, дозволяє здійснювати кодування/модуляцію окремо в кожному просторовому підканалі, що може спростити

корекцію потоків прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , у приймачі.

Процесор 320a MIMO обробки TX-даних піддає потоки попередньо кодованих символів обробці з метою здійснення просторово-часового формування імпульсів. У процесорі 320a MIMO обробки TX-даних пристрій 422 швидкого перетворення Фур'є приймає матрицю оцінюваної імпульсної характеристики каналу,  $\underline{H}$ , (наприклад, від приймальної системи) і забезпечує одержання відповідної матриці оцінюваної частотної характеристики каналу,  $\underline{H}$  шляхом виконання операції швидкого перетворення Фур'є (FFT) відносно  $\underline{H}$  (тобто  $\underline{H}(k) = \text{FFT}[\underline{H}]$ ). Це може бути досягнуте шляхом виконання операції  $N_F$  - точка FFT відносно послідовності вибірок  $N_F$  для кожного елемента матриці  $\underline{H}$  з метою одержання відповідної послідовності  $N_F$  матричних коефіцієнтів для відповідного елемента матриці  $\underline{H}(k)$ , де  $N_F = (L+1)$ . Елементи  $N_R \times N_T$  матриці  $\underline{H}(k)$  являють собою, таким чином, послідовності  $N_R \times N_T$ , які представляють частотні характеристики траєкторій поширення сигналу між  $N_T$  передавальними антенами і  $N_R$  приймальними антенами. Кожний елемент матриці  $\underline{H}(k)$  являє собою FFT відповідного елемента матриці  $\underline{H}$ .

Потім блок 424 здійснює декомпозицію матриці частотної характеристики каналу,  $\underline{H}(k)$ , з виділенням сингулярних значень відносно кожного значення  $k$ , де  $0 \leq k \leq (N_F-1)$ , а  $N_F$  - довжина FFT. Декомпозиція з виділенням сингулярних значень може бути представлена, як це показано в рівнянні (1), яким є:

$$\underline{H}(k) = \underline{U}(k) \underline{\lambda}(k) \underline{V}^H(k).$$

Результат декомпозиції з виділенням сингулярних значень являє собою три послідовності  $N_F$  матриць:  $\underline{U}(k)$ ,  $\underline{\lambda}(k)$  і  $\underline{V}^H(k)$ , при  $0 \leq k \leq (N_F-1)$ . Для кожного елемента  $k$  розрізнення по частоті  $\underline{U}(k)$  є унітарною матрицею  $N_R \times N_R$  лівих власних векторів матриці  $\underline{H}(k)$ ,  $\underline{V}(k)$  є унітарною матрицею  $N_T \times N_T$  правих власних векторів матриці  $\underline{H}(k)$ , а  $\underline{\lambda}(k)$  є діагональною матрицею  $N_R \times N_T$  сингулярних значень матриці  $\underline{H}(k)$ . Матриці  $\underline{V}(k)$  і  $\underline{U}(k)$  можуть бути використані для попередньої обробки символів у передавачі і приймачі відповідно.

Елементи по діагоналі  $\underline{\lambda}(k)$  являють собою  $\lambda_{ii}(k)$ , при  $1 \leq i \leq r(k)$ , де  $r(k)$  - ранг матриці  $\underline{H}(k)$ . Стовпці матриць  $\underline{U}(k)$  і  $\underline{V}(k)$ ,  $\underline{u}_i(k)$  і  $\underline{v}_i(k)$  відповідно є рішеннями до власної рівності, яка може бути представлена як:

$$\underline{H}(k) \underline{u}_i(k) = \lambda_{ii}(k) \underline{u}_i(k) \quad \text{Рівняння (13)}$$

Матриці  $\underline{U}(k)$ ,  $\underline{\lambda}(k)$  і  $\underline{V}(k)$  можуть бути присутніми у двох формах - "відсортованій формі" і "довільно упорядкованій формі". У відсортованій формі діагональні елементи  $\underline{\lambda}(k)$  відсортовані в порядку убуття таким чином, що  $\lambda_{11}(k) \geq \lambda_{22}(k) \geq \dots \geq \lambda_{rr}(k)$ , а їхні власні вектори розташовані у відповідному порядку в  $\underline{U}(k)$  і  $\underline{V}(k)$ . Відсортована форма представлена в даному описі підрядковим індексом  $s$ , тобто  $\underline{U}_s(k)$ ,  $\underline{\lambda}_s(k)$  і  $\underline{V}_s(k)$ . У довільно упорядкованій формі порядок розташування сингулярних значень і власних векторів є довільним і не залежить від

частоти. Довільно упорядкована форма представлена в даному описі підрядковим індексом  $g$ . Та або інша конкретна форма, вибрана для застосування, або відсортована, або довільно упорядкована, визначає власні моди, що підлягають використанню для передачі даних, і схему кодування і модуляції, що підлягає використанню для кожної вибраної власної моди.

Потім блок 426 аналізу методом "розведення" приймає (1) сукупність сингулярних значень для кожного елемента  $k$  розрізнення по частоті, що міститься в послідовності матриць  $\underline{\lambda}(k)$ , і (2) CSI, яка містить прийняте SNR, що відповідає кожному сингулярному значенню. Прийняте SNR являє собою значення SNR, досягнуте в приймачі для потоку відновлених символів, як це описано нижче. Матриці  $\underline{\lambda}(k)$  використовуються в комбінації з прийнятими SNR з метою одержання послідовності діагональних матриць,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , що є рішенням рівнянь "розведення", представлених у згаданій вище [патентній заявці США №10/017,308]. Діагональні матриці  $\underline{E}_\lambda(k)$  містять сукупність рівнів енергії або потужності передачі, призначених власним модам для кожного з  $N_F$  елементів розрізнення по частоті.

Способи "розведення" описані в роботі Robert G. Gallager, "Information Theory and Reliable Communication" (Теорія інформації і зв'язок підвищеної надійності), John Wiley and Sons, 1968, що включена у даний опис як посилання]. Аналіз методом "розведення" для одержання діагональних матриць,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , може бути здійснений, як це описано в згаданій вище [патентній заявці США №10/017,308 і в патентній заявці США №09/978,337, що називається "Method and Apparatus for Determining Power Allocation in a MIMO Communication System" (Спосіб і пристрій для визначення розподілу потужності у комунікаційній системі MIMO) і поданої 15 жовтня 2001р., права на котру належать власникові прав на дану заявку, і яка включена в даний опис як посилання].

Перерахункова схема 428 зворотного швидко-го перетворення Фур'є (IFFT) приймає унітарні матриці,  $\underline{V}(k)$ , і діагональні матриці,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , для всіх  $N_F$  елементів розрізнення по частоті і забезпечує одержання матриці просторово-часового формування імпульсів,  $\underline{P}_\lambda(n)$ , для передавача на основі прийнятих матриць. Спочатку з діагональних матриць,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , витягається квадратний корінь з метою одержання послідовності діагональних матриць,  $\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ , елементи якої являють собою квадратні корені елементів  $\underline{E}_\lambda(k)$ . Елементи діагональних матриць,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , характеризують потужність передачі, розподілену по власних модах. Потім квадратний корінь перетворює розподіл потужності в еквівалентне масштабування сигналу. Потім обчислюється добуток квадратних коренів діагональних матриць,  $\underline{E}_\lambda(k)$ , і унітарних матриць,  $\underline{V}(k)$ , що є послідовністю матриць правих власних векторів матриці  $\underline{\lambda}(k)$ . Цей добуток,  $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ , визначає "оптимальне" просторово-спектральне формування, яке підлягає застосуванню до вектора попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ .

Потім виконується зворотне FFT добутку  $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$  з метою одержання матриці просторово-часового формування імпульсів,  $\underline{P}_\lambda(n)$ , для передавача, яка може бути представлена як:

$$\underline{P}_{tx}(n) = \text{IFFT}[\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}] \quad \text{Рівняння (14)}$$

Матриця формування імпульсів,  $\underline{P}_\lambda(n)$  являє собою матрицю  $N_T \times N_T$ , причому кожний елемент матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$  містить послідовність значень  $N_F L+1$ . Кожний стовпець матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$  являє собою керуючий вектор для відповідного елемента вектора  $\underline{c}(n)$ .

