



УКРАЇНА

(19) UA (11) 83705 (13) C2
(51) МПК (2006)
H04L 25/02
H04L 27/26
H04B 7/06 (2006.01)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) СПОСІБ І ПРИСТРІЙ (ВАРІАНТИ) ПЕРЕДАЧІ ПІЛОТ-СИГНАЛУ ТА СПОСІБ І ПРИСТРІЙ (ВАРІАНТИ) ВИКОНАННЯ ОЦІНКИ КАНАЛУ У БЕЗПРОВІДНІЙ СИСТЕМІ ЗВ'ЯЗКУ

1

2

(21) а200607451
(22) 03.12.2004
(24) 11.08.2008
(86) РСТ/US2004/040429, 03.12.2004
(31) 10/890,718
(32) 13.07.2004
(33) US
(31) 60/527,201
(32) 05.12.2003
(33) US
(46) 11.08.2008, Бюл.№ 15, 2008 р.
(72) ГОРЕ ДХАНАНДЖАЙ АШОК, АГРАВАЛ АВ-
НІШ, КАДОУС ТАМЕР
(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД
(56) US 2003016637 A1, 23.01.2003
EP 1158709 A, 28.11.2001
US 200307677 A1, 24.04.2003
US 2003072254 A1, 17.04.2003
XP 001143806, 01.2002
WO 0176110 A, 11.10.2001
(57) 1. Спосіб передачі пілот-сигналу у
безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що
містить етапи:
генерують перший набір з Т масштабованих
пілотних символів за допомогою першого вектора
з Т коефіцієнтів, де Т - ціле число більше одиниці, і
в якому перший набір масштабованих пілотних
символів призначений для використання для
оцінки каналу приймачами з однією антеною;
вибірково генерують щонайменше Т-1 додаткових
наборів з Т масштабованих пілотних символів за
допомогою щонайменше Т-1 додаткових векторів,
якщо щонайменше один приймач з множиною
антен повинен підтримуватися системою, кожний
додатковий вектор включає в себе Т коефіцієнтів,
причому перший і щонайменше Т-1 додаткових
векторів є різними векторами у матриці, і причому
перший і щонайменше Т-1 додаткових наборів
масштабованих пілотних символів призначені для
використання для оцінки каналу щонайменше
одним приймачем з множиною антен; і
передають кожний набір з Т масштабованих пілот-
них символів за допомогою Т передавальних ан-
тен, по одному масштабованому пілотному симво-
лу від кожної передавальної антени.

2. Спосіб за п. 1, в якому перший і щонайменше Т-
1 додаткових векторів ортогональні один одному.
3. Спосіб за п. 1, в якому Т-1 додаткових наборів з
Т масштабованих пілотних символів генерують за
допомогою Т-1 додаткових векторів.
4. Спосіб за п. 3, в якому перший вектор і Т-1 до-
даткових векторів є Т векторами матриці Уолша.
5. Спосіб за п. 1, в якому кожний набір з Т масшта-
бованих пілотних символів передають в одному
періоді символу.
6. Спосіб за п. 1, в якому в системі зв'язку з мно-
жиною антен використовують мультиплексування
з ортогональним частотним розділенням каналів
(OFDM), і в якому кожний з Т масштабованих піло-
тних символів у кожному наборі передають від
відповідної однієї з Т передавальних антен у групі
з Р піддіапазонів, де Р - ціле число більше одини-
ці.
7. Спосіб за п. 6, в якому Р піддіапазонів рівномір-
но розподіляють по всіх N піддіапазонах і відділя-
ють N/P піддіапазонами.
8. Спосіб за п. 6, в якому перший набір масштабо-
ваних пілотних символів передають у першій групі
піддіапазонів, і в якому щонайменше Т-1 додатко-
вих наборів масштабованих пілотних символів
передають у другій групі піддіапазонів, яка не пе-
рекривається з першою групою піддіапазонів.
9. Спосіб за п. 8, в якому піддіапазони у кожній з
першої і другої груп рівномірно розподіляють по
всіх N піддіапазонах.
10. Спосіб за п. 8, в якому перший набір масшта-
бованих пілотних символів передають безперерв-
но у першій групі піддіапазонів.
11. Спосіб за п. 8, в якому щонайменше Т-1 додат-
кових наборів масштабованих пілотних символів
циклічно повторюють, і кожний додатковий набір
масштабованих пілотних символів передають у
другій групі піддіапазонів у відповідному інтервалі
часу.
12. Спосіб за п. 8, в якому в першу і другу групи
включають однакову кількість піддіапазонів.
13. Пристрій передачі пілот-сигналу у безпроводній
системі зв'язку з множиною антен, що містить:
блок обробки пілот-сигналу, призначений для

(19) UA (11) 83705 (13) C2

генерації першого набору з T масштабованих пілотних символів за допомогою першого вектора з T коефіцієнтів, де T - ціле число більше одиниці, причому перший набір масштабованих пілотних символів призначений для використання для оцінки каналу приймачами з однією антеною, і вибіркової генерації щонайменше $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою щонайменше $T-1$ додаткових векторів, якщо щонайменше один приймач з множиною антен повинен підтримуватися системою, кожний додатковий вектор включає в себе T коефіцієнтів, причому перший і щонайменше $T-1$ додаткових векторів є різними векторами у матриці, і причому перший і щонайменше $T-1$ додаткових наборів масштабованих пілотних символів призначені для використання для оцінки каналу щонайменше одним приймачем з множиною антен; і множини блоків передачі, призначених для формування і передачі кожного набору з T масштабованих пілотних символів за допомогою T передавальних антен, по одному масштабованому пілотному символу на кожну передавальну антену.

14. Пристрій за п. 13, в якому блок обробки пілот-сигналу призначений для генерації $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою $T-1$ додаткових векторів, причому перший вектор і $T-1$ додаткових векторів є T векторами матриці Уолша.

15. Пристрій за п. 13, в якому система зв'язку з множиною антен використовує мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM).

16. Пристрій за п. 15, в якому кожний з T масштабованих пілотних символів в кожному наборі передається від відповідної однієї з T передавальних антен у групі з P піддіапазонів, де P - ціле число більше одиниці, причому P піддіапазонів рівномірно розподілені по всіх N піддіапазонах і відділені N/P піддіапазонами.

17. Пристрій за п. 15, в якому перший набір масштабованих пілотних символів передається безперервно у першій групі піддіапазонів, причому щонайменше $T-1$ додаткових наборів масштабованих пілотних символів передають у другій групі піддіапазонів, яка не перетинається з першою групою піддіапазонів.

18. Пристрій передачі пілот-сигналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить: засіб для генерації першого набору з T масштабованих пілотних символів за допомогою першого вектора з T коефіцієнтів, де T - ціле число більше одиниці, причому перший набір масштабованих пілотних символів призначений для використання для оцінки каналу приймачами з однією антеною; засіб для вибіркової генерації щонайменше $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів щонайменше за допомогою $T-1$ додаткових векторів, якщо щонайменше один приймач з множиною антен повинен підтримуватися системою, кожний додатковий вектор включає в себе T коефіцієнтів, причому перший і щонайменше $T-1$ додаткових векторів є різними векторами у матриці, і при цьому перший і щонайменше $T-1$ додаткових наборів масштабованих пілотних символів призначені для використання для оцінки каналу

щонайменше одним приймачем з множиною антен; і

засіб для передачі кожного набору з T масштабованих пілотних символів через T передавальних антен, по одному масштабованому пілотному символу на кожну передавальну антену.

19. Пристрій за п. 18, в якому $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів генерується за допомогою $T-1$ додаткових векторів, причому перший вектор і $T-1$ додаткових векторів є T векторами матриці Уолша.

20. Спосіб передачі пілот-сигналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить етапи:

генерують M наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою M різних векторів матриці, де T - ціле число більше одиниці і M - ціле число, що дорівнює або більше T , причому кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів; і

передають кожний з M наборів з T масштабованих пілотних символів від T передавальних антен, причому M наборів з T масштабованих пілотних символів призначені для використання для оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

21. Спосіб за п. 20, в якому M векторів не ортогональні один одному.

22. Спосіб за п. 20, в якому число $M \times T$ коефіцієнтів в M векторах вибирають для мінімізації помилок оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

23. Спосіб за п. 20, в якому число $M \times T$ коефіцієнтів в M векторах вибирають, базуючись на сумі зв'язаних середньоквадратичних помилок оцінки каналу для приймачів з однією антеною і приймачів з множиною антен.

24. Спосіб за п. 20, в якому M наборів з T масштабованих пілотних символів циклічно повторюють, і кожний набір передають за допомогою T передавальних антен у відповідному інтервалі часу.

25. Спосіб за п. 20, в якому в системі зв'язку з множиною антен використовують мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM), причому кожний з T масштабованих пілотних символів у кожному наборі передають від відповідної однієї з T передавальних антен у групі P піддіапазонів, де P - ціле число більше одиниці.

26. Спосіб за п. 25, в якому P піддіапазонів рівномірно розподіляють по всіх N піддіапазонах і відділяють N/P піддіапазонами.

27. Пристрій передачі пілот-сигналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить:

блок обробки пілот-сигналу, призначений для генерації M наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою M різних векторів матриці, де T є цілим числом більше одиниці, і M - ціле число, що дорівнює або більше T , причому кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів; і

множину блоків передачі, призначених для формування і передачі кожного з M наборів з T масштабованих пілотних символів від T передавальних антен, причому M наборів з T масштабованих пілотних символів призначені для використання для оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

28. Пристрій за п. 27, в якому M векторів не ортогональні один одному.

29. Пристрій передачі пілот-сигналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить:

засіб для генерації M наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою M різних векторів матриці, де T є цілим числом більше одиниці, і M - ціле число, що дорівнює або більше T , причому кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів; і засіб для передачі кожного з M наборів з T масштабованих пілотних символів від T передавальних антен, причому M наборів з T масштабованих пілотних символів призначені для використання для оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

30. Спосіб виконання оцінки каналу у приймачі безпроводної системи зв'язку з множиною антен, що використовує мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM), що містить етапи:

одержують за допомогою R приймальних антен $R \times M$ наборів з P прийнятих пілотних символів для $T \times M$ наборів з P масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою $T \times M$ коефіцієнтів у матриці $T \times M$, де R , T і P - цілі числа більше одиниці, M - ціле число, що дорівнює або більше T , M груп з R наборів формують для $R \times M$ наборів, і M груп з T наборів формують для $T \times M$ наборів, причому один коефіцієнт у матриці $T \times M$ використовують для генерації кожного набору з P масштабованих пілотних символів, і причому кожну групу з T наборів з P масштабованих пілотних символів передають від T передавальних антен в P піддіапазонах;

одержують початкову оцінку частотної характеристики у частотній області для кожного набору з P прийнятих пілотних символів, причому $R \times M$ початкових оцінок частотної характеристики одержують для $R \times M$ наборів з P прийнятих пілотних символів; одержують початкову оцінку імпульсної характеристики у часовій області для кожної початкової оцінки частотної характеристики, причому $R \times M$ початкових оцінок імпульсної характеристики одержують для $R \times M$ початкових оцінок частотної характеристики;

одержують $R \times T$ остаточних оцінок імпульсної характеристики у часовій області, базуючись на $R \times M$ початкових оцінках імпульсної характеристики і на матриці $T \times M$; і

одержують остаточну оцінку частотної характеристики у частотній області для кожної остаточної оцінки імпульсної характеристики, причому $R \times T$ остаточних оцінок частотної характеристики виводяться для $R \times T$ остаточних оцінок імпульсної характеристики і представляють оцінку каналу з множиною входів і множиною виходів (MIMO) між T передавальних антен і R приймальних антен.

31. Спосіб за п. 30, в якому M дорівнює T , і матриця $T \times M$ є матрицею Уолша.

32. Спосіб за п. 30, в якому $T \times M$ коефіцієнтів у матриці $T \times M$ вибирають для мінімізації помилок оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

33. Спосіб за п. 30, в якому $T \times M$ коефіцієнтів у T векторах вибирають, базуючись на сумі зважених середньоквадратичних помилок оцінки каналу для

приймачів з однією антеною і приймачів з множиною антен.

34. Спосіб за п. 30, в якому одну групу з T наборів з P масштабованих пілотних символів передають завжди, а інші $M-1$ груп з T наборів з P масштабованих пілотних символів передають, тільки якщо щонайменше один приймач з множиною антен повинен підтримуватися системою.

35. Спосіб за п. 30, в якому одну групу з R наборів з P прийнятих пілотних символів одержують за допомогою R приймальних антен у першій групі з P піддіапазонів, і інші $M-1$ груп з R наборів з P прийнятих пілотних символів одержують за допомогою R приймальних антен у другій групі P піддіапазонів.

36. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: для кожної з $R \times T$ остаточних оцінок імпульсної характеристики, встановлюють у нуль значення відведень, які нижчі визначеного порогового значення.

37. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: для кожної з $R \times T$ остаточних оцінок імпульсної характеристики, встановлюють у нуль останні відведення з L -го по P -ий, де L є очікуваним розкидом затримок для системи.

38. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: фільтрують набори прийнятих пілотних символів, що відповідають наборам масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою того ж самого вектора з T коефіцієнтів у матриці $T \times M$.

39. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: фільтрують початкові оцінки частотної характеристики, що відповідають наборам масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою того ж самого вектора з T коефіцієнтів у матриці $T \times M$.

40. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: фільтрують початкові оцінки імпульсної характеристики, що відповідають наборам масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою того ж самого вектора з T коефіцієнтів у матриці $T \times M$.

41. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: фільтрують остаточні оцінки імпульсної характеристики.

42. Спосіб за п. 30, що додатково містить етап: фільтрують остаточні оцінки частотної характеристики.

