



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **83472** (13) **C2**
(51) МПК (2006)
H04L 1/02
H04L 25/02

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) ПІЛОТ-СИГНАЛИ ДЛЯ КОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З МНОЖИНОЮ ВХОДІВ І МНОЖИНОЮ ВИХОДІВ (MIMO)

1

2

(21) a200504940
(22) 24.10.2003
(86) PCT/US03/34520, 24.10.2003
(31) 10/610,446
(32) 30.06.2003
(33) US
(31) 60/421,309
(32) 25.10.2002
(33) US
(31) 60/421,428
(32) 25.10.2002
(33) US
(31) 60/421,462
(32) 25.10.2002
(33) US
(31) 60/432,617
(32) 10.12.2002
(33) US
(31) 60/438,601
(32) 07.01.2003
(33) US
(46) 25.07.2008, Бюл.№ 14, 2008 р.
(72) КЕТЧУМ ДЖОН У., УОЛЛЕЙС МАРК, УОЛ-
ТОН ДЖЕЙ Р., ГОВАРД СТІВЕН ДЖ.
(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД
(56) WO 0215433 A, 21.02.2002 & EP 1315311 A,
28.05.2003
US 2002041635 A1, 11.04.2002
EP 1185048 A, 06.03.2002
WO 0109114 A, 08.02.2001
WO 0201732 A, 03.01.2002
WO 0197400 A, 20.12.2001
WO 02060138 A, 01.08.2002
US 2002085620 A1, 04.07.2002
US 2002044591 A1, 18.04.2002
US 2002098872 A1, 25.07.2002
EP 1175022 A, 23.01.2002
(57) 1. Спосіб генерації пілот-сигналу у безпро-
відній комунікаційній системі з множиною входів і
множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на
яких:
одержують пілотний символ для кожної антени з
множини антен;
одержують ортогональну послідовність для кож-
ної антени з множини антен, причому множині

антен призначають різні ортогональні послідов-
ності; і
виконують покриття пілотного символу для
кожної антени ортогональною послідовністю для
даної антени для одержання послідовності по-
критих пілотних символів для даної антени, при-
чому множину-послідовностей покритих пілотних
символів для множини ортогональних пілот-
сигналів одержують для вказаної множини антен.
2. Спосіб за п. 1, що додатково включає в себе
етап, на якому:
передають множину ортогональних пілот-
сигналів через множину антен.
3. Спосіб за п. 1, в якому ортогональні послідов-
ності являють собою послідовності Уолша.
4. Спосіб за п. 1, в якому один пілотний символ
одержують і використовують для множини антен.
5. Спосіб за п. 1, в якому набір пілотних символів
одержують для кожної антени і він призначений
для передачі по набору піддіапазонів.
6. Спосіб за п. 5, в якому пілотні символи у наборі
вибирають таким чином, що сигнали, які генеру-
ються на основі пілотних символів, мають малу
варіацію співвідношення пікове значення/середнє
значення.
7. Пристрій для генерації пілот-сигналу у безпро-
відній комунікаційній системі з множиною входів і
множиною виходів (MIMO), що містить:
засіб одержання пілотного символу для кожної
антени з множини антен;
засіб одержання ортогональної послідовності для
кожної антени з множини антен, причому множині
антен призначають різні ортогональні послідов-
ності; і
засіб виконання покриття пілотного символу
для кожної антени ортогональною послідовністю
для даної антени для одержання послідовності
покритих пілотних символів для даної антени,
причому множину послідовностей покритих піло-
тних символів для множини ортогональних пілот-
сигналів одержують для вказаної множини антен.
8. Пристрій за п. 7, що додатково містить:
засіб передачі множини ортогональних пілот-
сигналів через множину антен.
9. Спосіб генерації MIMO пілот-сигналу у безпро-
відній комунікаційній системі з множиною входів і

(13) **C2**
(11) **83472**
(19) **UA**

множиною виходів (MIMO), що використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM), що містить множини ортогональних пілот-сигналів, придатних для передачі через множини антен, причому спосіб містить етапи, на яких:

одержують набір пілотних символів для кожної антени з множини антен, причому набір пілотних символів реалізований з можливістю передачі по набору піддіапазонів;

одержують ортогональну послідовність для кожної антени з множини антен, причому множині антен призначені різні ортогональні послідовності; і

виконують покриття набору пілотних символів для кожної антени ортогональною послідовністю для даної антени для одержання набору послідовностей покритих пілотних символів для даної антени; і

обробляють набір послідовностей покритих пілотних символів для кожної антени для одержання послідовності OFDM символів для даної антени, причому множини послідовностей OFDM символів для множини ортогональних пілот-сигналів одержують для множини антен.