Конвольвер 430 приймає і попередньо обробляє (наприклад, виконує операцію згортання) вектор попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ , за допомогою матриці формування імпульсів,  $\underline{P}_\lambda(n)$  з метою одержання вектора переданих сигналів,  $\underline{x}(n)$ . Згортання вектора  $\underline{c}(n)$  за допомогою матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$  може бути представлено як:

$$\underline{x}(n) = \sum \underline{P}_{tx}(\ell) \underline{c}(n - \ell) \quad \text{Рівняння (15)}$$

Операція згортання за допомогою матриці, показана в рівнянні (15), може бути виконана в такий спосіб. Для одержання  $i$ -ного елемента вектора  $\underline{x}(n)$  для моменту часу  $n$ ,  $x_i(n)$ , для ряду індексів затримки (наприклад,  $0 \leq L$ ) формується скалярний добуток  $i$ -ного ряду матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$  з вектором  $\underline{c}(n - \ell)$ , а результати підсумовуються з наростаючим підсумком з метою одержання елемента  $x_i(n)$ . Таким чином, сигнал, переданий кожною передавальною антеною (тобто кожний елемент вектора  $\underline{x}(n)$ , або  $x_i(n)$ ), формується як зважена комбінація  $N_T$  потоків попередньо кодованих символів для ряду періодів символів, причому зважування визначається відповідним рядом матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$ . Процес повторюється, у результаті чого одержання кожного елемента вектора  $\underline{x}(n)$  забезпечується відповідним рядом матриці  $\underline{P}_\lambda(n)$  і вектором  $\underline{c}(n)$ .

Кожний елемент вектора переданих сигналів,  $\underline{x}(n)$ , відповідає потокові попередньо оброблених символів, що підлягають передачі відповідною передавальною антеною.  $N_T$  потоки попередньо оброблених символів (тобто послідовність векторів попередньо оброблених символів, причому кожний вектор містить аж до  $N_T$  попередньо оброблених символів) позначені також як  $N_T$  передані сигнали.  $N_T$  потоки попередньо оброблених символів передаються на передавачі 322a-322t і обробляються з метою одержання  $N_T$  модульованих сигналів, які потім передаються  $N_T$  антенами 324a-324t.

Відповідно до варіанта здійснення винаходу, наведеному на Фіг.4, передавальний вузол здійснює керування діаграмою спрямованості вектора попередньо кодованих символів,  $\underline{c}(n)$ , у часовій області. Керування діаграмою спрямованості може бути також здійснене в частотній області. У цьому випадку з метою одержання вектора частотної області,  $\underline{C}(k)$ , вектор  $\underline{c}(n)$  може бути перетворений за допомогою FFT. Потім вектор  $\underline{C}(k)$  перемножується з матрицею  $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$  з метою одержання

вектора частотної області,  $\underline{X}(k)$ , як це зазначено нижче:

$$\underline{X}(k) = [\underline{V}(k) \sqrt{E_{\lambda}(k)}] \underline{C}(k).$$

Потім може бути отриманий вектор переданих сигналів,  $\underline{x}(n)$ , що здійснюється шляхом виконання IFFT відносно вектора  $\underline{X}(k)$ , тобто  $\underline{x}(n) = \text{IFFT}[\underline{X}(k)]$ .

На Фіг.5 представлена структурна схема одного з варіантів виконання приймального вузла 500, що являє собою конкретний варіант виконання приймальної частини приймальної системи 350, показаної на Фіг.3. Приймальний вузол 500 містить (1) процесор 360а MIMO обробки RX-даних, який обробляє  $N_R$  потоки прийнятих вибірок з метою одержання  $N_T$  потоків відновлених символів, і (2) процесор 380а обробки RX-даних, який демодулює, скасовує переміщення і декодує відновлені символи з метою одержання декодованих даних. Процесор 360а MIMO обробки RX-даних і процесор 380а обробки RX-даних являють собою один з варіантів виконання відповідно процесора 360 MIMO обробки RX-даних і процесора 380 обробки RX-даних, показаних на Фіг.3.

Якщо повернутися до Фіг.3, модульовані сигнали, передані  $N_T$  передавальними антенами, приймаються кожною з  $N_R$  антен 352а-352г, а прийнятий кожною антеною сигнал маршрутизується на відповідний приймач 354 (який називається також буферним процесором). Кожний приймач 354 попередньо формує (наприклад, фільтрує, підсилює і перетворює зі зниженням частоти) відповідний прийнятий сигнал і перетворює попередньо сформований сигнал у цифрову форму з метою одержання відповідного потоку вибірок. Приймачі 354а-354г забезпечують одержання  $N_R$  потоків вибірок (тобто послідовності векторів прийнятих сигналів,  $\underline{y}(n)$ , причому кожен вектор містить аж до  $N_R$  вибірок). Потім  $N_R$  потоки вибірок передаються на процесор 360а MIMO обробки RX-даних.

У процесорі 360а MIMO обробки RX-даних блок 512 оцінки каналу приймає потоки вибірок,  $\underline{y}(n)$ , і забезпечує одержання матриці оцінюваної імпульсної характеристики каналу,  $\underline{\hat{H}}$ , яка може бути переслана назад у передавальну систему і використана для здійснення попереднього кодування і MIMO-обробки. Потім блок 514 FFT виконує операцію FFT відносно матриці оцінюваної імпульсної характеристики каналу,  $\underline{\hat{H}}$ , з метою одержання матриці оцінюваної частотної характеристики каналу  $\underline{H}(k)$ .

Потім блок 516 здійснює декомпозицію матриці  $\underline{H}(k)$ , з виділенням сингулярних значень, при  $0 \leq k (N_F - 1)$ , з метою одержання матриці лівих власних векторів,  $\underline{U}(k)$ , для кожного елемента розрізнення по частоті. Кожний стовпець матриці  $\underline{U}(k)$  являє собою керуючий вектор в елементі  $k$  розрізнення по частоті для відповідного елемента вектора  $\underline{s}(n)$  і використовується для ортогоналізації символівних потоків у приймальній системі. Потім блок 518 IFFT виконує операцію зворотного FFT відносно матриці  $\underline{U}(k)$  з метою одержання матриці просто-

рово-часового формування імпульсів,  $\underline{U}()$ , для приймальної системи.

Потім конвольвер 520 забезпечує одержання вектора прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , шляхом виконання операції згортання вектора прийнятих сигналів,  $\underline{y}(n)$ , виконуваної за допомогою сполученого транспонування матриці просторово-часового формування імпульсів,  $\underline{u}^H$ . Це згортання може бути представлене як:

$$\underline{r}(n) = \sum \underline{u}^H(\ell) \underline{y}(n - \ell) \quad \text{Рівняння (16)}$$

Формування імпульсів у приймачі може бути також здійснене в частотній області подібно тому, як це було описано вище відносно передавача. В цьому випадку вектор прийнятих сигналів,  $\underline{y}(n)$ , може бути перетворений шляхом FFT з метою одержання вектора частотної області,  $\underline{Y}(k)$ . Потім вектор  $\underline{Y}(k)$  попередньо перемножується зі сполученою транспонованою матрицею  $\underline{U}^H(k)$  з метою одержання вектора частотної області,  $\underline{R}(k)$ . Результат цього матричного перемноження,  $\underline{R}(k)$ , може бути потім перетворений шляхом зворотного FFT з метою одержання вектора прийнятих символів у часовій області,  $\underline{r}(n)$ . Згортання вектора  $\underline{v}(n)$  з матрицею  $\underline{u}^H$  може бути, таким чином, представлене в дискретній частотній області як:

$$\underline{R}(k) = \underline{U}^H(k) \underline{Y}(k) = \hat{\lambda}(k) \underline{C}(k) + \hat{Z}(k) \quad \text{Рівняння (17)}$$

де  $\hat{\lambda}(k) = \underline{\lambda}(k) \sqrt{E_{\lambda}(k)}$  - матриця зважених сингулярних значень матриці  $\underline{C}(k)$ , причому вагові коефіцієнти є квадратним коренем рішення "розведення",  $\sqrt{E_{\lambda}(k)}$

$\underline{C}(k)$  - FFT вектора  $\underline{c}(n)$ , вектор попередньо кодованих символів;

$\underline{Y}(k)$  - FFT вектора  $\underline{y}(n)$ , вектор прийнятих сигналів;

$\underline{R}(k)$  - FFT вектора  $\underline{r}(n)$ , вектор прийнятих символів і

$\hat{Z}(k)$  - FFT вектора  $\hat{z}(n)$ , прийнятий шумовий процес після перетворення унітарною матрицею  $\underline{U}^H(k)$ .

З рівняння (17) випливає, що вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , може бути охарактеризований як згортання в часовій області в такий спосіб:

$$\underline{r}(n) = \sum_{\ell} \underline{\Delta}(\ell) \underline{c}(n - \ell) + \hat{z}(n) \quad \text{Рівняння (18)}$$

де  $\underline{\Delta}()$  - зворотне FFT  $\hat{\lambda}(k) = \underline{\lambda}(k) \sqrt{E_{\lambda}(k)}$ , а

$\hat{z}(n)$  - прийнятий шум після перетворення матрицею просторово-часового формування імпульсів у приймачі,  $\underline{u}^H()$ .