43. Пристрій для оцінки каналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що використовує мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM), що містить:

множину блоків прийому, призначених для одержання за допомогою R приймальних антен $R \times M$ наборів з P прийнятих пілотних символів для $T \times M$ наборів з P масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою $T \times M$ коефіцієнтів у матриці $T \times M$, де R , T і P - цілі числа більше одиниці, M - ціле число, що дорівнює або більше T , M груп з R наборів сформовані для $R \times M$ наборів, і M груп з T наборів сформовані для $T \times M$ наборів, причому один коефіцієнт у матриці $T \times M$ використовується для генерації кожного набору з P масштабованих пілотних символів, і причому кожну групу з T наборів з P масштабованих пілотних символів передають за допомогою T передавальних антен на P піддіапазонах; і

блок оцінки каналу, призначений для

одержання початкової оцінки частотної характеристики у частотній області для кожного набору з P прийнятих пілотних символів, причому RxM початкових оцінок частотної характеристики одержують для RxM наборів з P прийнятих пілотних символів, одержання початкової оцінки імпульсної характеристики у часовій області для кожної початкової оцінки частотної характеристики, причому RxM початкових оцінок імпульсної характеристики виводяться для RxM початкових оцінок частотної характеристики,

одержання RxT остаточних оцінок імпульсної характеристики у часовій області, базуючись на RxM початкових оцінках імпульсної характеристики і матриці TxM , і

одержання остаточної оцінки частотної характеристики у частотній області для кожної остаточної оцінки імпульсної характеристики, причому RxT остаточних оцінок частотної характеристики виводяться для RxT остаточних оцінок імпульсної характеристики і представляють оцінку каналу з множиною входів і множиною виходів між T передавальних антен і R приймальних антен.

44. Пристрій за п. 43, в якому блок оцінки каналу додатково призначений для фільтрації прийнятих пілотних символів, початкових оцінок частотної характеристики, початкових оцінок імпульсної характеристики, остаточних оцінок імпульсної характеристики або остаточних оцінок частотної характеристики.

45. Пристрій для оцінки каналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що використовує мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів (OFDM), що містить:

засіб для одержання за допомогою R приймальних антен RxM наборів з P прийнятих пілотних символів для TxM наборів з P масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою TxM коефіцієнтів у матриці TxM , де R , T і P - цілі числа більше одиниці, M - ціле число, що дорівнює або більше T , M груп з R наборів сформовані для RxM наборів, і M груп з T наборів сформовані для TxM наборів, причому один коефіцієнт у матриці TxM використовується для генерації кожного набору з P масштабованих пілотних символів, причому кожна група з T наборів з P масштабованих пілотних символів передається за допомогою T передавальних антен на P піддіапазонах;

засіб для одержання початкової оцінки частотної характеристики у частотній області для кожного набору з P прийнятих пілотних символів, в якому RxM початкових оцінок частотної характеристики виводяться для RxM наборів з P прийнятих пілотних символів;

засіб для одержання початкової оцінки імпульсної характеристики у часовій області для кожної початкової оцінки частотної характеристики, в якому RxM початкових оцінок імпульсної характеристики виводяться для RxM початкових оцінок частотної характеристики;

засіб для одержання RxT остаточних оцінок імпульсної характеристики у часовій області, базуючись на RxM початкових оцінках імпульсної характеристики і матриці TxM ; і

засіб для одержання остаточної оцінки частотної характеристики у частотній області для кожної

остаточної оцінки імпульсної характеристики, в якому RxT остаточних оцінок частотної характеристики виводяться для RxT остаточних оцінок імпульсної характеристики і представляють оцінку каналу з множиною входів і множиною виходів між T передавальних антен і R приймальних антен.

46. Пристрій за п. 45, що додатково містить: засіб для фільтрації прийнятих пілотних символів, початкових оцінок частотної характеристики, початкових оцінок імпульсної характеристики, остаточних оцінок імпульсної характеристики або остаточних оцінок частотної характеристики.

47. Спосіб виконання оцінки каналу у приймачі у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить етапи:

одержують за допомогою R приймальних антен M наборів з R прийнятих пілотних символів для M наборів з T масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою M різних векторів матриці і переданих за допомогою T передавальних антен, де R і T - цілі числа більше одиниці і M - ціле число, що дорівнює або більше T , кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів, причому коефіцієнти в M векторах вибирають для забезпечення оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен;

і виконують множення матриці з M наборів з R прийнятих пілотних символів на інверсію даної матриці для одержання оцінок RxT коефіцієнтів посилення каналів між T передавальними антенами і R приймальними антенами.

48. Спосіб за п. 47, в якому M векторів не ортогональні один одному.

49. Спосіб за п. 47, в якому коефіцієнти в M векторах вибирають для мінімізації помилок оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен.

50. Спосіб за п. 47, в якому коефіцієнти в M векторах вибирають, базуючись на сумі зважених середньоквадратичних помилок оцінки каналу для приймачів з однією антеною і приймачів з множиною антен.

51. Пристрій для оцінки каналу у системі зв'язку з множиною антен, що містить:

множину блоків прийому, призначених для одержання за допомогою R приймальних антен M наборів з R прийнятих пілотних символів для M наборів з T масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою M різних векторів матриці і переданих за допомогою T передавальних антен, де R і T - цілі числа більше одиниці і M - ціле число, що дорівнює або більше T , причому кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів, і коефіцієнти в M векторах вибираються для забезпечення оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен; і

блок оцінки каналу, призначений для виконання множення матриці з M наборів з R прийнятих пілотних символів на інверсію даної матриці для одержання оцінок RxT коефіцієнтів посилення каналів між T передавальними антенами і R приймальними антенами.

52. Спосіб виконання оцінки каналу у приймачі у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, що містить етапи:

одержують за допомогою однієї приймальної антени M прийнятих пілотних символів для M наборів з T масштабованих пілотних символів, генерованих за допомогою M різних векторів матриці і переданих за допомогою T передавальних антен, де T - ціле число більше одиниці, і M - ціле число, що дорівнює або більше T , причому кожний вектор включає в себе T коефіцієнтів, при цьому коефіці-

єнти в M векторах вибирають для забезпечення оцінки каналу приймачами з однією антеною і приймачами з множиною антен; і фільтрують M прийнятих пілотних символів для одержання оцінки складового каналу з множиною входів і одним виходом (MISO) між T передавальними антенами і однією прийнятною антеною.

Дана патентна заявка заявляє пріоритет за попередньою [заявкою №60/527 201, озаглавленою «Incremental Pilot Insertion for Hybrid MISO/MIMO Systems», зареєстрованою 5 грудня 2003р., яка передана правонаступнику даної заявки і включена у цей документ за допомогою посилання].

Даний винахід відноситься у загальному випадку до передачі даних, а більш конкретно - до передачі пілот-сигналу для безпроводної системи зв'язку з множиною антен.

Система зв'язку з множиною антен використовує множину (T) передавальних антен і одну або більшу кількість (R) приймальних антен для передачі даних і пілот-сигналу. Система з множиною антен може, таким чином, являти собою систему з множиною входів і множиною виходів (MIMO) або систему з множиною входів і одним виходом (MISO). У системі MIMO, MIMO-канал, сформований множиною передавальних антен і множиною приймальних антен, складається з S просторових каналів, де $S < \min\{T, R\}$. S просторових каналів можуть використовуватися для передачі даних паралельно для досягнення більш високої повної пропускної здатності і/або надмірності для досягнення більшшої надійності. У системі MISO, MISO-канал, сформований множиною передавальних антен і однією прийнятною антеною, складається з одного просторового каналу. Однак, множина передавальних антен може використовуватися для передачі даних з надмірністю для досягнення більшшої надійності.

Точна оцінка безпроводного каналу між передавачем і приймачем звичайно необхідна для відновлення даних, що надсилаються через безпроводний канал. Оцінку каналу звичайно виконують, надсилаючи пілот-сигнал від передавача і вимірюючи даний пілот-сигнал у приймачі. Пілот-сигнал складається з символів модуляції, які відомі заздалегідь і передавачу, і приймачу. Приймач може, таким чином, оцінювати відгук каналу, базуючись на прийнятих пілотних символах і відомих переданих пілотних символах.

Система з множиною антен може одночасно підтримувати приймачі MISO (які є приймачами, обладнаними однією антеною) і приймачі MIMO (які є приймачами, обладнаними множиною антен). Для приймачів MISO і MIMO звичайно потрібні різні оцінки каналу і, таким чином, вони мають різні вимоги для передачі пілот-сигналу, як описано нижче. Оскільки передача пілот-сигналу представляє непродуктивні витрати у системі з множиною антен, бажано мінімізувати передачу пілот-

сигналу до можливої міри. Однак передача пілот-сигналу повинна бути такою, щоб приймачі MISO і приймачі MIMO могли одержувати оцінки каналу достатньої якості.

Тому у попередньому рівні техніки існує потреба у способах ефективної передачі пілот-сигналу у системі з множиною антен.

Описані схеми ефективної передачі пілот-сигналу для систем зв'язку з множиною антен з однією несучою і з множиною несучих. У загальному випадку для приймачів MISO переважно, щоб пілот-сигнал передавався в одному просторовому напрямі від множини (T) передавальних антен так, щоб прийняті пілотні символи можна було фільтрувати для одержання оцінок каналу більш високої якості. Для приймачів MIMO звичайно потрібно, щоб пілот-сигнал передавався у різних просторових напрямках від T передавальних антен так, щоб можна було оцінювати коефіцієнти посилення каналу для різних пар передавальної і приймальної антен.

В одній схемі передачі пілот-сигналу визначається одна «навчаюча» матриця з коефіцієнтів, яка може використовуватися для передачі пілот-сигналу для приймачів MISO і для приймачів MIMO. Навчаюча матриця містить M навчаючих векторів, де $M \geq T$, і кожний навчаючий вектор містить T коефіцієнтів. M навчаючих векторів направлені в M різних просторових напрямках і не ортогональні один одному для цієї схеми передачі пілот-сигналу. Кожний навчаючий вектор використовується для генерації відповідного набору з T масштабованих пілотних символів для передачі від T передавальних антен. M наборів з T масштабованих пілотних символів можуть генеруватися за допомогою M навчаючих векторів і передаватися, наприклад, в M періодах символу. M наборів з T масштабованих пілотних символів підходять для використання для оцінки каналу приймачами MISO і приймачами MIMO. Число $M \times T$ коефіцієнтів у навчаючій матриці можна вибирати, наприклад, для мінімізації помилок оцінки каналу приймачами MISO і приймачами MIMO.

В іншій («інкрементній») схемі передачі пілот-сигналу, перший набір з T масштабованих пілотних символів генерується за допомогою першого навчаючого вектора і передається (наприклад, безперервно) від T передавальних антен. Якщо щонайменше один приймач MIMO повинен підтримуватися системою, то щонайменше $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів генеруються за допомогою щонайменше $T-1$ додаткових навчаючих векторів і передаються T

передавальними антенами. Наприклад, додаткові набори масштабованих пілотних символів можуть циклічно повторюватися, і кожний додатковий набір масштабованих пілотних символів може передаватися у відповідний період символу. Навчаючи вектори можуть визначатися так, щоб вони були ортогональні один одному для підвищення ефективності оцінки каналу. Кожний приймач MISO може оцінювати свій MISO-канал, базуючись на першому наборі масштабованих пілотних символів. Кожний приймач MIMO може оцінювати свій MIMO-канал, базуючись на першому і додаткових наборах масштабованих пілотних символів.

Якщо система з множиною антен використовує ортогональне мультиплексування з частотним розділенням каналів (OFDM), то кожний масштабований пілотний символ може передаватися відповідною передавальною антеною у групі з P піддіапазонів, де $P > 1$. Це дозволяє приймачам MISO і MIMO оцінювати повну частотну характеристику своїх MISO- і MIMO-каналів, відповідно. Також описані способи оцінки каналу. Різні аспекти і варіанти здійснення винаходу також описані більш детально нижче.

Особливості і характер даного винаходу пояснюються нижче у докладному описі з посиланнями на креслення, на яких однакові посилальні позиції ідентифікують відповідні елементи по всьому документу і на яких показано наступне:

Фіг.1 - система з множиною антен з передавачем і двома приймачами;

Фіг.2A і 2B - оцінка каналу, що виконується приймачем MISO і приймачем MIMO, відповідно, у 4x4 - системі;

Фіг.3 - структура піддіапазону для системи OFDM з множиною антен;

Фіг.4A - схема передачі пілот-сигналу за допомогою звичайної навчаючої матриці для приймачів MISO і для приймачів MIMO;

Фіг.4B - інкрементна схема передачі пілот-сигналу;

Фіг.5 - процес передачі пілот-сигналу у системі з множиною антен з використанням інкрементної схеми передачі пілот-сигналу;

Фіг.6 - структурна схема передавача, приймача MISO і приймача MIMO у системі з множиною антен;

Фіг.7 - передавальний (ПД) блок просторової обробки і блок передачі у передавачі; і

Фіг.8A і 8B - блок прийому і блок оцінки каналу, відповідно, для приймача MIMO.

Використовуване слово «зразковий» означає «такий, що служить як приклад, або ілюстрація». Будь-який варіант здійснення або зразок, описаний як «зразковий», не обов'язково повинен розглядатися як переважний або такий, що має переваги у порівнянні з іншими варіантами здійснення або зразками.

1. Система з множиною антен з однією несучою

Фіг.1 показує систему 100 зв'язку з множиною антен з передавачем 110 і двома приймачами 150a і 150b. Для простоти, передавач 110 має дві передавальні антени, приймач MISO 150a має одну приймальну антену, і приймач MIMO 150b має дві приймальні антени.

MISO-канал, сформований цими двома антенами у передавачі і однією антеною у приймачі MISO, може характеризуватися 1x2 вектор-рядком $\underline{h}_{\text{miso}}$ відгуку каналу, який може бути виражений як

$$\underline{h}_{\text{miso}} = [h_1 \ h_2] \quad \text{Рівняння (1)}$$

де елемент h_j для $j=1, 2$ означає комплексний коефіцієнт посилення каналу між передавальною антеною і однією антеною у приймачі MISO. Вектор звичайно виражається як стовпець, і вектор-рядок звичайно виражається як рядок.

MIMO-канал, сформований цими двома антенами у передавачі і цими двома антенами у приймачі MIMO, може характеризуватися 2x2 матрицею \underline{H} відгуку каналу, яка може бути виражена як:

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (2)}$$

де елемент h_{ij} для $i=1, 2$ і $j=1, 2$, означає комплексний коефіцієнт посилення каналу між передавальною антеною j і приймальною антеною i у приймачі MIMO. Канал з одним входом/одним виходом (SISO) існує між кожною парою антен. Чотири елементи в \underline{H} вказують коефіцієнти посилення каналу для чотирьох SISO-каналів MIMO-каналу. Матриця \underline{H} може також розглядатися як така, що містить один вектор-рядок \underline{h}_i відгуку каналу для кожної приймальної антени i .

Передавач може передавати пілотний символ від кожної передавальної антени, щоб надати можливість приймачам MISO і MIMO оцінювати їх відповідні відгуки MISO- і MIMO-каналу. Кожний пілотний символ - символ модуляції, який відомий заздалегідь передавачу і приймачу. Для полегшення оцінки каналу приймачами, передавач може множити пілотний символ p_j для кожної передавальної антени j на відповідний коефіцієнт $u_{j,m}$, використовуючи блок 112 множення, до передачі від передавальної антени, як показано на Фіг.1.

Прийнятий символ у приймачі MISO може тоді бути виражений як:

$$r_{\text{miso},m} = \underline{h}_{\text{miso}} \cdot \underline{u}_m + n_{\text{miso}} = h_1 \cdot u_{1,m} + h_2 \cdot u_{2,m} + n_{\text{miso}} \quad \text{Рівняння (3)}$$

де $r_{\text{miso},m}$ прийнятий символ для приймача MISO;

$\underline{u}_m = [u_{1,m} \ u_{2,m}]^T \in 2 \times 1$ вектором коефіцієнтів, що використовуються для передачі пілот-сигналу, де «T» означає транспонування; і

n_{miso} є шумом у приймачі MISO.

Вектор \underline{u}_m також згадується як «навчаючий» вектор, оскільки він використовується для передачі пілот-сигналу.

Прийняті символи у приймачі MIMO для тієї ж самої передачі пілот-сигналу можуть бути виражені як:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_m &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}_m + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} r_{1,m} \\ r_{2,m} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} h_{11} \cdot u_{1,m} + h_{12} \cdot u_{2,m} + n_1 \\ h_{21} \cdot u_{1,m} + h_{22} \cdot u_{2,m} + n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Рівняння (4)}$$

де $\mathbf{r}_m = [r_{1,m}, r_{2,m}]^T$ є 2×1 вектором прийнятих символів для приймача MIMO;

$\mathbf{n} = [n_1, n_2]^T$ - вектор шуму для приймача MIMO.

Для простоти, пілотні символи не показані у рівняннях (3) і (4).

Передавач звичайно передає дані з надмірністю від обох передавальних антен у приймач MISO. У цьому випадку приймач MISO повинен виконувати оцінку тільки складового MISO-каналу, яка дорівнює $h_{\text{miso}} = h_1 + h_2$, і не повинен оцінювати коефіцієнти посилення каналу h_1 і h_2 для окремих SISO-каналів, які складають MISO-канал. Якщо ці два коефіцієнти рівні (наприклад, $u_{1,m} = u_{2,m}$), то приймач MISO може усереднювати (або фільтрувати) прийняті символи, одержані протягом множини періодів символу, для одержання більш високої оцінки каналу. Період символу відноситься до тривалості часу, протягом якого передаються дані або пілотний символ.

Передавач може передавати дані паралельно від обох передавальних антен у приймач MIMO для поліпшення пропускної здатності. У цьому випадку приймач MIMO повинен (1) оцінювати коефіцієнти посилення каналу h_{11} , h_{12} , h_{21} і h_{22} для окремих SISO-каналів, які складають MIMO-канал, і (2) використовувати ці оцінки коефіцієнта посилення каналу для відновлення передачі даних. Однак для описаної вище передачі пілот-сигналу приймач MIMO має тільки два рівняння для двох прийнятих символів $r_{1,m}$ і $r_{2,m}$, як показано у рівнянні (4). Приймачу MIMO необхідно два додаткових рівняння для визначення чотирьох невідомих коефіцієнтів посилення каналу. Передавач може забезпечувати оцінку MIMO-каналу, передаючи пілотні символи з використанням двох різних навчаючих векторів \mathbf{u}_a і \mathbf{u}_b у двох періодах символу. Прийняті символи у приймачі MIMO можуть потім бути виражені як:

$$\mathbf{r}_a = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}_a + \mathbf{n} \quad \mathbf{r}_b = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}_b + \mathbf{n} \quad \text{Рівняння (5)}$$

де \mathbf{r}_a і \mathbf{r}_b є двома векторами прийнятих символів протягом двох періодів символу. MIMO-канал передбачається постійним протягом двох періодів символу. Приймач MIMO тепер має чотири рівняння для чотирьох прийнятих символів у цих двох векторах \mathbf{r}_a і \mathbf{r}_b . Якщо коефіцієнти у навчаючих векторах \mathbf{u}_a і \mathbf{u}_b вибрані відповідним чином, то приймач MIMO може визначати чотири невідомих коефіцієнти посилення каналу, базуючись на векторах \mathbf{r}_a , \mathbf{r}_b , \mathbf{u}_a і \mathbf{u}_b .

Для простоти, наведений вище опис відноситься до 2×2 системи, в якій передавач має дві передавальні антени, і приймачі мають максимум дві приймальні антени. У загальному випадку система з множиною антен може включати в себе передавачі і приймачі з будь-якою кількістю антен, тобто T і R можуть бути будь-якими цілими

числами. Для забезпечення оцінки каналу приймачем MIMO, передавач може передавати пілот-сигнал, використовуючи M навчаючих векторів (наприклад, в M періодів символу), де у загальному випадку $M \geq T$. Кожний навчаючий вектор містить T коефіцієнтів для T передавальних антен.

Прийняті символи для приймача MIMO в TxR системі можуть бути виражені як:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{N} \quad \text{Рівняння (6)}$$

де $\mathbf{R} \in R \times M$ матрицею прийнятих символів протягом M періодів символу;

$\mathbf{H} \in R \times T$ матрицею відгуків каналу для приймача MIMO;

$\mathbf{U} \in T \times M$ навчаючою матрицею коефіцієнтів, що використовуються протягом M періодів символу; і

$\mathbf{N} \in R \times M$ матрицею шуму у приймачі MIMO протягом M періодів символу.

Матриця \mathbf{U} містить M навчаючих векторів або стовпців (тобто $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_a \ \mathbf{u}_b \ \dots \ \mathbf{u}_M]$), де один навчаючий вектор використовується для передачі пілот-сигналу у кожний період символу. Матриця \mathbf{R} містить M векторів або стовпців прийнятих символів протягом M періодів символу (тобто $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_a \ \mathbf{r}_b \ \dots \ \mathbf{r}_M]$). Приймач MIMO може одержувати оцінку MIMO-каналу наступним чином:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{R} \cdot \mathbf{U}^{-1} = (\mathbf{H} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{N}) \cdot \mathbf{U}^{-1} = \\ &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^{-1} + \mathbf{N} \cdot \mathbf{U}^{-1} \end{aligned} \quad \text{Рівняння (7)}$$

Матриця $\hat{\mathbf{H}}$ оцінених відгуків каналу також може бути одержана виконанням деякої іншої лінійної операції з матрицею \mathbf{R} прийнятих символів.

Прийняті символи для приймача MISO для тієї ж самої передачі пілот-сигналу у TxR системі можуть виражатися як:

$$\mathbf{r}_{\text{miso}} = \mathbf{h}_{\text{miso}} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{n}_{\text{miso}} \quad \text{Рівняння (8)}$$

де $\mathbf{r}_{\text{miso}} \in 1 \times M$ вектор-рядком прийнятих символів протягом M періодів символу;

$\mathbf{h}_{\text{miso}} \in 1 \times T$ вектор-рядком відгуків каналу для приймача MISO; і

$\mathbf{n}_{\text{miso}} \in 1 \times M$ вектор-рядком шуму у приймачі MISO протягом M періодів символу.

Вектор-рядок \mathbf{r}_{miso} містить M прийнятих символів протягом M періодів символу (тобто $\mathbf{r}_{\text{miso}} = [\mathbf{r}_{\text{miso},a} \ \mathbf{r}_{\text{miso},b} \ \dots \ \mathbf{r}_{\text{miso},M}]$).

Приймач MISO звичайно повинен виконувати оцінку тільки складового MISO-каналу, яка дорівнює $\mathbf{h}_{\text{miso}} = h_1 + h_2 + \dots + h_T$, а не окремих SISO-каналів MISO-каналу. Складовий MISO-канал може оцінюватися тільки за допомогою одного навчаючого вектора в \mathbf{U} . Наприклад, якщо навчаючий вектор містить всі одиниці, то складовий MISO-канал може оцінюватися як прийняті символи, або

$\hat{\mathbf{h}}_{\text{miso}} \cong \mathbf{r}_{\text{miso}}$. Для приймача MISO переважно, щоб навчаючі вектори в \mathbf{U} були однаковими і були направлені у тому ж самому просторовому напрямі так, щоб прийняті символи з $\mathbf{r}_{\text{miso},a}$ по $\mathbf{r}_{\text{miso},M}$ мож-

на було б фільтрувати для одержання більш точної оцінки складового MISO-каналу.

Приймач MIMO звичайно повинен оцінювати коефіцієнти посилення окремих SISO-каналів MIMO-каналу, або R-T елементів матриці \underline{H} відгуку каналу. Це потребує, щоб M навчаючих векторів в \underline{U} були різними і були направлені у різних просторових напрямках. Краща ефективність оцінки MIMO-каналу може бути досягнута, коли \underline{U} є унітарною матрицею, і M навчаючих векторів ортогональні один одному. Ця умова ортогональності може бути виражена як: $\underline{U}^H \cdot \underline{U} = \underline{I}$, де \underline{I} є одиничною матрицею і « H » означає спряжене транспонування. Умова ортогональності може еквівалентно бути виражена як: $\underline{u}_m^H \cdot \underline{u}_\lambda = 0$, для $\lambda = a \dots M$, $m = a \dots M$, і $\lambda \neq m$.

Як приклад, для 2×2 системи, наступні навчаючі матриці $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{miso}}$ і $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$ можуть використовуватися для приймачів MISO і MIMO, відповідно:

$$\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{miso}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{U}_{2 \times 2}^{\text{mimo}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{рівняння (9)}$$

Як описано вище і як зазначено у рівнянні (9), для приймачів MISO і MIMO переважні різні навчаючі матриці.

Одна загальна навчаюча матриця $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$ може визначатися і використовуватися для одночасної підтримки приймачів MISO і приймачів MIMO, наступним чином:

$$\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}} = \begin{bmatrix} u_{1,a} & u_{1,b} \\ u_{2,a} & u_{2,b} \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (10)}$$

Коефіцієнти у навчаючій матриці $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$ вибираються для забезпечення хорошої ефективності оцінки каналу для приймачів MISO і для приймачів MIMO. Ефективність оцінки каналу може визначатися кількісно відповідно до різних критеріїв. В одному з варіантів здійснення коефіцієнти в $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$ вибираються для мінімізації помилок оцінки каналу для приймачів MISO і для приймачів MIMO. Це може бути реалізовано обчисленням помилки оцінки каналу для приймача MISO і помилки оцінки каналу для приймача MIMO для даної матриці $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$, обчисленням повної помилки оцінки каналу для приймачів MISO для приймачів MIMO і настройки/вибору коефіцієнтів $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$ так, щоб повна помилка оцінки каналу була мінімальною. Помилкам оцінки каналу для приймачів MISO і MIMO можуть присвоюватися різні ваги при обчисленні повної помилки оцінки каналу. Наприклад, помилка оцінки каналу для кожного приймача може обчислюватися як середньоквадратична помилка між загальною навчаючою матрицею (наприклад, $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$) і необхідною навчаючою матрицею (напри-

клад, $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{miso}}$ або $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$) для цього приймача, і повна помилка оцінки каналу може потім обчислюватися як сума зважених середньоквадратичних помилок для приймачів MISO і MIMO. В іншому варіанті здійснення коефіцієнти в $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$ вибираються для мінімізації погіршення ефективності виявлення для приймачів MISO і для приймачів MIMO. Інші критерії можуть також використовуватися для вибору коефіцієнтів. Помилки і погіршення можуть визначатися за допомогою обчислень, комп'ютерного моделювання, емпіричних вимірювань і т.д. Коефіцієнти можуть також вибиратися на основі параметрів системи і/або вимог до системі, таких як, наприклад, кількість приймачів MISO і кількість приймачів MIMO у системі, пріоритет приймачів MISO відносно приймачів MIMO і т.д. Коефіцієнти можуть вибиратися один раз і після цього використовуватися для передачі пілот-сигналу. Коефіцієнти можуть також змінюватися періодично або динамічно, базуючись на різних факторах (таких як кількість приймачів MISO і MIMO, відносний пріоритет між приймачами MISO і MIMO і т.д.).