Матриця  $\underline{\Delta}()$  являє собою діагональну матрицю власних імпульсів, причому одержання кожного власного імпульсу здійснюється як IFFT відповід-

ної послідовності сингулярних значень у  $\hat{\lambda}(k)$ , при  $0 \leq k (N_F - 1)$ .

Використання двох форм упорядкування сингулярних значень, відсортованої і довільно упорядкованої, приводить до одержання двох різних форм власних імпульсів. Якщо використовується відсортована форма, результуюча матриця власних імпульсів,  $\underline{\Delta}(\cdot)$ , являє собою діагональну матрицю імпульсів, які відсортовані в убутному порядку з погляду енергетичного вмісту. Імпульс, що відповідає першому діагональному елементу матриці власних імпульсів,  $\{\underline{\Delta}_s(\cdot)\}_{11}$ , має найбільший рівень енергії, а імпульси, що відповідають елементам, розташованим по діагоналі далі вниз, мають рівні енергії, які послідовно знижуються. Крім того, коли SNR є досить низькими, наслідком чого, як результат "розведення", є відсутність якої б то не було енергії в деяких елементах розрізнення по частоті, енергія спочатку забирається з найменших власних імпульсів. Таким чином, при низьких SNR один або більше власних імпульсів можуть не мати ніякої енергії. Це має перевагу, оскільки при низьких SNR операції кодування і модуляції стають більш простими за рахунок зменшення кількості ортогональних підканалів. Однак для збереження пропускної здатності каналу зв'язку процес кодування і модуляції відносно кожного власного імпульсу необхідно здійснювати окремо.

Довільно упорядкована форма сингулярних значень у частотній області може бути використана для спрощення процесу кодування і модуляції (тобто для усунення складності процесу окремого кодування і модуляції відносно кожного елемента матриці власних імпульсів). При використанні довільно упорядкованої форми упорядкування сингулярних значень для кожного елемента розрізнення по частоті є довільним, а не ґрунтується на їхньому розмірі. Таке довільне упорядкування може забезпечити наявність приблизно рівної енергії у всіх власних імпульсах. Коли SNR є досить низьким, щоб привести до відсутності енергії в елементах розрізнення по частоті, ці елементи розподіляються приблизно нарівно серед власних мод, завдяки чому кількість власних імпульсів з ненульовою енергією залишається тією ж самою незалежно від SNR. При високих SNR довільно упорядкована форма має перевагу, яка полягає в тому, що всі власні імпульси мають приблизно рівну енергію, причому в цьому випадку окремий процес кодування і модуляції відносно різних власних мод не потрібно.

Якщо характеристика каналу MIMO є частотно-вибірковою (тобто різні значення в матриці  $\underline{H}(k)$  для різних значень  $k$ ), то власні імпульси в матриці  $\underline{\Delta}(\cdot)$  є диспергованими в часі. У цьому випадку результуючі послідовності прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , містять міксимвольні перешкоди (ISI), що, як правило, потребує корекції з метою забезпечення високих робочих характеристик. Крім того, оскільки сингулярні значення у векторі  $\underline{\lambda}(k)$  є дійсними, елементи  $\hat{\lambda}(k) = \underline{\lambda}(k)$   $\underline{E}_\lambda(k)$  також є дійсними, і власні імпульси в матриці  $\underline{\Delta}(\cdot)$  виявляють сполучені властивості симетрії сполучення. Якщо здійснюються які-небудь дії для усунення цього сполу-

чення в часовій області (наприклад, шляхом використання довжини FFT,  $N_F$ , яка досить більша, ніж кількість ненульових вибірок у матриці оцінюваної імпульсної характеристики каналу,  $\hat{H}$ ), то матриця власних імпульсів є симетрично сполученою в перемінному значенні затримки, тобто  $\underline{\Delta}(\cdot) = \underline{\Delta}^*(-\cdot)$ .

Блок корекції 522 приймає і здійснює просторово-часову корекцію вектора прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , з метою одержання вектора відновлених символів,  $\underline{s}(n)$ , що є оцінкою вектора модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ . Процес корекції більш докладно описаний нижче. Потім вектор відновлених символів,  $\underline{s}(n)$ , передається на процесор 380а обробки RX-даних.

У процесорі 380а обробки RX-даних елемент 532 скасування символного відображення демодулює кожний відновлений символ у векторі  $\underline{s}(n)$  відповідно до схеми демодуляції (наприклад, M-PSK, M-QAM), яка є доповнюючою модуляцією відносно схеми, використовуваної для цього символу в передавальній системі. Потім у демодульованих даних, що надходять з елемента 532 скасування символного відображення, скасовується переміщення, що здійснюється блоком 534 скасування переміщення, після чого непереміщені дані декодуються декодером 536 з метою одержання декодованих даних, що є оцінкою переданих даних трафіка. Процес скасування переміщення і декодування здійснюються способом, який доповнює процес відповідно переміщення і кодування, здійснюваний у передавальній системі. Для декодера 536 може бути використаний, наприклад, декодер Turbo або декодер Вітербі, якщо в передавальній системі здійснюється відповідно кодування з використанням кодів Turbo або згортальне кодування.

Корекція з розв'язувальним зворотним зв'язком

Як показано вище в рівнянні (12), передавальна система може забезпечити одержання імпульсної характеристики еквівалентного каналу,  $E_0F(\cdot)$ , (яка використовується для попереднього кодування модулюючих символів) на основі оцінки імпульсної характеристики каналу,  $(\cdot)$ , і імпульсної характеристики  $M_{\text{rx}}(\cdot)$  фільтра прямого зв'язку блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком. Приймальна система також здійснює корекцію вектора прийнятих символів з використанням фільтра прямого зв'язку. Опис конкретного конструктивного рішення блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком представлено нижче.

Незважаючи на те, що вихідні сигнали фільтрів прямого зв'язку в передавальній і приймальній системах можуть бути однакові, імпульсна характеристика  $M_{\text{rx}}(\cdot)$  фільтра прямого зв'язку в передавальній системі може відрізнитися від імпульсної характеристики  $M_{\text{rx}}(\cdot)$  фільтра прямого зв'язку в приймальній системі, оскільки на ці фільтри подаються різні вхідні сигнали.

Як було описано вище, з метою одержання імпульсної характеристики  $\underline{\Delta}(\cdot)$  і відповідної імпульсної характеристики  $\underline{\lambda}(f)$  може бути визначений еквівалентний канал для вектора прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ . Комплексна частотна характеристика цього еквівалентного каналу і її узгодженого

фільтра,  $\underline{u}(f) = \underline{\lambda}(f) \underline{\lambda}^H(f)$ , може бути піддана спектральній факторизації на гіпотетичний фільтр і її узгоджений фільтр, що має комплексну частотну характеристику  $\underline{\chi}(f) \underline{\chi}^H(f) = \underline{u}(f)$ . Гіпотетичний фільтр може бути визначений з можливістю одержання причинно обумовленої імпульсної характеристики  $\underline{\Gamma}(\cdot)$  і відповідної частотної характеристики  $\underline{\chi}(f)$ .

У наведеному нижче аналізі модель еквівалентного каналу може бути визначена з можливістю наявності спектрально білого шуму. Це може бути досягнуто шляхом використання протиперешкодного відбілюючого фільтра, що має матрицю частотної характеристики  $(\underline{\chi}^H(f))^+ = (\underline{\chi}(f) \underline{\chi}^H(f))^{-1} \underline{\chi}(f)$ , яка являє собою інверсію Мура-Пенроуза характеристики  $\underline{\chi}^H(f)$ , на виході узгодженого фільтра приймача. Таким чином, загальна частотна характеристика каналу (при частотній характеристиці  $\underline{\chi}(f)$ ), узгодженого фільтра (при частотній характеристиці  $\underline{\lambda}^H(f)$ ) і протиперешкодного відбілюючого фільтра (при частотній характеристиці  $(\underline{\chi}^H(f))^+$ ) може бути представлена як:

$$\underline{\lambda}(f) \underline{\lambda}^H(f) (\underline{\chi}^H(f))^+ = \underline{u}(f) (\underline{\chi}^H(f))^+ = \underline{\chi}(f) \quad \text{Рівняння (19)}$$

На Фіг. 6А представлена структурна схема блоку 610 корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, побудована на основі моделі еквівалентного каналу, описаної вище. Вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , фільтрується (гіпотетичним) відбілюючим узгодженим фільтром 612, який має характеристики  $\underline{\lambda}^H(f) (\underline{\chi}^H(f))^+$ , з метою одержання вектора відфільтрованих символів,  $\underline{r}(n)$ . Відбілюючий узгоджений фільтр виконує подвійну функцію - функцію узгодженої фільтрації для  $\underline{r}(n)$  і функцію відбілювання шуму - і використовується для спрощення побудови блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком. При практичному здійсненні характеристика відбілюючого узгодженого фільтра (автоматично) привноситься в характеристику блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком, коли блок корекції виконаний на основі вибраного критерію (наприклад, мінімальної середньоквадратичної помилки).