Для 4×4 системи, наступні навчаючі матриці $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{miso}}$ і $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{mimo}}$ можуть використовуватися для приймачів MISO і MIMO, відповідно:

$$\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{miso}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{і} \quad \underline{U}_{4 \times 4}^{\text{mimo}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (11)}$$

Також, єдина загальна навчаюча матриця $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{com}}$ може визначатися і використовуватися для одночасної підтримки приймачів MISO і приймачів MIMO, наступним чином:

$$\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{com}} = \begin{bmatrix} u_{1,a} & u_{1,b} & u_{1,c} & u_{1,d} \\ u_{2,a} & u_{2,b} & u_{2,c} & u_{2,d} \\ u_{3,a} & u_{3,b} & u_{3,c} & u_{3,d} \\ u_{4,a} & u_{4,b} & u_{4,c} & u_{4,d} \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (12)}$$

де $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{com}} = [u'_a \ u'_b \ u'_c \ u'_d]$ і u'_m , для $m = a, b, c, d$ є m -тим навчаючим вектором або стовпцем $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{com}}$.

Коефіцієнти у навчаючій матриці $\underline{U}_{4 \times 4}^{\text{com}}$ вибираються для забезпечення хорошої ефективності оцінки каналу для приймачів MISO і для приймачів MIMO і на основі різних міркувань, які описані вище для навчаючої матриці $\underline{U}_{2 \times 2}^{\text{com}}$.

В одній зі схем передачі пілот-сигналу передавач передає пілот-сигнал, використовуючи навчаючі вектори в $\underline{U}_{4 \times 4}^{com}$. Наприклад, передавач може циклічно використовувати чотири навчаючих вектори в $\underline{U}_{4 \times 4}^{com}$ і передавати пілот-сигнал, використовуючи \underline{u}'_a у періоді n символу, \underline{u}'_b - у наступному періоді $n+1$ символу, потім \underline{u}'_c у періоді $n+2$ символу, потім \underline{u}'_d у періоді $n+3$ символу, потім повертатися назад до \underline{u}'_a у періоді $n+4$ символу і т.д.

Фіг.2А ілюструє оцінку каналу, що виконується приймачем MISO в 4×4 системі для першої схеми передачі пілот-сигналу. Передавач передає пілот-сигнал за допомогою циклічного використання чотирьох навчаючих векторів $\underline{U}_{4 \times 4}^{com}$, як описано вище. Прийнятими символами для приймача MISO є $r_{miso}(n) = \underline{h}_{miso} \cdot \underline{u}'_a + n_{miso}$ протягом періоду n символу, $r_{miso}(n+1) = \underline{h}_{miso} \cdot \underline{u}'_b + n_{miso}$ протягом періоду $n+1$ символу, і т.д., як показано на Фіг.2А. Приймач MISO може фільтрувати прийняті символи, наприклад, використовуючи фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (FIR, KIX), для одержання оцінки складового MISO-каналу $\hat{h}_{miso}(n)$ у періоді n символу наступним чином:

$$\hat{h}_{miso}(n) = \sum_{i=L_1}^{L_2} c(i) \cdot r_{miso}(n-i) \quad \text{Рівняння (13)}$$

де $c(i)$ для $i=L_1 \dots L_2$ є коефіцієнтами для фільтра FIR; i

L_1 і L_2 є межами часу для фільтра FIR.

Для каузального фільтра FIR, $L_1=0$, $L_2 \geq 1$, і оцінка складового MISO-каналу \hat{h}_{miso} є зваженою сумою прийнятих символів для L_2 попередніх періодів символу і поточного періоду символу. Для некаузального фільтра FIR $L_1 \geq 1$, $L_2 \geq 1$ і оцінка складового MISO-каналу \hat{h}_{miso} є зваженою сумою прийнятих символів протягом L_2 попередніх періодів символу, поточного періоду символу і L_1 майбутніх періодів символу. Буферизація L_1 прийнятих символів необхідна для втілення некаузального фільтра FIR.

Фіг.2В ілюструє оцінку каналу, що виконується приймачем MIMO в 4×4 системі для першої схеми передачі пілот-сигналу. Передавач передає пілот-сигнал, використовуючи навчаючу матрицю $\underline{U}_{4 \times 4}^{com}$, як описано вище. Прийнятими символами для приймача MIMO є $r(n) = H \cdot \underline{u}'_a + n$ протягом періоду n символу, $r(n+1) = H \cdot \underline{u}'_b + n$ протягом періоду $n+1$ символу і т.д., як показано на Фіг.2В. «Блок пілот-сигналів» може визначатися як найменший проміжок часу, протягом якого всі навчаючі вектори використовуються для передачі пілот-сигналу. Для прикладу, показаного на Фіг.2В, блок пілот-сигналів - чотири періоди символу. Приймач MIMO може фільтрувати прийняті символи для пілот-сигналу, переданого за допомогою тих самих навчаючих векторів, наприклад, фільтрувати $r(n-2)$ і $r(n+2)$ для навчаючого вектора \underline{u}'_c , $r(n-1)$ і $r(n+3)$ для навчаючого вектора \underline{u}'_d і т.д. Приймач MIMO

може також одержувати оцінки коефіцієнта посилення окремого каналу, базуючись на (фільтрованих або нефільтрованих) прийнятих символах, одержаних протягом одного блоку пілот-сигналів, як показано на Фіг.2В. Наприклад, матриця R може формуватися за допомогою чотирьох векторів прийнятих символів з $r(n)$ по $r(n+3)$, і оцінки коефіцієнта посилення каналу можуть обчислюватися для R , як показано у рівнянні (7).

Для простоти, Фіг.2А і 2В показують MISO- і MIMO-канали, які є статичними протягом всієї тривалості часу періодів з $n-2$ по $n+5$ символу. Для поліпшення ефективності оцінки каналу блок пілот-сигналів повинен бути коротшим за час когерентності MISO- і MIMO-каналів. Час когерентності - тривалість часу, протягом якого безпровідний канал, як очікується, залишиться приблизно постійним.

Концепція, описана вище для 4×4 системи, може бути розширена на будь-яку TxR систему.

Одна загальна навчаюча матриця $\underline{U}_{T \times M}^{com}$ може визначатися за допомогою коефіцієнтів, вибраних як описано вище. Передавач передає пілот-сигнал, використовуючи всі навчаючі вектори в $\underline{U}_{T \times M}^{com}$. Приймачі MISO і MIMO можуть оцінювати свої MISO- і MIMO-канали, відповідно, базуючись на всіх прийнятих символах протягом передачі пілот-сигналу.

Система з множиною антен з множиною несучих

Система з множиною антен може використовувати множину несучих для даних і передачі пілот-сигналу. Множина несучих може забезпечуватися за допомогою OFDM, деяких інших методів модуляції множини несучих, або деякої іншої структури. OFDM фактично ділить всю ширину смуги пропускання системи (W) на множину (N) ортогональних піддіапазонів. Ці піддіапазони також згадуються як тони, піднесучі, елементи кодованого сигналу і частотні канали. Що стосується OFDM, кожний піддіапазон зв'язаний з відповідною піднесучою, яка може модулюватися даними. Система OFDM з множиною антен може використовувати тільки підмножину з усіх N піддіапазонів для даних і передачі пілот-сигналу і використовувати інші піддіапазони як піддіапазони захисту, щоб система відповідала вимогам спектральної маски. Для простоти, подальший опис передбачає, що всі N піддіапазонів можуть використовуватися для даних і передачі пілот-сигналу.

Безпровідний канал між передавачем і приймачем у системі OFDM з множиною антен може піддаватися частотно-селективному завмиранню, частотна характеристика якого змінюється у смузі системи. N піддіапазонів для кожного SISO-каналу можуть у такому випадку бути пов'язані з різними коефіцієнтами посилення складового каналу. Точна оцінка каналу для всіх N піддіапазонів може бути необхідна для відновлення переданих даних на деяких або на всіх цих піддіапазонах.

MISO-канал для приймача MISO у системі OFDM з множиною антен може характеризуватися набором з N вектор-рядків відгуку каналу $h_{miso}(k)$ для $k=1 \dots N$. Кожний вектор-рядок $h_{miso}(k)$ має роз-

мірність $1 \times T$ і містить T елементів для коефіцієнтів посилення каналу між T передавальними антенами і однією приймальною антеною для k -того піддіапазону. MIMO-канал для приймача MIMO у системі OFDM з множиною антен може характеризуватися набором з N матриць відгуку каналу $\underline{H}(k)$ для $k=1 \dots N$. Кожна матриця $\underline{H}(k)$ має розмірність $R \times T$ і містить $R \cdot T$ елементів для коефіцієнтів посилення каналу між T передавальними антенами і R приймальними антенами для k -того піддіапазону.

Відгук каналу для кожного SISO-каналу може характеризуватися або імпульсною характеристикою каналу у часовій області, або відповідною частотною характеристикою каналу у частотній області. Частотна характеристика каналу є дискретним перетворенням Фур'є (ДПФ) імпульсної характеристики каналу. Імпульсна характеристика каналу для кожного SISO-каналу може характеризуватися L сигналами в області часу, де L - звичайно набагато менше загальної кількості піддіапазонів, або $L < N$. Таким чином, якщо на передавальну антену подається імпульс, то L вибірок у часовій області з частотою дискретизації W МГц одержані у приймальній антені для цього імпульсу впливу, були б достатні для того, щоб характеризувати відгук SISO-каналу. Необхідна кількість сигналів (L) для імпульсної характеристики каналу залежить від розкиду затримок у системі, який визначається різницею у часі між найбільш ранніми і останніми екземплярами сигналу, що надходять, з достатньою енергією у приймачі. Оскільки тільки L сигналів необхідні для імпульсної характеристики каналу, частотна характеристика для кожного SISO-каналу може повністю визначатися на основі оцінки коефіцієнта посилення каналу тільки для L відповідно вибраних піддіапазонів, замість всіх N піддіапазонів.

Фіг.3 показує структуру піддіапазону, який може використовуватися для передачі пілот-сигналу у системі OFDM з множиною антен. Пілотний символ передається у кожному з P пілотних піддіапазонів, які є піддіапазонами, що використовуються для передачі пілот-сигналу, причому у загальному випадку $N > P$. Для поліпшення ефективності і спрощення обчислення, P пілотних піддіапазонів можуть рівномірно розподілятися по всіх N піддіапазонах так, що послідовні пілотні піддіапазони відділені N/P піддіапазонами. Інші $N-P$ піддіапазонів можуть використовуватися для передачі даних і згадуються як піддіапазони даних.

Пілот-сигнал може передаватися різними способами у системі OFDM з множиною антен. Передача пілот-сигналу може залежати від конкретної вибраної для використання навчаючої матриці. Декілька зразкових схем передачі пілот-сигналу описані нижче.

Фіг.4А показує першу схему передачі пілот-сигналу для системи OFDM з множиною антен. Згідно з цією схемою, передавач передає пілот-сигнал, використовуючи навчаючу матрицю \underline{U}^{com} , елементи/коефіцієнти якої вибираються так, щоб одночасно підтримувати приймачі MISO і приймачі MIMO. Передавач може циклічно повторювати навчаючі вектори в \underline{U}^{com} і використовувати один навчаючий вектор \underline{u}_m^t , у кожному періоді символу

OFDM. Той самий навчаючий вектор \underline{u}_m^t , може використовуватися для кожного з пілотних піддіапазонів P . Для простоти, Фіг.4А показує передачу пілот-сигналу для системи з чотирма передавальними антенами.

Приймач MISO у системі OFDM з множиною антен може оцінювати повну частотну характеристику MISO-каналу, використовуючи різні методи оцінки каналу. Для прямої оцінки за методом найменших квадратів, приймач MISO спочатку одержує набір з P прийнятих символів для P пілотних піддіапазонів у кожний період символу OFDM, який може бути позначений як $P \times 1$ вектор $\underline{r}_p = [r_{miso}(k_1) \ r_{miso}(k_2) \ \dots \ r_{miso}(k_p)]^T$. Приймач MISO потім одержує початкову оцінку частотної характеристики складового MISO-каналу, яка є $P \times 1$ вектором $\underline{h}_{miso}^{init}$, базуючись на прийнятих символах. Кожний з P елементів $\underline{h}_{miso}^{init}$ представляє початкову оцінку складового MISO-каналу для відповідного пілотного піддіапазону.

Приймач MISO потім обчислює оцінку за методом найменших квадратів імпульсної характеристики складового MISO-каналу наступним чином:

$$\underline{\eta}_{miso}^{ls} = \underline{W}_{P \times P}^H \cdot \underline{h}_{miso}^{init} \quad \text{Рівняння (14)}$$

де $\underline{W}_{P \times P} \in P \times P$ матрицею ДПФ; і

$\underline{\eta}_{miso}^{ls} \in P \times 1$ вектором для оцінки за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу.

Матриця ДПФ $\underline{W}_{P \times P}$ визначається так, що (i, j) -пбq елемент, $w_{i,j}$, задається як:

$$w_{i,j} = e^{-j2\pi \frac{(i-1)(j-1)}{P}}, \quad \text{Рівняння (15)}$$

для $i=1 \dots P$ $j=1 \dots P$

де i - індекс рядка, j - індекс стовпця. Рівняння (14) представляє 2-вимірне ЗШПФ (зворотне швидке перетворення Фур'є) для початкової оцінки $\underline{h}_{miso}^{init}$ частотної характеристики для одержання оцінки за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу $\underline{\eta}_{miso}^{ls}$. Вектор $\underline{\eta}_{miso}^{ls}$ може піддаватися пост-обробці, наприклад, (1) шляхом встановлення у нуль елементів/відведень зі значенням, меншим ніж визначене порогове значення, і/або (2) встановлення елементів/відведень з L -го по P -ий у даному векторі у нуль. Вектор $\underline{\eta}_{miso}^{ls}$ потім доповнюється нулями до довжини N .

Приймач MISO може потім одержувати остаточну оцінку частотної характеристики для всіх N піддіапазонів складового MISO-каналу, базуючись на доповненій нулями оцінці за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу $\underline{\eta}_{eff,N}^{ls}$, наступним чином:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{miso}} = \mathbf{W}_{N \times N} \cdot \mathbf{h}_{\text{miso}}^{\text{ls}} \quad \text{Рівняння (16)}$$

де $\mathbf{W}_{N \times N} \in N \times N$ матрицею ДПФ; і

$\hat{\mathbf{h}}_{\text{miso}} \in N \times 1$ вектором для оцінки частотної характеристики для всіх піддіапазонів N .

Приймач MISO може виконувати фільтрацію для прийнятих символів, початкової оцінки $\mathbf{h}_{\text{miso}}^{\text{init}}$ частотної характеристики каналу, оцінки $\mathbf{h}_{\text{miso}}^{\text{ls}}$ за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу і/або остаточної оцінки $\hat{\mathbf{h}}_{\text{miso}}$ частотної характеристики каналу. Фільтрацію можна виконувати подібно до того, як показано у рівнянні (13) для векторів \mathbf{r}_P , $\mathbf{h}_{\text{miso}}^{\text{init}}$, $\mathbf{h}_{\text{miso}}^{\text{ls}}$, і/або $\hat{\mathbf{h}}_{\text{miso}}$, одержаних для множини періодів символу OFDM для одержання якісної оцінки MISO-каналу.

Приймач MIMO у системі OFDM з множиною антен може також оцінювати повну частотну характеристику MIMO-каналу, використовуючи пряму оцінку за методом найменших квадратів. У кожний період символу OFDM, приймач MIMO одержує набір з P прийнятих символів для P пілотних піддіапазонів для кожної з R приймальних антен. Якщо навчаючий вектор \mathbf{u}_m^T використовується для піотної передачі в n -ний період символу OFDM, то набір з P прийнятих символів для кожної приймальної антени і позначений як $\{r_{i,m}(k)\}$, або $r_{i,m}(k)$ для, $k \in P_{\text{set}}$, де P_{set} представляє набір або групу з P пілотних піддіапазонів. Приймач MIMO одержує $R \cdot M$ наборів прийнятих символів для R приймальних антен для M різних навчаючих векторів. Ці $R \cdot M$ наборів прийнятих символів можуть позначатися як набір з P матриць $\{\mathbf{R}(k)\}$ або $\mathbf{R}(k)$ для, $k \in P_{\text{set}}$ який є:

$$\mathbf{R}(k) = \begin{bmatrix} r_{1,a}(k) & r_{1,b}(k) & \Lambda & r_{1,M}(k) \\ r_{2,a}(k) & r_{2,b}(k) & \Lambda & r_{2,M}(k) \\ M & M & O & M \\ r_{R,a}(k) & r_{R,b}(k) & \Lambda & r_{R,M}(k) \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (17)}$$

Матриця прийнятих символів $\mathbf{R}(k)$ для кожного пілотного піддіапазону має розмірність $R \times M$ і містить M стовпців прийнятих символів для M навчаючих векторів для цього пілотного піддіапазону. Таким чином матриця $\mathbf{R}(k)$ подібна за формою до матриці прийнятих символів \mathbf{R} , описаної вище для системи з множиною антен з однією несучою. $R \times M$ блок-структурована матриця \mathbf{R} може формуватися як $\mathbf{R} = [\mathbf{R}(1) \mathbf{R}(2) \dots \mathbf{R}(P)]$. Матриця \mathbf{R} може розглядатися як 3-вимірна (3D) матриця, що має фронтальну розмірність $R \times M$ і глибину P . Кожний з RM елементів на фронтальній стороні \mathbf{R} представляє набір з P прийнятих символів, $\{r_{i,m}(k)\}$, для конкретної приймальної антени і та навчаючого вектора \mathbf{u}_m^T .

Приймач MIMO потім виконує P -точкове ЗДПФ або ЗШПФ для кожного набору з P прийнятих сим-

волів, $\{r_{i,m}(k)\}$, в \mathbf{R} для одержання відповідної оцінки P -сигнального складового MISO-каналу $\{\mathbf{h}_{i,m}^{\text{comp}}(\tau)\}$. Це ЗДПФ може виражатися як:

$$\mathbf{H}_{\text{comp}} = \text{IFDT} \{\mathbf{R}\} \quad \text{Рівняння (18)}$$

де, $\mathbf{H}_{\text{comp}} = [\mathbf{H}_{\text{comp}}(1) \mathbf{H}_{\text{comp}}(2) \dots \mathbf{H}_{\text{comp}}(P)]$ є $R \times M$ блок-структурованою матрицею з P матрицями $\mathbf{H}_{\text{comp}}(\tau)$ для $\tau=1 \dots P$, для P сигналів. Матриця \mathbf{H}_{comp} може також розглядатися як 3D матриця, що має фронтальну розмірність $R \times M$ і глибину P . ЗДПФ у рівнянні (18) виконується для P прийнятих символів для кожного елемента на фронтальній стороні \mathbf{R} для одержання імпульсної характеристики з P сигналами для відповідного елемента на фронтальній стороні \mathbf{H}_{comp} . ЗДПФ, таким чином, виконується у напрямі у глибину для кожного елемента на фронтальній стороні \mathbf{R} .

Різні MISO-канали формуються між T передавальними антенами і кожною з R приймальних антен. Матриця \mathbf{H}_{comp} містить $R \cdot M$ елементів на фронтальній стороні, які представляють оцінки імпульсної характеристики складового MISO-каналу для R приймальних антен і M різних навчаючих векторів. Таким чином, кожний елемент на фронтальній стороні \mathbf{H}_{comp} , $\{\mathbf{h}_{i,m}^{\text{comp}}(\tau)\}$ представляє оцінку імпульсної характеристики (1) для складового MISO-каналу між T передавальними антенами і конкретною приймальною антеною і та (2) одержується за допомогою пілот-сигналу, переданого з використанням навчаючого вектора \mathbf{u}_m^T .

Приймач MIMO може потім одержувати оцінки імпульсної характеристики для окремих SISO-каналів у MIMO-каналі наступним чином:

$$\mathbf{h}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(\tau) = \mathbf{H}_{\text{comp}}(\tau) \cdot \mathbf{U}^{-1}, \quad \text{Рівняння (19)}$$

для $\tau=1 \dots P$

де \mathbf{U}^{-1} - інверсія навчаючої матриці \mathbf{U}^{com} . Як показано у рівнянні (19), множення на \mathbf{U}^{-1} виконується для кожного з P сигналів. $R \times T$ блок-структурована матриця $\mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$ може формуватися як $\mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}} = [\mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(1) \mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(2) \dots \mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(P)]$.

Матриця $\mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$ може також розглядатися як 3D матриця, що має фронтальну розмірність $R \times T$ і глибину P . Кожний елемент на фронтальній стороні $\mathbf{H}_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$ представляє послідовність з P значень у часовій області для P -сигнальної оцінки

$\{\eta_{i,j}^{\text{comp}}(\tau)\}$ імпульсної характеристики для SISO-каналу між передавальною антеною j і приймальною антеною i . P елементів кожної послідовності $\{\eta_{i,j}^{\text{comp}}(\tau)\}$ можуть піддаватися пост-обробці, наприклад, за допомогою (1) встановлення у нуль елементів/відведень зі значеннями, які менші визначеного порогового значення, (2) встановлення у нуль елементів/відведень з L -го по P -ий. Кожну послідовність $\{\eta_{i,j}^{\text{comp}}(\tau)\}$ потім доповнюють нулями до довжини N .

Приймач MIMO може потім одержувати остаточну оцінку частотної характеристики для всіх N піддіапазонів кожного SISO-каналу, виконуючи N -точкове ДПФ (або ШПФ) для кожного елемента на фронтальній стороні $H_{=mimo}^{\text{ls}}$, наступним чином:

$$\hat{H}_{=mimo} = \text{DFT}\{H_{=mimo}^{\text{ls}}\} \quad \text{Рівняння (20)}$$

де $\hat{H}_{=mimo} = [\hat{H}_{=mimo}(1) \hat{H}_{=mimo}(2) \dots \hat{H}_{=mimo}(N)]$ є RxT блок-структурованою матрицею з N матрицями $\hat{H}_{=mimo}$ для $k=1 \dots N$ для N піддіапазонів. Матриця $\hat{H}_{=mimo}$ може також розглядатися як 3D матриця, що має фронтальну розмірність RxT і глибину N . ДПФ у рівнянні (20) виконується для N значень у часовій області для кожного елемента на фронтальній стороні $H_{=mimo}^{\text{ls}}$ для одержання N значень у частотній області для відповідного елемента на фронтальній стороні $\hat{H}_{=mimo}$. ДПФ, таким чином, виконується у напрямі у глибину для кожного елемента на фронтальній стороні $H_{=mimo}^{\text{ls}}$. Кожний елемент на фронтальній стороні $\hat{H}_{=mimo}$ представляє послідовність з N значень у частотній області для остаточної оцінки $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ частотної характеристики відповідного SISO-каналу.

Приймач MIMO може виконувати фільтрацію для прийнятих символів $\{r_{i,m}(k)\}$, одержаних протягом множини періодів символу OFDM за допомогою того ж самого навчаючого вектора, причому дана фільтрація виконується для кожного піддіапазону кожної приймальної антени. Приймач MIMO може також виконувати фільтрацію для (1) кожної оцінки $\{\eta_{i,m}^{\text{comp}}(\tau)\}$ імпульсної характеристики P -сигнального MISO-каналу, (2) кожної оцінки $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ за методом найменших квадратів імпульсної характеристики P -сигнального MISO-каналу і/або (3) для кожної N -точкової оцінки $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ частотної характеристики каналу.

Приймач MIMO може також одержати повну оцінку частотної характеристики для N піддіапазонів кожного SISO-каналу деякими іншими способами, що також входить в об'єм винаходу. Наприклад, інші види інтерполяції можуть використовуватися замість оцінки за методом найменших квадратів.

Фіг.4В показує другу схему передачі пілот-сигналу для системи OFDM з множиною антен. Для цієї схеми, передавач передає пілот-сигнал, використовуючи навчаючу матрицю $U_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$ з ортогональними векторами. Наприклад, матриця $U_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$, показана у рівнянні (9), може використовуватися для 2×2 системи, матриця $U_{4 \times 4}^{\text{mimo}}$, показана у рівнянні (11), може використовуватися для 4×4 системи і т.д. Матриці у $U_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$ і у $U_{4 \times 4}^{\text{mimo}}$ у загальному випадку називаються матрицями Уолша. Матриця Уолша більшого розміру може формуватися як:

$$U_{2K \times 2K} = \begin{bmatrix} U_{K \times K} & U_{K \times K} \\ U_{K \times K} & -U_{K \times K} \end{bmatrix} \quad \text{Рівняння (21)}$$

Для RxT системи, TxT матриця Уолша може використовуватися як навчаюча матриця $U_{=mimo}^{\text{mimo}}$. Інші навчаючі матриці можуть також використовуватися для другої схеми передачі пілот-сигналу.

Для ясності, Фіг.4В показує варіант здійснення передачі пілот-сигналу для 4×4 системи, використовуючи навчаючу матрицю у $U_{2 \times 2}^{\text{mimo}} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_d]$. Для цього варіанту здійснення, передавач передає загальний пілот-сигнал у першій групі пілотних піддіапазонів у кожний період символу OFDM, використовуючи перший навчаючий вектор u_a у матриці $U_{4 \times 4}^{\text{mimo}}$. Передавач також передає пілот-сигнал MIMO у другій групі пілотних піддіапазонів P у кожний період символу OFDM, використовуючи інші навчаючі вектори u_b , u_c і u_d у матриці $U_{4 \times 4}^{\text{mimo}}$. Передавач може циклічно використовувати три навчаючих вектори u_b , u_c і u_d , як показано на Фіг.4В. Загальний пілот-сигнал може використовуватися для оцінки каналу приймачами MISO у системі. Загальні пілот-сигнали і пілот-сигнали MIMO можуть використовуватися для оцінки каналу приймачами MIMO.

Для підвищення ефективності, пілотні піддіапазони у першій групі можуть рівномірно розподілятися по всіх N піддіапазонах, як показано на Фіг.4В. Пілотні піддіапазони у другій групі можуть також рівномірно розподілятися по всіх N піддіапазонах і додатково чергуватися з пілотними піддіапазонами у першій групі, як також показано на Фіг.4В.

Приймач MISO може оцінювати відгук складового MISO-каналу, базуючись на загальному пілот-сигналі описаним вище чином для першої схеми передачі пілот-сигналу для системи OFDM з множиною антен. Приймач MISO може (1) одержувати набір з P прийнятих символів для P пілотних підді-

апазонів у першій групі, (2) одержувати початкову оцінку частотної характеристики для складового MISO-каналу, базуючись на наборі з прийнятих символів, (3) обчислювати оцінку за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу, базуючись на початковій оцінці частотної характеристики, і (4) одержувати остаточну оцінку частотної характеристики для складового MISO-каналу, базуючись на оцінці за методом найменших квадратів імпульсної характеристики каналу.

Приймач MIMO може оцінювати повну частотну характеристику окремих SISO-каналів MIMO-каналу, базуючись на загальному пілот-сигналі і пілот-сигналі MIMO наступним чином. Протягом кожного періоду символу OFDM, приймач MIMO одержує (1) R наборів прийнятих символів для R приймальних антен для пілот-сигналу, переданого у першій групі пілотних піддіапазонів, використовуючи навчаючий вектор \underline{u}_a і (2) R наборів прийнятих символів для R приймальних антен для пілот-сигналу, переданого у другій групі пілотних піддіапазонів, використовуючи інший навчаючий вектор \underline{u}_m , де $m=b$, c або d . Приймач MIMO може виконувати Р-точкове ЗШПФ на кожному наборі прийнятих символів, $\{r_{i,m}(k)\}$, для одержання відповідної оцінки $\left\{ \eta_{i,m}^{\text{comp}}(\tau) \right\}$ імпульсної характеристики

складового MIMO-каналу. Для кожного періоду символу, приймач MIMO одержує 2R оцінок імпульсної характеристики складового MISO-каналу для 2R наборів прийнятих символів. Приймач MIMO може таким чином одержувати два стовпці (перший і m-тий стовпці) $R \times M$ матриці H_{comp} у кожний період символу OFDM.