Вектор відфільтрованих символів,  $\underline{r}(n)$ , являє собою вихідний сигнал моделі еквівалентного каналу і може бути представлений як:

$$\underline{r}(n) = \sum_{\ell=0}^L \underline{\Gamma}(\ell) \underline{s}(n-\ell) + \underline{z}(n) = \underline{\Gamma} \underline{s}(n) + \underline{z}(n) \quad \text{Рівняння (20)}$$

де  $\underline{\Gamma}$  - матриця з блоковою структурою, складена з блоків  $L+1$  з розмірністю  $N_R \times N_T$ , що представляє послідовність матриць,  $\underline{\Gamma}(\cdot)$ , для вибірових власних імпульсів вибіленого каналу і може бути представлена як:

$$\underline{\Gamma} = [\underline{\Gamma}(0) \underline{\Gamma}(1) \dots \underline{\Gamma}(L)],$$

а  $\underline{s}(n)$  являє собою послідовність  $(L+1)$  векторів модулюючих символів і може бути представлено на як:

$$\underline{s}(n) = \begin{bmatrix} \underline{s}(n) \\ \underline{s}(n-1) \\ \dots \\ \underline{s}(n-L) \end{bmatrix}$$

Кожний вектор  $\underline{s}(n)$  містить аж до  $(L+1)N_T$  символів, а кожен символ у векторі зв'язаний з одним із власних імпульсів у матриці  $\underline{\Gamma}$ . Усі блоки  $\underline{\Gamma}$  (тобто  $\underline{\Gamma}(0)$ ,  $\underline{\Gamma}(1)$ ,  $\dots$ ,  $\underline{\Gamma}(L)$ ) є діагональними.

Потім вектор відфільтрованих символів,  $\underline{r}(n)$ , піддається фільтрації фільтром 614 прямого зв'язку, що має імпульсну характеристику  $\underline{M}_f(\cdot)$ , з метою одержання вектора скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ . Потім вектор  $\underline{s}(n)$ , що надходить з фільтра 614 прямого зв'язку, підсумовується з оцінкою спотворення,  $\underline{i}(n)$ , що надходить з фільтра 618 зворотного зв'язку, за допомогою підсумовувального пристрою 616 з метою одержання початкової наближеної оцінки,  $\underline{s}'(n)$ , вектора переданих символів,  $\underline{s}(n)$ . Потім ця початкова наближена оцінка,  $\underline{s}'(n)$ , масштабується з метою одержання вектора відновлених символів,  $\underline{u}(n)$ . (Для простоти сприйняття масштабування оцінки  $\underline{s}'(n)$  з метою одержання вектора  $\underline{u}(n)$  на Фіг.6А не показано). Цей вектор  $\underline{u}(n)$  подається також на елемент 620 вибору рішення з метою одержання вектора ремодульованих символів,  $\underline{\hat{s}}(n)$ , яким характеризуються виявлені символи для вектора  $\underline{u}(n)$ . Вектор ремодульованих символів,  $\underline{\hat{s}}(n)$ , може бути отриманий шляхом (1) демодуляції вектора відновлених символів,  $\underline{u}(n)$ , з метою одержання демодульованих даних, (2) можливого скасування перемеження, декодування, повторного кодування і перемеження демодульованих даних і (3) ремодулювання демодульованих даних на основі сукупностей сигналів, що відповідають вибраним схемам модуляції. Потім вектор ремодульованих символів,  $\underline{\hat{s}}(n)$ , фільтрується фільтром 618 зворотного зв'язку, що має імпульсну характеристику  $\underline{M}_b(\cdot)$ , а вихідний сигнал фільтра 618 зворотного зв'язку подається на підсумовувальний пристрій 616.

Блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком (DFE), використовуваний у комбінації із широкополосною передачею власних мод, формує початкову наближену оцінку,  $\underline{s}'(n)$ , вектора переданих символів,  $\underline{s}(n)$ , у момент часу  $n$ , що може бути представлена як:

$$\underline{s}'(n) = \sum_{\ell=-K_1}^0 \underline{M}_f(\ell) \underline{r}(n-\ell) + \sum_{\ell=1}^{K_2} \underline{M}_b(\ell) \underline{s}(n-\ell) \quad \text{Рівняння (21)}$$

де  $\underline{r}(n)$  - вектор відфільтрованих символів, що надходить з моделі еквівалентного каналу;

$\underline{\hat{s}}(n)$  - вектор ремодульованих символів;

$\underline{M}_f(\cdot)$  - послідовність  $(K_1+1)$  матриць прямого зв'язку, причому кожна матриця містить  $N_T \times N_R$  матричних коефіцієнтів, а

$\underline{M}_b(\cdot)$  - послідовність  $K_2$  матриць зворотного зв'язку, причому кожна матриця містить  $N_T \times N_T$  матричних коефіцієнтів.

Рівняння (21) може бути представлено також як:

$$\underline{s}'(n) = \underline{M}_f' ( ) r(n) + \underline{M}_b' \underline{s}(n) \quad \text{Рівняння (22)}$$

$$\text{де } \underline{M}_f' = [\underline{M}_f'(-K_1) \underline{M}_f'(-K_1+1) \dots \underline{M}_f'(0)];$$

$$\underline{M}_b' = [\underline{M}_b'(1) \underline{M}_b'(2) \dots \underline{M}_b'(K_2)];$$

$$\underline{s}(n) = \begin{bmatrix} \underline{s}(n-1) \\ \underline{s}(n-2) \\ \dots \\ \underline{s}(n-K_2) \end{bmatrix}; \quad \underline{\tilde{r}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\tilde{r}}(n+K_1) \\ \underline{\tilde{r}}(n+K_1-1) \\ \dots \\ \underline{\tilde{r}}(n) \end{bmatrix}.$$

Якщо для визначення матричних коефіцієнтів фільтрів прямого і зворотного зв'язку застосовуються критерії MMSE, то для  $\underline{M}_f'$  і  $\underline{M}_b'$ , можуть бути використані такі рішення, які мінімізують середньоквадратичну помилку (MSE),

$$\varepsilon = E\{\underline{e}^H(n)\underline{e}(n)\},$$

де помилка  $\underline{e}(n)$  представлена як:

$$\underline{e}(n) = \underline{s}'(n) - \underline{s}(n) \quad \text{Рівняння (23)}$$

Як правило, одночасно настроюються фільтри прямого і зворотного зв'язку, що здійснюється з метою мінімізації середньоквадратичної помилки міжсимвольних перешкод у відновлених символах.

Рішення з використанням MMSE для фільтра прямого зв'язку,  $\underline{M}_f'$ , при  $-K_1 \leq 0$ , визначається наступними лінійними обмеженнями:

$$\sum_{\ell=-K_1}^0 \underline{M}_f'(\ell) \left[ \sum_{i=0}^{-\ell} \underline{\Gamma}^H(i+\ell-m) + N_0 \delta(\ell-m) \right] = \underline{\Gamma}^H(-m) \quad \text{Рівняння (24)}$$

і може бути представлено також як:

$$\underline{M}_f' = \underline{\Gamma}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \quad \text{Рівняння (25)}$$

де

$$\underline{\tilde{\Gamma}} = \begin{bmatrix} 0_{(K_1-L)N_r \times N_r} \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(L) \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(L-1) \\ \dots \\ \underline{\tilde{\Gamma}}(0) \end{bmatrix}$$

а  $\underline{\tilde{\Phi}}_{rr}$  - матриця  $(K_1+1)N_r \times (K_1+1)N_r$ , складена з  $N_r \times N_r$  блоків,  $(i,j)$ -ний блок у  $\underline{\tilde{\Phi}}_{rr}$  наданий як:

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{\Phi}}_{rr}(i,j) &= \\ &= \sum_{\ell=0}^{K_1-i+1} \underline{\Gamma}(\ell) \underline{\Gamma}^H(\ell+i-j) + N_0 \delta(i-j) \end{aligned} \quad \text{Рівняння (26)}$$

Рішення MMSE для фільтра зворотного зв'язку може бути представлено як:

$$\begin{aligned} \underline{M}_b'(\ell) &= - \sum_{i=-K_1}^0 \underline{M}_f'(i) \underline{\Gamma}(\ell-i), \quad \text{для } 1 \leq \ell \leq K_2 \\ &= - \underline{M}_f' \underline{\tilde{\Gamma}} \end{aligned} \quad \text{Рівняння (27)}$$

де

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{\Gamma}} &= \begin{bmatrix} \underline{\tilde{\Gamma}}_1 & \underline{\tilde{\Gamma}}_2 & \dots & \underline{\tilde{\Gamma}}_L & 0_{(K_1+1)N_r \times (K_2-L)N_r} \end{bmatrix}, \quad \text{та} \\ \underline{\tilde{\Gamma}}_\ell &= \begin{bmatrix} 0_{(K_1-L+\ell)N_r \times N_r} \\ \underline{\Gamma}(L) \\ \underline{\Gamma}(\ell) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Оскільки матриці  $\underline{\Gamma}(\ell)$ , при  $0 \leq \ell$ , є діагональними, то з рівняння (25) випливає, що матричні коефіцієнти фільтра прямого зв'язку,  $\underline{M}_f'$ , при  $-K_1 \leq 0$ , також є діагональними. З цього випливає, що матричні коефіцієнти фільтра зворотного зв'язку,  $\underline{M}_b'$ , при  $1 \leq K_2$ , також є діагональними.

Фільтр прямого зв'язку і фільтр зворотного зв'язку мають частотні характеристики матриць  $\underline{m}_f(f)$  і  $\underline{m}_b(f)$  відповідно, які представлені як:

$$\begin{aligned} \underline{m}_f(f) &= \sum_{\ell=-K_1}^0 \underline{M}_f'(\ell) e^{-j2\pi f \ell}, \quad \text{та} \\ \underline{m}_b(f) &= \sum_{\ell=1}^{K_2} \underline{M}_b'(\ell) e^{-j2\pi f \ell} \end{aligned} \quad \text{Рівняння (28)}$$

Якщо рівняння (27) підставити в рівняння (21) і допустити наявність здійснених рішень (тобто  $\underline{\tilde{s}} = \underline{s}(n)$ ), то початкова наближена оцінка символів,  $\underline{s}'(n)$ , може бути представлена як:

$$\underline{s}'(n) = \underline{M}_f' \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) + \underline{M}_f' \underline{z}(n) \quad \text{Рівняння (29)}$$

$$\text{де } \underline{z}(n) = \begin{bmatrix} \underline{z}^T(n+K_1) \\ \underline{z}^T(n+K_1-1) \\ \underline{z}^T(n) \end{bmatrix}$$

З метою визначення SNR, зв'язаного з початковою наближеною оцінкою символів,  $\underline{s}'(n)$ , що надходить із блоку корекції з розв'язу вальним зворотним зв'язком, спочатку забезпечується одержання незміщеної оцінки мінімальної середньоквадратичної помилки шляхом перебування умовного середнього значення вектора переданих символів:

$$E[\underline{s}'(n) | \underline{s}(n)] = \underline{M}_f' \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) = \underline{G}_{dfe} \underline{s}(n) \quad \text{Рівняння (30)}$$

$$\text{де } \underline{G}_{dfe} = \underline{M}_f' \underline{\tilde{\Gamma}} = \underline{\tilde{\Gamma}}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \underline{\tilde{\Gamma}}$$

Далі, середнє значення  $g$ -ного елемента оцінки  $\underline{s}'(n)$ ,  $s'_i(n)$ , представлено як:

$$E[s'_i(n) | s_i(n)] = g_{dfe,ii} s_i(n),$$

де  $g_{dfe,ii}$  -  $i$ -ний діагональний елемент  $\underline{G}_{dfe}$ .

Для формування незміщеної оцінки символів,  $\underline{s}(n)$ , діагональна матриця, елементи якої є інверсією діагональних елементів  $\underline{G}_{dfe}$ , спочатку визначається як:



$$\underline{D}_{Gdfe}^{-1} = \text{diag}(1/9dfe,11, 1/9dfe,22, \dots, 1/9dfe,N_r N_r) \quad \text{Рівняння (31)}$$

Незміщена оцінка символів,  $\underline{s}(n)$  може бути, таким чином, представлена як:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}(n) &= \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \underline{s}'(n) \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \left( \underline{M}_f \tilde{\underline{r}}(n) + \underline{M}_b \tilde{\underline{s}}(n) \right) = \text{Рівняння (32)} \\ &= \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \underline{M}_f \left( \tilde{\underline{r}}(n) + \tilde{\underline{z}}(n) \right) \end{aligned}$$

Результуюча матриця коваріації помилок,  $\underline{\varphi}_{ee}$ , дана як:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_{ee} &= \underline{W}_{dfe} = \\ &= E \left\{ \left[ \underline{s}(n) - \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \underline{s}'(n) \right] \left[ \underline{s}^H(n) - \underline{s}^H(n) \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \right] \right\} = \text{Рівняння (33)} \\ &= \underline{I} - \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \underline{G}_{dfe} - \underline{G}_{dfe}^H \underline{D}_{Gdfe}^{-1} + \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \underline{G}_{dfe} \underline{D}_{Gdfe}^{-1} \end{aligned}$$

SNR, зв'язане з незміщеною оцінкою,  $\underline{s}(n)$  символу, переданого  $i$ -ною передавальною антеною, може бути, таким чином, представлено як:

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{w_{dfe,ii}} = \frac{9dfe,ii}{1 - 9dfe,ii} \quad \text{Рівняння (34)}$$

Більш докладно блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком описаний у згаданих вище [патентних заявках США №№ 09/993,087 і 10/017,308, а також і в роботі S.L. Ariyavistakul et al., "Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span" (Процесори з оптимальним просторово-часовим розділенням каналів з дисперсійними перешкодами: уніфікований аналіз і необхідний діапазон фільтрів), IEEE Trans, on Communication, Vol.7, No. 7, July 1999, що включено в даний опис як посилання].

На Фіг. 6B представлена структурна схема блоку корекції 522a, який може бути використаний у процес попереднього кодування в передавальній системі. У блоці корекції 522a вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , із процесора 360 MIMO обробки RX-даних фільтрується фільтром 634 прямого зв'язку з метою одержання вектора скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ . Характеристика фільтра 634 прямого зв'язку може бути визначена на основі критерію MMSE, як це було описано вище, або на основі яких-небудь інших методів лінійної просторової корекції.

Спочатку фільтр 634 прямого зв'язку фільтрує вектор прийнятих символів,  $\underline{r}(n)$ , з використанням імпульсної характеристики  $\underline{M}_{fix}()$  з метою одержання початкової наближеної оцінки,  $\underline{s}'(n)$ , і далі перемножує початкову наближену оцінку з матрицею  $\underline{D}_{Gdfe}^{-1}$  з метою одержання вектора скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , що являє собою незміщену оцінку вектора модулюючих символів,  $\underline{s}(n)$ . Імпульсна характеристика  $\underline{M}_{fix}()$  фільтра прямого зв'язку

може бути визначена, як це показано в рівнянні (25) при використанні критерію MMSE.

Якщо в передавальній системі застосовується попереднє кодування, скоректовані символи попадають на розширену сукупність сигналів. Потім блок 636 попередньо масштабує вектор скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , до  $\underline{E}_0^{-1}$  з метою компенсації множника  $\underline{E}_0$  у рівнянні (8) і далі виконує операцію по модулю 2M відносно результуючого вектора, як це показано в рівнянні (9), з метою одержання вектора відновлених символів,  $\underline{s}(n)$ . Операція по модулю 2M у приймачі забезпечує ефективне згортання розширеної сукупності сигналів у початкову сукупність сигналів. Потім процесор 380 обробки RX-даних демодулює, скасовує перемищення і декодує відновлені символи з метою одержання декодованих даних. З метою оцінки SNR кожного потоку відновлених символів (наприклад, на основі рівняння (34)) може бути використаний процесор 638 обробки CSI.

Завдяки попередньому кодуванню в передавальній системі, немає необхідності використовувати в приймальній системі фільтр зворотного зв'язку для блоку корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком.

Блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком може бути також виконаний на основі яких-небудь інших методів, замість методів MMSE, і це знаходиться в межах обсягу домагань даного винаходу. Наприклад, блок корекції з розв'язувальним зворотним зв'язком може бути виконаний на основі методу обернення в нуль незначущих коефіцієнтів у матриці.

Для визначених класів кодування каналу (наприклад, кодування з використанням кодів Turbo і згортального кодування) декодування в приймальній системі здійснюється на основі м'яких рішень (тобто з використанням недвійкових величин) для відновлених символів, застосовуваних замість жорстких рішень. Для досягнення підвищених робочих характеристик м'які рішення для символів у розширеній сукупності сигналів (тобто скоректованих символів) можуть бути використані безпосередньо для декодування, і операція по модулю 2M може бути випущена з причин, описаних нижче.