Якщо навчаючі вектори \underline{u}_b , \underline{u}_c і \underline{u}_d циклічно повторюються протягом трьох періодів символу OFDM, як показано на Фіг.4В, то приймач MIMO може одержувати всі чотири стовпці матриці H_{comp} після трьох періодів символу OFDM.

Приймач MIMO може усереднювати прийняті символи $\{r_{i,m}(k)\}$, одержані протягом множини періодів символів OFDM для пілот-сигналу, переданого, використовуючи той же самий навчаючий вектор \underline{u}_m , способом, подібним до описаного вище для Фіг.2В. Приймач MIMO може також усереднювати оцінки $\left\{ \eta_{i,m}^{\text{comp}}(\tau) \right\}$ імпульсної характеристики складового MISO-каналу, одержані протягом множини періодів символу OFDM для того ж самого навчаючого вектора \underline{u}_m . Для прикладу, показаного на Фіг.4В, приймач MIMO може виконувати фільтрацію у часовій області для двох блоків пілот-сигналів у шести символах OFDM, для трьох блоків пілот-сигналів у дев'яти символах OFDM, і т.д. Наприклад, для некаузального фільтра у часовій області з 3 сигналами, оцінки каналу поточною блоку пілот-сигналів можуть бути лінійною комбінацією оцінок каналу для попереднього блоку пілот-сигналів, поточного блоку пілот-сигналів і наступного блоку пілот-сигналів. Як конкретний приклад, оцінка каналу для \underline{u}_c може бути одержана

на як лінійна комбінація оцінок каналу, одержаних у періоди $n-2$, $n+1$ і $n+4$ символу OFDM.

Приймач MIMO може потім одержувати оцінку імпульсної характеристики для окремих SISO-каналів, як описано вище, для одержання блоково-структурованої матриці $H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$. Елементи $H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$ можуть остаточно оброблятися, доповнюватися нулями до довжини N для одержання $H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(\tau)$ для $\tau=1 \dots N$. Приймач MIMO може потім одержувати остаточну оцінку відгуку для всіх N піддіапазонів кожного SISO-каналу, виконуючи N -точкове ДПФ для кожного елемента доповненої нулями $H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}$.

Як приклад, для 2×2 системи, що використовує навчаючу матрицю $\underline{u}_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$, передавач може передавати (1) загальний пілот-сигнал у першій групі пілотних піддіапазонів, використовуючи навчаючий вектор $\underline{u}_a = [1 \ 1]^T$ (2) пілот-сигнал MIMO у другій групі пілотних піддіапазонів, використовуючи навчаючий вектор $\underline{u}_b = [1 \ 1]^T$. Приймач MIMO одержує два набори прийнятих символів, $\{r_{1,a}(k)\}$, і $\{r_{1,b}(k)\}$, для цих двох приймальних антен для першої групи пілотних піддіапазонів. P_{set1} , які можуть бути виражені як:

$$\begin{aligned} r_{1,a}(k) &= h_{1,1}(k) + h_{1,2}(k) + n_1, \\ r_{2,a}(k) &= h_{2,1}(k) + h_{2,2}(k) + n_2, \end{aligned} \quad \text{Рівняння (22)}$$

для $k \in P_{\text{set1}}$

Приймач MIMO також одержує два набори прийнятих символів, $\{r_{1,b}(k)\}$ і $\{r_{2,b}(k)\}$ для цих двох приймальних антен для другої групи пілотних піддіапазонів, P_{set2} , які можуть бути виражені як:

$$\begin{aligned} r_{1,b}(k) &= h_{1,1}(k) - h_{1,2}(k) + n_1, \\ r_{2,b}(k) &= h_{2,1}(k) - h_{2,2}(k) + n_2, \end{aligned} \quad \text{Рівняння (23)}$$

для $k \in P_{\text{set2}}$

Пілотні символи опущені з рівнянь (22) і (23) для простоти.

Приймач MIMO виконує Р-точкове ЗШПФ для кожного набору прийнятих символів для одержання відповідної імпульсної характеристики складового MISO-каналу. Чотири імпульсних характеристики складового MISO-каналу для двох приймальних антен з двома навчаючими векторами позначають

$$\left\{ \eta_{1,a}^{\text{comp}}(\tau) \right\}, \left\{ \eta_{2,a}^{\text{comp}}(\tau) \right\}, \left\{ \eta_{1,b}^{\text{comp}}(\tau) \right\}, \left\{ \eta_{2,b}^{\text{comp}}(\tau) \right\}.$$

Приймач MIMO може одержувати оцінки за методом найменших квадратів імпульсних характеристик для окремих SISO-каналів як:

$$H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(\tau) = H_{\text{comp}}(\tau) \cdot \underline{U}^{-1}, \quad \text{Рівняння (24)}$$

де $\tau=1 \dots P$

$$H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(\tau) = \begin{bmatrix} \eta_{1,1}^{\text{ls}}(\tau) & \eta_{1,2}^{\text{ls}}(\tau) \\ \eta_{2,1}^{\text{ls}}(\tau) & \eta_{2,2}^{\text{ls}}(\tau) \end{bmatrix}$$

$$H_{\text{mimo}}^{\text{ls}}(\tau) = \begin{bmatrix} \eta_{1,a}^{\text{comp}}(\tau) & \eta_{1,b}^{\text{comp}}(\tau) \\ \eta_{2,a}^{\text{comp}}(\tau) & \eta_{1,b}^{\text{comp}}(\tau) \end{bmatrix} \text{ і } U^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

для 2×2 системи з навчаючою матрицею $U_{2 \times 2}^{\text{mimo}}$. Приймач MIMO може одержувати оцінки імпульсної характеристики SISO-каналу для першої приймальної антени, об'єднуючи дві оцінки імпульсної характеристики складового MISO-каналу, одержані за допомогою двох навчаючих векторів для цієї приймальної антени, наступним чином:

$$\eta_{1,1}^{\text{ls}}(\tau) = \eta_{1,a}^{\text{comp}}(\tau) + \eta_{1,b}^{\text{comp}}(\tau)$$

$$\eta_{1,1}^{\text{ls}}(\tau) = \eta_{1,a}^{\text{comp}}(\tau) - \eta_{1,b}^{\text{comp}}(\tau), \quad \text{Рівняння (25)}$$

для $\tau=1 \dots P$

Приймач MIMO може подібним чином одержувати оцінки імпульсної характеристики SISO-каналу для другої приймальної антени, об'єднуючи дві оцінки імпульсної характеристики складового MISO-каналу, одержані за допомогою двох навчаючих векторів для цієї приймальної антени, наступним чином:

$$\eta_{2,1}^{\text{ls}}(\tau) = \eta_{2,a}^{\text{comp}}(\tau) + \eta_{2,b}^{\text{comp}}(\tau)$$

$$\eta_{2,2}^{\text{ls}}(\tau) = \eta_{2,a}^{\text{comp}}(\tau) - \eta_{2,b}^{\text{comp}}(\tau), \quad \text{Рівняння (25)}$$

для $\tau=1 \dots P$

Приймач MIMO може додатково обробляти оцінки імпульсної характеристики SISO-каналу для одержання остаточних оцінок частотної характеристики для SISO-каналів, як описано вище.

Як зазначено вище, приймач MIMO може виконувати фільтрацію для прийнятих символів $\{r_{i,m}(k)\}$, оцінок $\{\eta_{i,m}^{\text{comp}}(\tau)\}$ імпульсної характе-

ристики складового MIMO-каналу, оцінок $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ імпульсної характеристики за методом найменших квадратів і/або остаточних оцінок $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ частотної характеристики. Фільтрація для $\{r_{i,m}(k)\}$ і $\{\eta_{i,m}^{\text{comp}}(\tau)\}$ може виконуватися для пілот-сигналу, переданого за допомогою того ж самого навчаючого вектора. Фільтрація для $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ і $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ може виконуватися для множини блоків пілот-сигналів, причому блоки можуть перекриватися або не перекриватися. Як приклад для блоків пілот-сигналів, що не перекриваються, оцінки $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ і $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$, одержані для блоку, визначеного періодами з n по $n+2$ символу OFDM на Фіг.4В,

можуть усереднюватися $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ або $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ з

оцінками, одержаними для блоку, визначеного періодами з $n+3$ по $n+5$ символу OFDM, і т.д. Як приклад, для блоків пілот-сигналів, що перекрива-

ються, оцінки $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ або $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$, одержані для

блоку, визначеного періодами з n по $n+2$ символу OFDM на Фіг.4В, можуть усереднюватися з оцін-

ками $\{\eta_{i,j}^{\text{ls}}(\tau)\}$ або $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$, одержаними для блоку,

визначеного періодами з $n+1$ по $n+3$ символу OFDM, і т.д. Приймач MIMO може, таким чином, одержувати ковзне середнє для оцінки каналу протягом кожного періоду символу OFDM. Інші схеми фільтрації також можуть використовуватися і входять в об'єм винаходу.

Загальні пілот-сигнали і пілот-сигнали MIMO можуть передаватися різними способами для другої схеми передачі пілот-сигналу. У загальному випадку, перша група для загального пілот-сигналу і друга група для пілот-сигналу MIMO може включати в себе будь-які піддіапазони. Якщо кількість пілотних піддіапазонів у кожній групі, P , є стелінню числа 2, і P піддіапазонів рівномірно розподілені по всіх N піддіапазонах і відділені N/P піддіапазонами, то імпульсна характеристика каналу може обчислюватися за допомогою ЗШПФ замість ЗДПФ, що може бути дуже простим обчисленням. Пілотні піддіапазони для першої групи і пілотні піддіапазони для другої групи можуть починатися з будь-якого індексу піддіапазону.

Перша і друга групи можуть включати в себе однакову кількість піддіапазонів, як показано на Фіг.4В. Перша і друга групи можуть також включати в себе різну кількість піддіапазонів. Наприклад, якщо друга група включає в себе $P/2$ піддіапазонів, де P - кількість сигналів, необхідна для оцінки імпульсної характеристики каналу, тоді кожний навчаючий вектор для пілот-сигналу MIMO може використовуватися протягом двох періодів символу OFDM у двох різних групах з $P/2$ пілотних піддіапазонів. Приймач MIMO може одержувати набір з R імпульсних характеристик складового MISO-каналу для кожного навчаючого вектора, що використовується для пілот-сигналу MIMO при прийомі пілотної передачі у період двох символів OFDM. Як інший приклад, якщо друга група включає в себе $2P$ піддіапазонів, то два навчаючих вектори для пілот-сигналу MIMO можуть використовуватися протягом кожного періоду символу OFDM, з двома навчаючими векторами, що використовуються на піддіапазонах, які чергуються.

У третій схемі передачі пілот-сигналу для системи OFDM з множиною антен, передачу пілот-сигналу настроюють, базуючись на типах приймачів, які повинні підтримуватися системою. Для цієї схеми, яка також згадується як інкрементна схема передачі пілот-сигналу, передавач передає загальний пілот-сигнал, завжди використовуючи $Tx1$ навчаючий вектор u_a (наприклад, навчаючий вектор з усіх одиниць). Приймачі MISO можуть використовувати загальний пілот-сигнал для оцінки складових MISO-каналів, як описано вище. Якщо

один або більша кількість приймачів MIMO повинні підтримуватися системою, то передавач також передає пілот-сигнал MIMO, використовуючи навчаючі вектори з \underline{u}_b по \underline{u}_m . Навчаючі вектори з \underline{u}_b по \underline{u}_m відрізняються від навчаючого вектора \underline{u}_a , і вектори з \underline{u}_a по \underline{u}_m можуть бути ортогональні або можуть бути не ортогональні один одному. Наприклад, навчаючі вектори з \underline{u}_a по \underline{u}_m можуть бути стовпцями ортогональної матриці (наприклад, матриці Уолша), або можуть містити коефіцієнти, вибрані для підтримки приймачів MISO і приймачів MIMO. Передавач може циклічно повторювати навчаючі вектори з \underline{u}_a по \underline{u}_m (наприклад, як показано на Фіг.4A). Передавач може також передавати (1) загальний пілот-сигнал безперервно в одній групі пілотних піддіапазонів, використовуючи \underline{u}_a , і (2) пілот-сигнал MIMO у другій групі пілотних піддіапазонів, циклічно повторюючи з \underline{u}_b по \underline{u}_m (наприклад, як показано на Фіг.4B). Приймачі MIMO можуть використовувати загальні пілот-сигнали і пілот-сигнали MIMO для оцінки каналу, як також описано вище.

Фіг.5 показує процес 500 передачі пілот-сигналу у безпроводній системі зв'язку з множиною антен, використовуючи інкрементну схему передачі пілот-сигналу. Перший набір з T масштабованих пілотних символів генерується за допомогою першого навчаючого вектора з T коефіцієнтів (етап 512) і передається від T передавальних антен, по одному масштабованому пілотному символу від кожної передавальної антени (етап 514). Перший набір масштабованих пілотних символів підходить для використання для оцінки каналу приймачами MISO. Якщо щонайменше один приймач MIMO повинен підтримуватися системою, як визначено на етапі 516, то щонайменше T-1 додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів генеруються за допомогою щонайменше T-1 додаткових векторів з T коефіцієнтів (етап 522). Кожний додатковий набір з T масштабованих пілотних символів передається від T передавальних антен (етап 524). Перший і додаткові набори масштабованих пілотних символів підходять для використання для оцінки каналу приймачами MIMO. Перший і додаткові вектори є різними векторами у навчаючій матриці, причому вони ортогональні або можуть бути не ортогональні один одному. Набори масштабованих пілотних символів можуть передаватися різними способами, як описано вище. Кожний масштабований пілотний символ може передаватися у групі з P пілотних піддіапазонів для системи OFDM з множиною антен.

Якщо пілот-сигнал MIMO передається тільки тоді, коли є приймачі MIMO, то часова фільтрація не є одноразовою. З навчаючих векторів, що використовуються для пілот-сигналу MIMO, для деяких навчаючих векторів часова фільтрація може використовуватися у більшій мірі, ніж для інших (наприклад, в залежності від розміру пакету і від того, які навчаючі вектори використовувалися для пілот-сигналу MIMO). Для навчаючих векторів, що використовуються на межах пакету даних, звичайно використовується менший ступінь фільтрації, ніж для тих, які знаходяться в середині пакету даних, але це не завжди так. Як приклад, відповідно до Фіг.4B, пакет даних і пілот-сигнал MIMO можуть

передаватися з n-го по (n+3)-ий у символах OFDM. Оцінка каналу для вектора передачі \underline{u}_b може бути одержана, базуючись на пілотних символах, прийнятих у двох періодах n і n+3 символу OFDM, тоді як оцінка каналу для кожного з векторів передачі \underline{u}_c і \underline{u}_d може бути одержана, базуючись на пілотних символах, прийнятих в одному періоді символу OFDM. Неоднорідна фільтрація за часом є результатом передачі пілот-сигналу MIMO у пакетах. Це явище не має місця для загального пілот-сигналу, оскільки він передається безперервно.

Якщо загальний пілот-сигнал передається безперервно з використанням одного навчаючого вектора, і пілот-сигнал MIMO передається з циклічним повторенням інших навчаючих векторів, то оцінка каналу, одержана за допомогою загального пілот-сигналу, може бути кращою, ніж оцінка каналу, одержана за допомогою пілот-сигналу MIMO. Фільтрація у більшій мірі може використовуватися для загального пілот-сигналу, якщо він передається частіше. Для кожного навчаючого вектора, приймач MIMO одержує відгук складового MISO-каналу для кожної з приймальних антен R, де кожний відгук складового MISO-каналу містить інформацію про всі T SISO-канали, які складають MISO-канал. Таким чином, навіть якщо помилки оцінки каналу більші для навчаючих векторів, що використовуються для пілот-сигналу MIMO, дані помилки розподілені по оцінках каналу для всіх SISO-каналів.

Фіг.6 показує структурну схему передавача 110x, приймача MISO 150x і приймача MIMO 150y у системі OFDM з множиною антен. У передавачі 110x передавальний (ПД) блок 620 обробки даних приймає, кодує, перемежує і відображає на символи (або модулює) дані трафіку і забезпечує передачу символів даних. Кожний символ даних є символом модуляції для даних. ПД блок 630 просторової обробки приймає і просторово обробляє символи даних, масштабує і мультиплексує з пілотними символами, і видає T потоків символів, що передаються до T блоків передачі з 632a по 632t. Кожний символ, що передається, може бути символом даних або пілотним символом і передаватися в одному піддіапазоні однією передавальною антеною. Кожний блок 632 передачі виконує OFDM модуляцію свого потоку символів, що передаються, для одержання символів OFDM і додатково формує символи OFDM для одержання модульованого сигналу. T блоків передачі з 632a по 632t видають T модульованих сигналів для передачі T антенами з 634a по 634t, відповідно.

У приймачі MISO 150x, антена 652x приймає T сигналів, що передаються, і видає прийняті сигнали у блок 654x прийому. Блок 654x виконує обробку, зворотну до обробки, що виконується блоками 632 передачі, і видає (1) прийняті символи даних у блок 660x виявлення і (2) прийняті пілотні символи - у блок оцінки каналу у складі контролера 680x. Блок 684x оцінки каналу виконує оцінку каналу для

приймача MISO і забезпечує оцінку \hat{h}_{miso} відгуку складового MISO-каналу. Блок 660x виявлення виконує виявлення (наприклад, узгоджену фільтрацію і/або корекцію) прийнятих символів даних за допомогою оцінки складового MISO-каналу і виро-

бляє виявлені символи, які є оцінками символів даних, надісланих передавачем 110х. Приймальний (ПР) блок 670х обробки даних потім виконує зворотне відображення символів, зворотне переміжовування і декодування виявлених символів і забезпечує декодовані дані, які є оцінкою переда-них даних трафіку.

У приймачі MIMO 150у, R антен з 652а по 652г приймають Т переданих сигналів, і кожна антена 652 видає прийнятий сигнал на відповідний блок 654 прийому. Кожний блок 654 виконує обробку, зворотну до обробки, що виконується блоками 632 передачі, і видає (1) прийняті символи даних у ПР блок 660у просторової обробки і (2) прийняті пілотні символи - у блок 684у оцінки каналу у контролері 680у. Блок 684у оцінки каналу виконує оцінку каналу для приймача MIMO і виробляє оцінку \hat{H}_{mimo} відгуку MIMO-каналу. Приймальний блок 660у просторової обробки виконує просторову обробку R потоків прийнятих символів даних від R блоків прийому з 654а по 654г за допомогою оцінки відгуку MIMO-каналу і забезпечує виявлені символи. ПР блок 670у обробки даних потім виконує зворотне відображення символів, зворотне переміжовування і декодування виявлених символів і забезпечує декодовані дані.

Контролери 640, 680х і 680у керують роботою різних блоків обробки у передавачі 119х, приймачі MISO 150х і приймачі MIMO 150у, відповідно. Блоки 642, 682х і 682у пам'яті зберігають дані і/або код програми, що використовуються контролерами 640, 680х і 680у, відповідно.

Фіг.7 показує структурну схему варіанту здійснення ПД блоку 630 просторової обробки і блоків 632 передачі у передавачі 110х. ПД блок 630 просторової обробки включає в себе блок 710 просторової обробки даних, блок 720 обробки пілот-сигналу і Т мультиплексорів з 730а по 730t для Т передавальних антен.

Блок 710 просторової обробки даних приймає і виконує просторову обробку символів $\{s(k)\}$ даних від ПД блоку 620 обробки даних. Наприклад, блок 710 просторової обробки даних може демультимплексувати символи даних на Т підпотоків для Т передавальних антен. Блок 710 просторової обробки даних може виконувати або може не виконувати додаткову просторову обробку для цих підпотоків в залежності від конструкції системи. Блок 720 обробки пілот-сигналу множить пілотні символи з $p_1(k)$ по $p_T(k)$ для Т передавальних антен на навчаючі вектори з \underline{u}_a по \underline{u}_m у матриці \underline{U} , які можуть бути або можуть не бути ортогональні в залежності від схеми передачі пілот-сигналу, вибраної для використання. Однакові або різні пілотні символи можуть використовуватися для Т передавальних антен, і однакові або різні пілотні символи можуть використовуватися для пілотних піддіапазонів. Блок 720 обробки пілот-сигналу включає в себе Т блоків множення з 722а по 722t, один блок множення для кожної передавальної антени. Кожний блок 722 множення множить пілотний символ для зв'язаної з ним передавальної антени j на відповідний коефіцієнт $u_{j,m}$ з навчаючого вектора \underline{u}_m , і забезпечує передачу масштабованого пілотного символу $\tilde{p}_{j,m}(k)$. Кожний мультиплексор 730 при-

ймає і мультиплексує відповідний символ даних від блоку 710 просторової обробки даних з масштабованими пілотними символами від відповідного блоку 722 множення і видає потік $\{x(k)\}$ символів, що передаються, на відповідну передавальну антену j.

Кожний блок 632 передачі приймає і обробляє відповідний потік символів, що передаються, і виробляє модульований сигнал. У кожному блоці 632 передачі блок 742 ЗШПФ перетворює кожний набір з N символів, що передаються, для всіх N піддіапазонів у часову область, використовуючи N-точкове ЗШПФ, і забезпечує «перетворений» символ, який містить N елементарних сигналів часової області. Для кожного перетвореного символу, генератор 744 циклічного префікса повторює частину перетвореного символу для формування відповідного символу OFDM, який містить N+C елементарних сигналів, де C - кількість елементарних сигналів, що повторюються. Частина, що повторюється, відома як циклічний префікс і використовується для боротьби з розкидом затримок у безпроводному каналі. ПД радіочастотний блок 746 перетворює потік символів OFDM в один або більше аналогових сигналів і додатково посилює, фільтрує і перетворює з підвищенням частоти аналоговий сигнал(и) для генерації модульованого сигналу, який передається відповідною антеною 634.

Фіг.8А показує структурну схему варіанту здійснення блоку 654і прийому, яка може використовуватися для кожного блоку прийому у приймачі MISO 150х і приймачі MIMO 150у. У блоці 654і прийому ПР радіочастотний блок формує (наприклад, фільтрує, посилює і перетворює з пониженням частоти) прийнятий сигнал від відповідної антени 652і, переводить сформований сигнал у цифрову форму і забезпечує передачу потоку вибірок. Блок 814 видалення циклічного префікса видаляє циклічний префікс, прикладений до кожного символу OFDM, і забезпечує передачу прийнятого перетвореного символу. Блок 816 ШПФ перетворює N вибірок для кожного прийнятого перетвореного символу у частотну область, використовуючи N-точкове ШПФ, і одержує N прийнятих символів для N піддіапазонів. Блок 816 ШПФ видає (1) прийняті символи даних для піддіапазонів даних на блок 660х виявлення для приймача MISO 150х або на ПР блок 660у просторової обробки для приймача MIMO 150у і (2) прийняті пілотні символи для пілотних піддіапазонів на блок 684х оцінки каналу для приймача MISO 150х або на блок 684у оцінки каналу для приймача MIMO 150у.

Фіг.8В показує варіант здійснення блоку 684у оцінки каналу для приймача MIMO 150у, який здійснює пряму оцінку за методом найменших квадратів. У блоці 684у оцінки каналу блок 820 оцінки складового MISO-каналу одержує набір прийнятих пілотних символів, $\{r_{i,m}(k)\}$, для кожної приймальної антени і навчаючий вектор, і виконує Р-точкове ЗШПФ для набору для одержання відповідної оці-

нки $\left\{ \eta_{i,m}^{comp}(\tau) \right\}$ імпульсної характеристики складового MISO-каналу. Блок 822 множення матриць приймає R-M оцінок імпульсної характеристики складового MISO-каналу для R приймальних ан-

тен і M навчаючих векторів, множить ці $R \cdot M$ наборів на матрицю U^{-1} для кожного значення затримки, і забезпечує $R \cdot T$ оцінок імпульсної характеристики за методом найменших квадратів для $R \cdot T$ SISO-каналів MIMO-каналу. Постпроцесор 824 може виконувати порогову обробку і усередження і додатково виконує заповнення нулями для кожної

оцінки $\{\eta_{i,j}^{ls}(\tau)\}$ імпульсної характеристики за методом найменших квадратів. Блок 826 ШПФ виконує N -точкове ШПФ для кожної доповненої нулями оцінки методом найменших квадратів імпульсної характеристики, і забезпечує відповідну остаточну оцінку $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$ частотної характеристики каналу.

Блок ШПФ видає остаточні оцінки відгуку каналу на ПР блок 660у просторової обробки, який використовує ці оцінки каналу для просторової обробки прийнятих символів даних для одержання виявлених символів $\{\hat{s}(k)\}$, які є оцінками переданих символів даних, $\{s(k)\}$.

Блок 684у оцінки каналу може виконувати фільтрацію, $\{f_{i,m}(k)\}$, $\{\eta_{i,m}^{comp}(\tau)\}$, $\{\eta_{i,j}^{ls}(\tau)\}$ і/або $\{\hat{h}_{i,j}(k)\}$. Ця фільтрація не показана на Фіг.8В для простоти.

Описані схеми передачі пілот-сигналу і методи оцінки каналу можуть використовуватися для різних систем, що базуються на OFDM. Одна така система - система зв'язку з ортогональним множинним доступом з частотним розділенням каналів (OFDMA), яка використовує OFDM і може підтримувати множину користувачів одночасно. Система, що базується на OFDM, може також використовувати стрибкоподібну зміну частоти так, щоб дані передавалися у різних піддіапазонах у різні інтервали часу, які також згадуються як «періоди стрибків». Для кожного користувача може бути визначений конкретний піддіапазон для використання для передачі даних у кожний період стрибка, наприклад, за допомогою псевдовипадкової послідовності стрибкоподібної зміни частоти, призначеної для цього користувача. Для системи OFDM зі стрибкоподібною зміною частоти, послідовність стрибкоподібною зміною частоти для кожного користувача є такою, що пілотні піддіапазони, що використовуються для загального пілот-сигналу і пілот-сигналу MIMO, не вибираються для передачі даних. Через стрибкоподібну зміну частоти, кожний користувач звичайно повинен оцінювати повний відгук MISO-каналу або MIMO-каналу (наприклад, для всіх N піддіапазонів), навіть якщо тільки один або мала підмножина з N піддіапазонів використовується для передачі даних.

Описані схеми передачі і методи оцінки каналу можуть бути реалізовані за допомогою різних засобів. Наприклад, обробка для передачі пілот-сигналу і оцінки каналу може бути реалізована в обладнанні, програмному забезпеченні або в їх комбінації. При реалізації в обладнанні, блоки обробки для передачі пілот-сигналу у передавачі можуть бути реалізовані на одній або більше спеціалізованих інтегральних схемах (ASIS), процесорах цифрової обробки сигналів (DSP), пристроях

цифрової обробки сигналів (DSPD), програмованих логічних пристроях (PLD), програмованих користувачем вентиляльних матрицях (FPGA), процесорах, контролерах, мікроконтролерах, мікропроцесорах, інших електронних блоках, призначених для виконання описаних функцій, або в їх комбінації. Блоки обробки для оцінки каналу у приймачі можуть також бути реалізовані на одній або більше ASIS, DSP і т.д.