Вектор скоректованих символів,  $\underline{s}(n)$ , після фільтра прямого зв'язку може бути представлений, як це показано в рівнянні (8), яким є:

$$\tilde{\underline{s}}(n) = \underline{E}_0 \left[ \underline{s}(n) + 2M \underline{\mu}(n) + j \underline{v}(n) \right] + \tilde{\underline{z}}(n)$$

Вектор  $\underline{s}(n)$  містить аж до  $N_T$  скоректованих символів, і кожний скоректований символ,  $s_i(n)$  являє собою оцінку відповідного модулюючого символу,  $s_i(n)$ , який генерується в передавальній системі на основі конкретної (наприклад,  $M^2$ -QAM) сукупності сигналів. Модулюючий символ,  $s_i(n)$ , являє собою конкретну  $(x_i, y_i)$  точку в двокоординатній QAM-сукупності сигналів, і ця  $(x_i, y_i)$  сигнальна точка визначається на основі  $2 \log_2 M_i$ -кодованих розрядів, причому одні  $\log_2 M_i$ -кодовані розряди використовуються для визначення  $x_i$ , а інші  $\log_2 M_i$ -кодовані розряди використовуються для визначення  $y_i$ . Завдяки симетричності перемножування в квадратурній QAM-сукупності сигналів і відобра-

женню з використанням двійкового циклічного коду, кодовані розряди, використовувані для визначення  $x_i$ , не залежать від кодованих розрядів, використовуваних для визначення  $y_i$ . Таким чином, сигнальна  $(x_i, y_i)$  точка в двокоординатній сукупності QAM-сигналів, може розглядатися як така, що містить дві однокоординатні сигнальні точки (тобто  $x_i$  і  $y_i$ ), причому кожна сигнальна точка 1-D належить незалежній однокоординатній сукупності PAM-сигналів.

Для кожного скоректованого символу,  $s_{-i}(n)$  який підлягає демодуляції і декодуванню, при здійсненні процесу демодуляції в приймальній системі визначаються найбільш правдоподібні  $2 \log_2 M_i$ -кодовані розряди, використовувані для формування модулюючого символу,  $s_i(n)$ , що відповідає цьому скоректованому символу,  $s_{-i}(n)$ . При м'якому декодуванні на вході для кожного з  $2 \log_2 M_i$ -кодованих розрядів, що визначають скоректований символ,  $s_{-i}(n)$ , обчислюється логарифмічне відношення правдоподібності (LLR).

З метою обчислення LLR для кодованих розрядів кожний QAM-символ  $s_{-i}(n)$  може розглядатися як такий, що містить два незалежних PAM-символи,  $\text{Re}\{s_{-i}(n)\}$  і  $\text{Im}\{s_{-i}(n)\}$ . Кожний PAM-символ визначається  $\log_2 M_i$ -кодованими розрядами. Потім для кожного з  $\log_2 M_i$ -кодованих розрядів обчислюється LLR - або для  $\text{Re}\{s_{-i}(n)\}$ , або для  $\text{Im}\{s_{-i}(n)\}$ .

LLR для якого-небудь конкретного кодованого розряду,  $b_j(n)$ , при  $0 \leq j \leq \log_2 M_i$ , або для  $\text{Re}\{s_{-i}(n)\}$ , або для  $\text{Im}\{s_{-i}(n)\}$ , може бути представлено як:

$$\text{LLR}(b_j) = \ln \left[ \frac{\Pr\{b_j = 0 | s\}}{\Pr\{b_j = 1 | s\}} \right] \quad \text{Рівняння (35)}$$

Може бути представлено також наступне:

$$\Pr\{b_j = x | s\} = \sum_{s \in S_j^x} \Pr\{s, b_j\} = \sum_{s \in S_j^x} \Pr\{s, A_i\} \quad \text{Рівняння (36)}$$

$$= \sum_{s \in S_j^x} \Pr\{s | A_i\} \cdot \Pr\{A_i\}$$

де  $A = \text{Re}\{s_{-i}(n)\}$  або  $\text{Im}\{s_{-i}(n)\}$ ,  $S_j^0$  являє собою групу  $M_i$ -сигнальних точок PAM, для яких  $b_j=0$ , а  $S_j^1$  являє собою групу  $M_i$ -сигнальних точок PAM, для яких  $b_j=1$ .

Таким чином, рівняння (35) може бути представлено як:

$$\text{LLR}(b_j) = \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} \Pr\{s | A_i\} \cdot \Pr\{A_i\}}{\sum_{s \in S_j^1} \Pr\{s | A_i\} \cdot \Pr\{A_i\}} \right] \quad \text{Рівняння (37)}$$

У спеціальному випадку, коли символи  $A_i$  підлягають передачі з однаковою імовірністю, рівняння (37) може бути представлено як:

$$\text{LLR}(b_j) = \ln \left[ \frac{\Pr\{b_j = 0 | A_i\}}{\Pr\{b_j = 1 | A_i\}} \right] = \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} \Pr\{s | A_i\} \cdot \Pr\{A_i\}}{\sum_{s \in S_j^1} \Pr\{s | A_i\} \cdot \Pr\{A_i\}} \right] \quad \text{Рівняння (38)}$$

$$= \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} \Pr\{A_i | s\}}{\sum_{s \in S_j^1} \Pr\{A_i | s\}} \right] = \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{s \in S_j^1} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}}} \right]$$

Оскільки

$$\Pr\{A_j\} = \prod_{j=1}^{\log_2 M_i} \Pr\{b_j\} \quad \text{Рівняння (39)}$$

$$\Pr\{s | A_j\} = e^{-\frac{(A_j - s)^2}{2\sigma^2}}$$

рівняння (37) може бути представлено як:

$$\text{LLR}(b_j) = \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}} \cdot \prod_{k=1}^{\log_2 M_i} \Pr\{b_k\}}{\sum_{s \in S_j^1} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}} \cdot \prod_{k=1}^{\log_2 M_i} \Pr\{b_k\}} \right] \quad \text{Рівняння (40)}$$

$$= \ln \left[ \frac{\sum_{s \in S_j^0} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}} \cdot \prod_{k=1, k \neq j}^{\log_2 M_i} \Pr\{b_k\}}{\sum_{s \in S_j^1} e^{-\frac{(A_i - s)^2}{2\sigma^2}} \cdot \prod_{k=1, k \neq j}^{\log_2 M_i} \Pr\{b_k\}} \right] + \ln \left[ \frac{\Pr\{b_j = 0\}}{\Pr\{b_j = 1\}} \right]$$

$$= \text{LLR}_e(b_j) + \text{LLR}_a(b_j)$$

де  $\text{LLR}_e(b_j)$  представляє "сторонню" інформацію для кодованого розряду  $b_j$ , а  $\text{LLR}_a(b_j)$  представляє інформацію а priori для кодованого розряду  $b_j$ .

Інформація а priori  $\text{LLR}_a(b_j)$  може бути отримана від окремого джерела або може бути оцінена декодером з функцією виправлення помилок (наприклад, декодером кодів Turbo, згортальних кодів або блокових кодів) і спрямована назад на елемент скасування символівного відображення. Виявлення і декодування може здійснюватися на основі ітеративної схеми. Одна з таких ітеративних схем виявлення і декодування описана в [патентній заявці США, №10/005,104, що називається "Iterative Detection and Decoding for a MIMO-OFDM system" (Ітеративне виявлення і декодування для системи MIMO-OFDM) і поданої 3 грудня, 2001р., права на яку належать власникові прав на дану заявку, і яка включена в даний опис як посилання]. Якщо для одержання модулюючих символів у передавачі використовується символне відображення не на основі двійкового циклічного коду, ітеративна схема виявлення і декодування може забезпечити поліпшені робочі характеристики в приймачі.

Завдяки попередньому кодуванню в передавальній системі, скоректований символ,  $s_i(n)$ , належить розширеній сукупності сигналів (тобто  $\text{Re}\{s_i(n)\}$  і  $\text{Im}\{s_i(n)\}$  належать до розширених сукупностей PAM-сигналів). Виконання операції по модулю 2M відносно  $\text{Re}\{s_i(n)\}$  і  $\text{Im}\{s_i(n)\}$  дозволяє згорнути розширену сукупність сигналів у початкову сукупність сигналів, що є правильною дією, якщо для  $\text{Re}\{s_i(n)\}$  і  $\text{Im}\{s_i(n)\}$  повинні бути отримані жорсткі рішення. Проте, якщо має місце кодування каналу, а для обчислення LLR кодованих розрядів для кодів Turbo застосовуються м'які рішення (або показник переходу для м'якого рішення декодування згортальних кодів по алгоритму Вітербі), то згортання розширеної сукупності сигналів перед обчисленням LLR розрядів або показників переходу може привести до серйозного погіршення робочих характеристик декодера.

З метою забезпечення поліпшених характеристик декодування операція по модулю 2M може бути виключена, а обчислення LLR розрядів може бути здійснене відносно розширеної сукупності сигналів. Групи  $S_i^0$  і  $S_i^1$  можуть бути розширені для того, щоб відповідати розширеній сукупності сигналів шляхом додавання  $2M \cdot d$ , де  $d$  - ціле число, до кожної сигнальної точки у вихідних групах  $S_i^0$  і  $S_i^1$  з метою формування розширених груп  $S_i^0$  і  $S_i^1$  відповідно. Потім на основі розширених груп може бути обчислене LLR, як це показано в рівнянні (40).

Діапазон можливих значень  $d$  може бути визначений на основі множини варіантів реалізації каналу. У результаті моделювання з використанням великого числа варіантів реалізації каналу було встановлено, що  $d = -2, -1, 0, 1, 2$  може виявитися достатнім. При такому діапазоні значень  $d$  кардинальне число розширених груп  $S_i^0$  і  $S_i^1$  у п'ять разів перевищує вихідні групи  $S_i^0$  і  $S_i^1$ . Це підвищує ступінь складності обчислення LLR. З метою приведення ступеня складності обчислення LLR відносно розширених груп до того ж ступеня складності, як і при обчисленні LLR відносно вихідних груп, тільки сигнальні точки, що знаходяться в межах  $\pm M$  прийнятої сигнальної точки можуть прийматися до уваги для обчислення LLR або показників переходу.

Способи попереднього кодування, наведені в даному описі для каналу з багатопроменевим поширенням сигналу в системі MIMO, можуть бути здійснені в різних безпроводних комунікаційних системах, що включають, але не обмежуються ними, системи MIMO і CDMA. Ці способи можуть бути також використані для системи MIMO, у якій застосовується OFDM. Ці способи можуть бути також використані для лінії прямого зв'язку і/або лінії зворотного зв'язку.

Способи попереднього кодування можуть бути здійснені також різними засобами. Наприклад, ці способи можуть бути застосовані в засобах апаратного забезпечення, у засобах програмного забезпечення або в комбінації цих засобів. Для застосування в засобах апаратного забезпечення елементи, використовувані для здійснення різноманітних операцій обробки сигналів у передавачі (наприклад, кодування і модулювання даних, попереднього кодування модульованих символів, попередньої обробки попередньо кодованих символів і так далі) і в приймачі (наприклад, попередньої обробки прийнятих вибірок, корекції прийнятих символів, демодуляції і декодування відновлених або скоректованих символів і так далі), можуть бути реалізовані в одній або більше спеціалізованих інтегральних схемах (ASIC), у цифрових сигнальних процесорах (DSP), у пристроях цифрової обробки даних (DSPD), у програмувальних логічних пристроях (PLD), у вентильних матрицях з експлуатаційним програмуванням (FPGA), у процесорах, у контролерах, у мікроконтролерах, у мікропроцесорах і в інших електронних блоках, виконаних з можливістю виконання описаних тут функцій, або в комбінаціях перерахованих вище пристроїв.

Для застосування в засобах програмного забезпечення деякі або всі операції обробки сигналів, як у передавачі, так і в приймачі, можуть виконуватися разом з модулями (наприклад, процедури, функції і так далі), що виконані з можливістю виконання описаних тут функцій. Коди програмного забезпечення можуть зберігатися в запам'ятовуючому пристрої (наприклад, у запам'ятовуючих пристроях 332 і 372, показаних на Фіг.3) і реалізовуватися процесором (наприклад, контролерами 330 і 370). Запам'ятовуючий пристрій може бути виконаний за одне ціле з процесором або у вигляді приставки до процесора, причому в цьому випадку він може бути виконаний з можливістю встановлення зв'язку з процесором за допомогою різних засобів, відомих у даній галузі техніки.

Заголовки в даний опис включені для посилення і призначені для полегшення розміщення визначених розділів. Ці заголовки не спрямовані на обмеження обсягу описаних під ними концепцій, що можуть бути застосованими в інших розділах даного опису.

Наведений вище опис розкритих варіантів здійснення винаходу даний для того, щоб фахівець у даній галузі техніки зміг створити і використовувати даний винахід. Фахівці в даній галузі техніки можуть легко внести різні зміни в ці варіанти здійснення винаходу, і загальні принципи, визначені в даному описі, можуть бути застосовані до інших варіантів без відхилення від суті або обсягу домагань даного винаходу. Таким чином, даний винахід не може обмежуватися наведеними в даному описі варіантами його здійснення і претендує на самий широкий обсяг домагань, що узгоджується з розкритими в даному описі принципами і новими ознаками.