При реалізації у програмному забезпеченні, описана обробка може бути реалізована за допомогою модулів (наприклад, процедур, функцій і т.д.), які виконують описані функції. Коди програмного забезпечення можуть зберігатися у блоці пам'яті (наприклад, у блоках пам'яті 642, 682х і 682у на Фіг.6) і виконуватися процесором (наприклад, контролерами 640, 680х і 680у). Блок пам'яті може бути реалізований у процесорі або поза процесором, у цьому випадку він може бути зв'язаний з можливістю обміну даними з процесором різними засобами, які відомі з попереднього рівня техніки.

Попередній опис розкритих варіантів здійснення забезпечений для надання можливості будь-якому фахівцеві виготовляти або використовувати даний винахід. Різні модифікації цих варіантів здійснення будуть цілком очевидні фахівцям, і визначені у даній роботі загальні принципи можуть застосовуватися до інших варіантів здійснення, без відхилення від суті або об'єму винаходу. Таким чином, даний винахід не повинен бути обмежений показаними варіантами здійснення, але повинен забезпечувати найширші можливості, сумісні з розкритими принципами і новими ознаками.

Перелік посилальних позицій

110, 110х Передавач

150а, 150х Приймач MISO

150b, 150у Приймач MIMO

512 Генерують перший набір з T масштабованих пілотних символів за допомогою першого вектора з T коефіцієнтів

514 Передають перший набір з T масштабованих пілотних символів від T передавальних антен

516 Чи існують приймачі MIMO?

522 Генерують щонайменше $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів за допомогою щонайменше $T-1$ додаткових векторів з T коефіцієнтів

524 Передають щонайменше $T-1$ додаткових наборів з T масштабованих пілотних символів від T передавальних антен

620 ПД блок обробки даних

630 ПД блок просторової обробки

632а, 632b, 632t Блок передачі

642, 682х, 682у Пам'ять

640, 680х, 680у Контролер

654а, 654і, 654г, 654х Блок прийому

660х Блок виявлення

660у ПР блок обробки даних

684у Блок оцінки каналу

630 ПР блок просторової обробки

710 Блок просторової обробки даних

720 Блок обробки пілот-сигналу

730а, 730b, 730t Мультиплексом

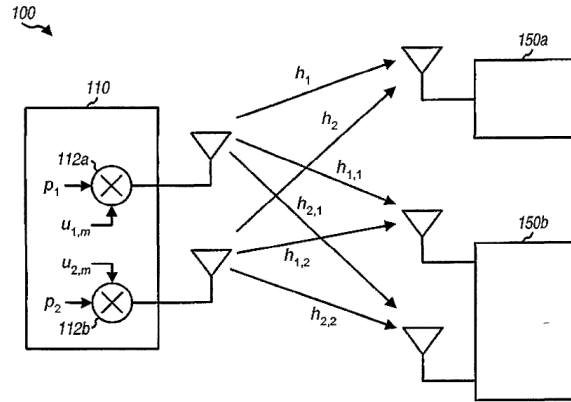
742 Блок ЗШПФ

744 Блок генерації циклічного префікса

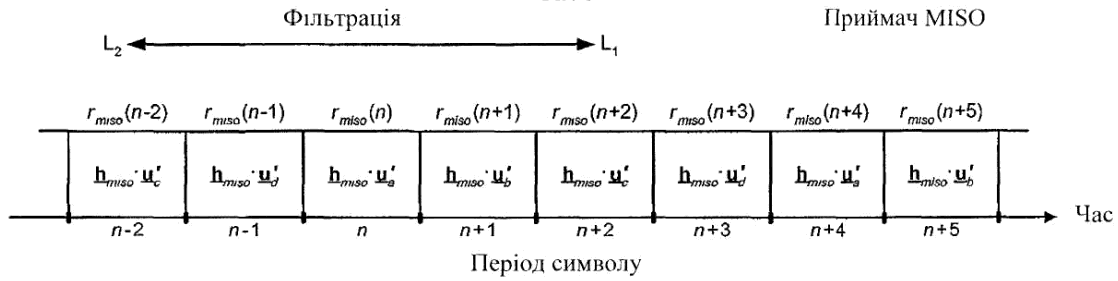
746 Передавальний радіочастотний блок

812 Приймальний радіочастотний блок
 814 Блок видалення циклічного префікса
 816 Блок ШПФ
 820 Блок оцінки складового MISO-каналу

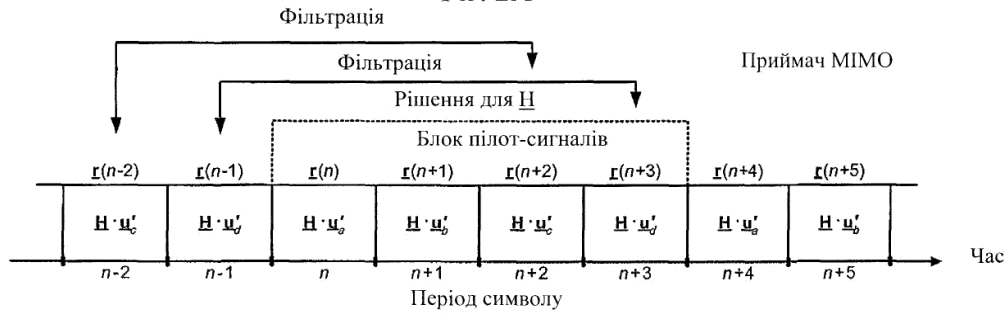
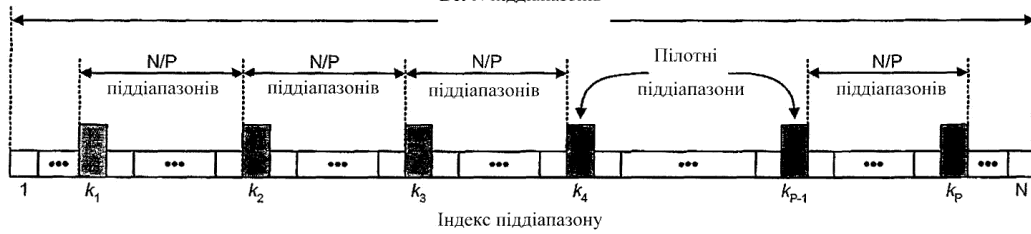
822 Блок множення матриць
 824 Пост процесор
 826 Блок ШПФ



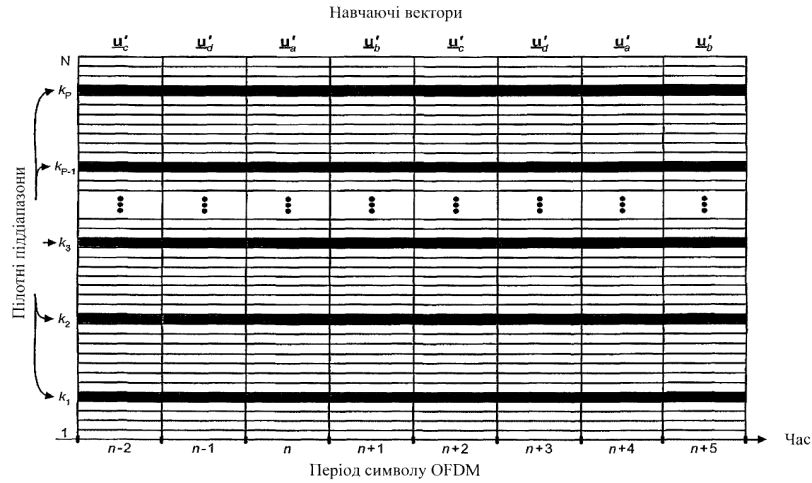
Фіг. 1



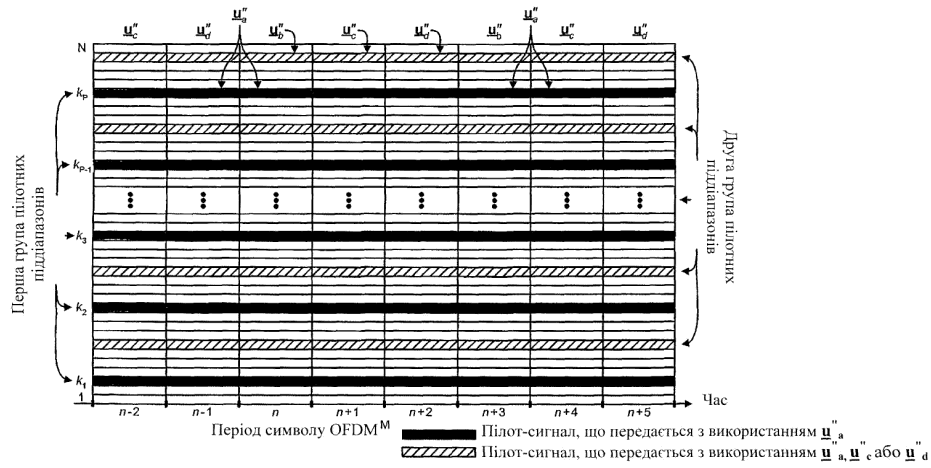
Фіг. 2A

Фіг. 2B
Всі N піддіапазонів

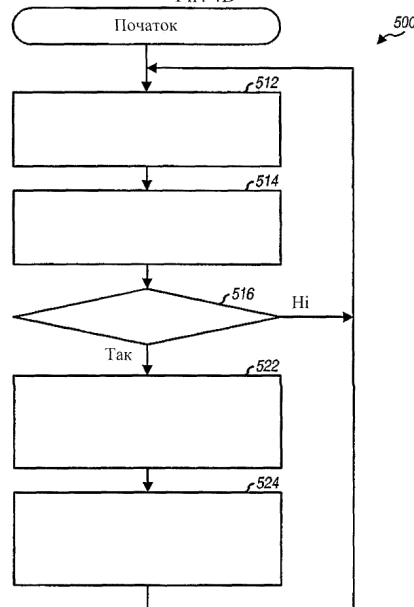
Фіг. 3



Фіг. 4А
Навчаючі вектори



Фіг. 4В



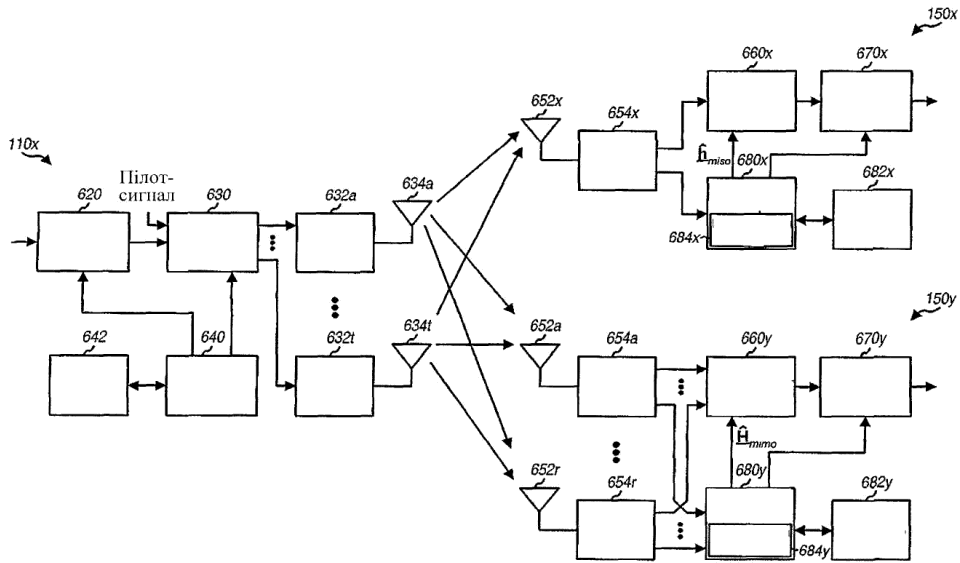


Fig. 6

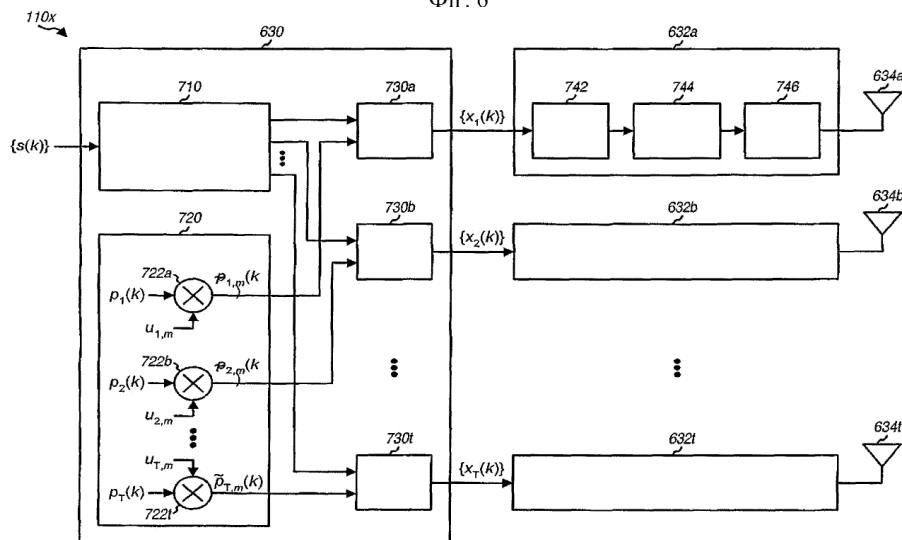


Fig. 7

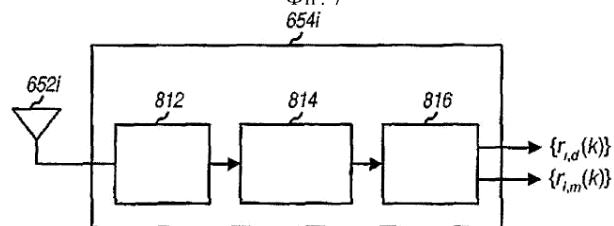


Fig. 8A