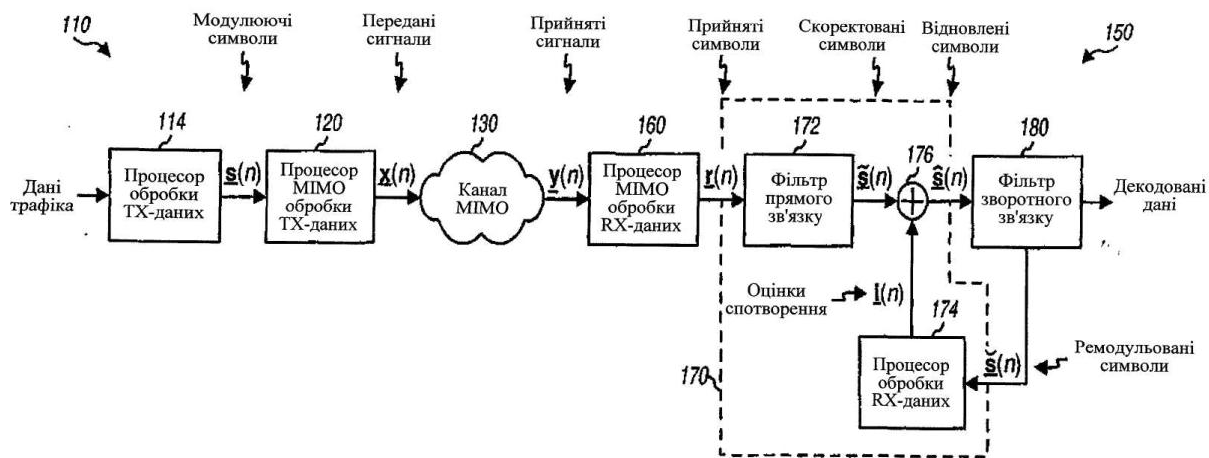


Fig. 1

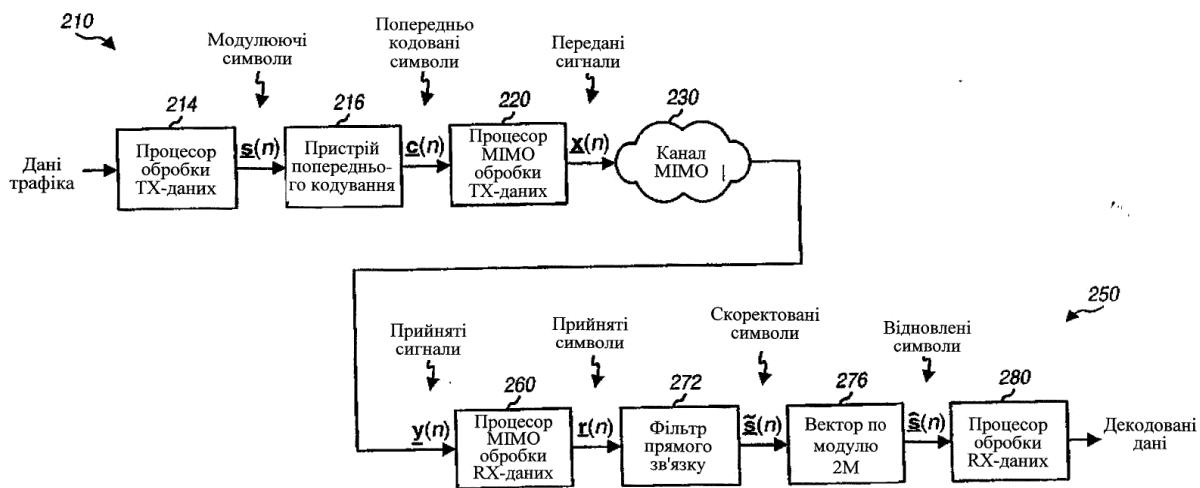


Fig. 2

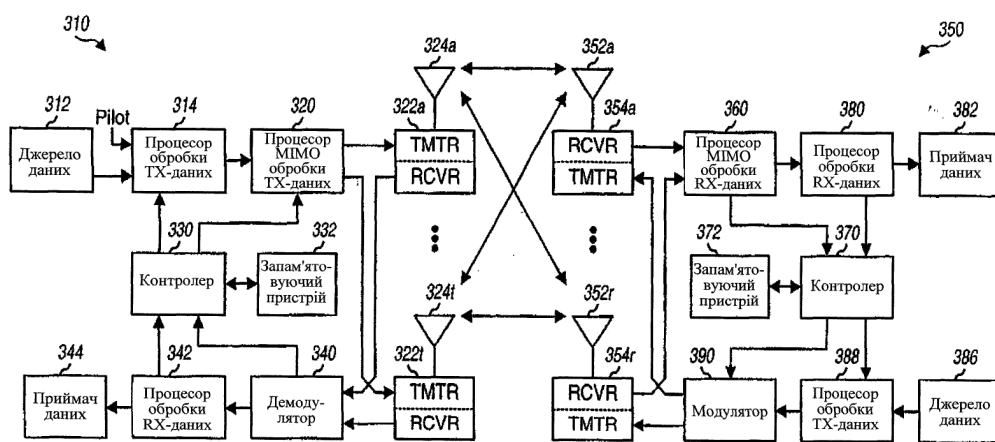
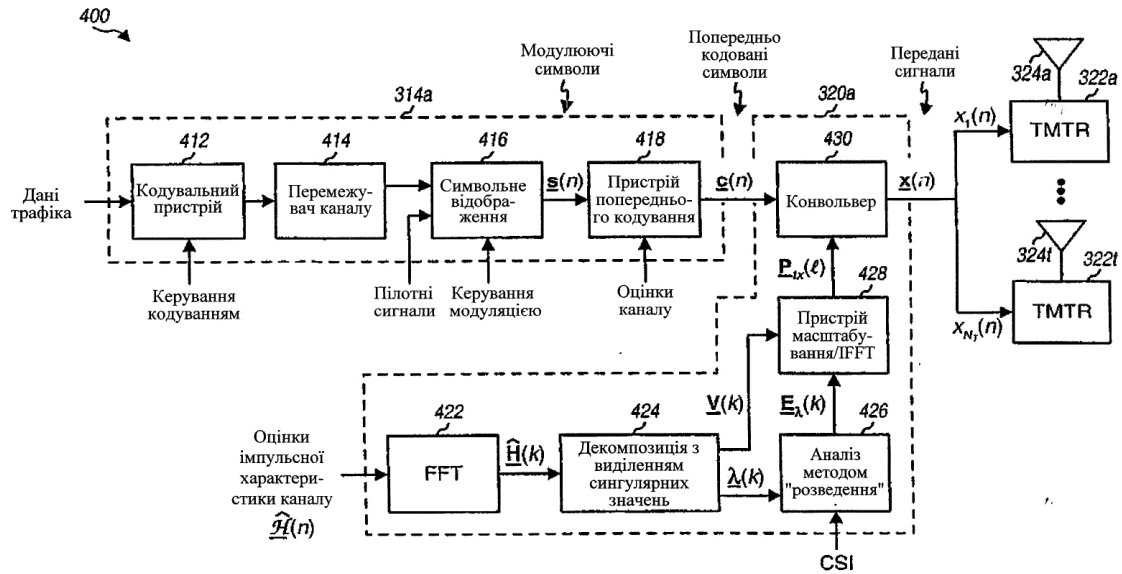
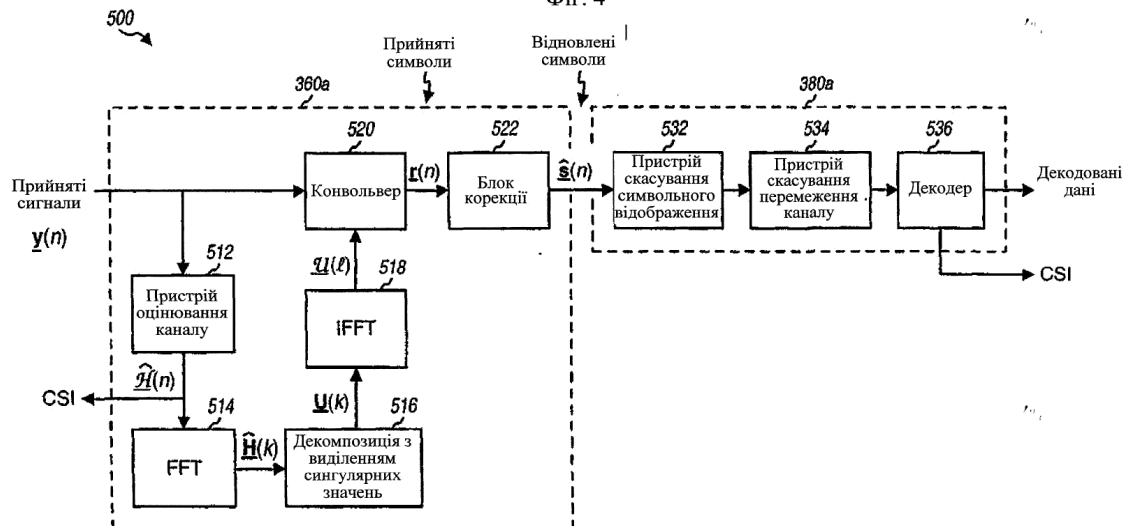


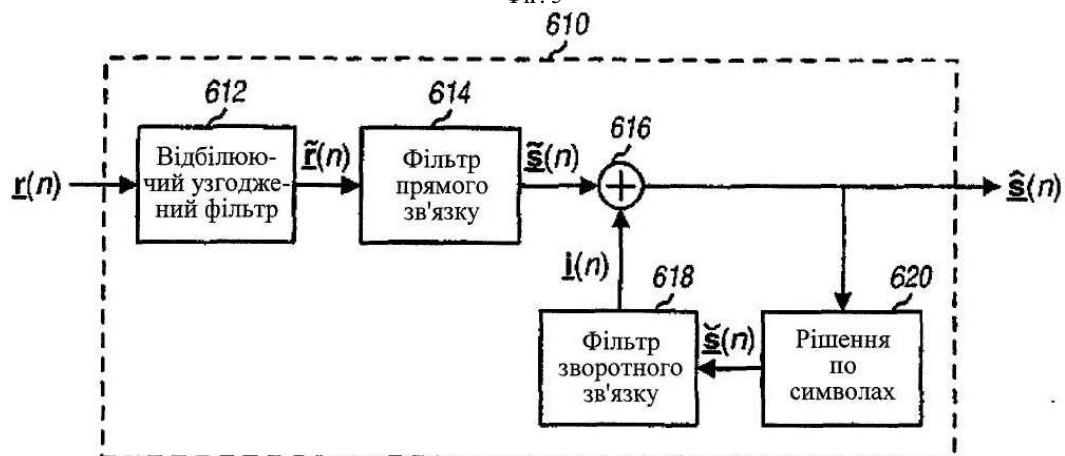
Fig. 3



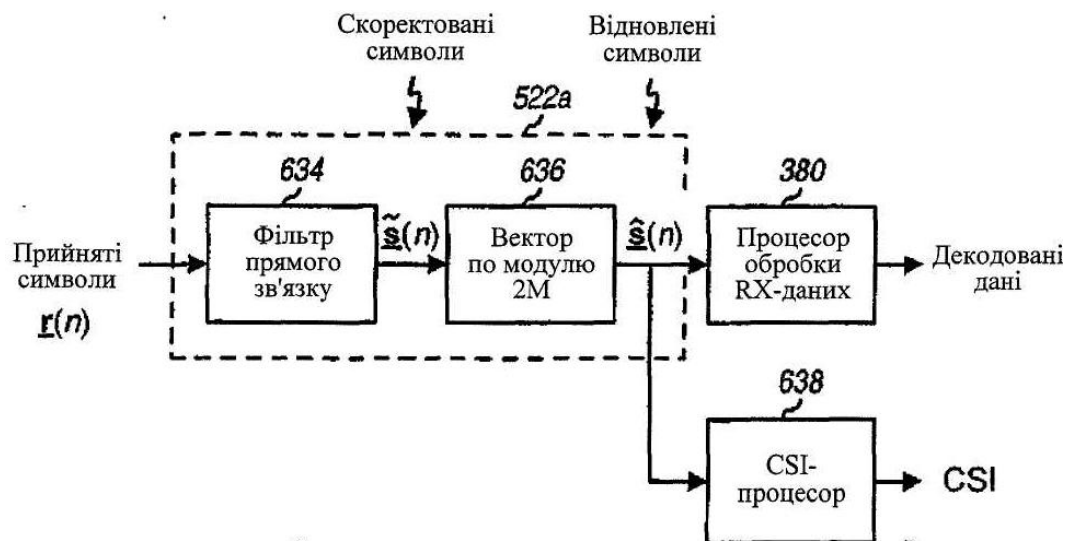
Фіг. 4



Фіг. 5



Фіг. 6А



Фіг. 6В