10. Спосіб за п. 9, в якому пілотні символи у наборі вибирають таким чином, що сигнали, які генеруються на основі пілотних символів, мають малу варіацію співвідношення пікове значення/середнє значення амплітуди.

11. Спосіб за п. 9, в якому один набір пілотних символів одержують і використовують для множини антен.

12. Спосіб прийому MIMO пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), який містить набір ортогональних пілот-сигналів, що передаються через набір передавальних антен, причому спосіб містить етапи, на яких:

одержують перший набір послідовностей символів від набору приймальних антен, одна послідовність символів для кожної приймальної антени, причому перший набір послідовностей символів служить для MIMO пілот-сигналу, і при цьому набір ортогональних пілот-сигналів для MIMO пілот-сигналу генерують, базуючись на пілотному символі і наборі ортогональних послідовностей, призначених набору передавальних антен, один ортогональний пілот-сигнал для кожної передавальної антени;

обробляють кожну послідовність символів у першому наборі з пілотним символом для одержання відповідної послідовності символів у другому наборі; і

знімають покриття кожної послідовності символів за допомогою набору ортогональних послідовностей для одержання оцінок відгуку каналу між набором передавальних антен і прийнятною антеною, зв'язаною з послідовністю символів у другому наборі.

13. Спосіб за п. 12, в якому оцінки відгуку каналу для кожної приймальної антени включають в себе оцінку посилення каналу для кожної з передавальних антен і приймальної антени.

14. Спосіб за п. 12, що додатково включає в себе етап, на якому:

усереднюють оцінки відгуку каналу по множині кадрів, в яких приймають MIMO пілот-сигнал.

15. Спосіб генерації направленої пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на яких:

одержують перший пілотний символ, призначений для передачі через множини антен;

одержують перший напрямний вектор для першого просторового каналу MIMO каналу; і обробляють перший пілотний символ з першим напрямним вектором для одержання першої групи символів передачі, один символ передачі для кожної з множини антен, причому перша група символів передачі призначена для направленої пілот-сигналу для першого просторового каналу.

16. Спосіб за п. 15, що додатково містить етапи, на яких:

одержують другий пілотний символ, призначений для передачі через множини антен;

одержують другий напрямний вектор для другого просторового каналу MIMO каналу; і

обробляють другий пілотний символ з другим напрямним вектором для одержання другої групи символів передачі для направленої пілот-сигналу для другого просторового каналу.

17. Спосіб за п. 16, що додатково містить етапи, на яких:

передають першу групу символів передачі через множини антен у першому періоді символу; і

передають другу групу символів передачі через множини антен у другому періоді символу.

18. Спосіб за п. 16, що додатково містить етапи, на яких:

передають першу групу символів передачі через множини антен у першому піддіапазоні; і

передають другу групу символів передачі через множини антен у другому піддіапазоні.

19. Спосіб за п. 18, в якому першу і другу групи символів передають в одному періоді символу.

20. Спосіб за п. 16, в якому перший і другий напрямні вектори зв'язані з першою і другою власними модами, відповідно, матриці відгуку каналу для MIMO каналу, причому перший і другий просторові канали відповідають першій і другій власним модам, відповідно.

21. Спосіб за п. 16, в якому перший і другий напрямні вектори є взаємно ортогональними.

22. Спосіб за п. 15, в якому перший напрямний вектор одержують, базуючись на власному векторі в унітарній матриці, для матриці відгуку каналу для MIMO каналу.

23. Спосіб за п. 15, в якому перший напрямний вектор включає в себе множини елементів, що мають однакову величину, один елемент для кожної з множини антен.

24. Спосіб за п. 15, в якому перший напрямний вектор зв'язаний з основною власною модою матриці відгуку каналу для MIMO каналу.

25. Пристрій для генерації направленої пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить:

засіб одержання першого пілотного символу, призначеного для передачі через множини антен;

засіб одержання першого напрямного вектора для першого просторового каналу MIMO каналу; і засіб обробки першого пілотного символу з першим напрямним вектором для одержання першої групи символів передачі, один символ передачі для кожної з множини антен, причому перша група символів передачі призначена для направлення пілот-сигналу для першого просторового каналу.

26. Пристрій за п. 25, що додатково містить: засіб одержання другого пілотного символу, призначеного для передачі через множини антен; засіб одержання другого напрямного вектора для другого просторового каналу MIMO каналу; і засіб обробки другого пілотного символу з другим напрямним вектором для одержання другої групи символів передачі для направлення пілот-сигналу для другого просторового каналу.

27. Спосіб генерації направленного пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), яка використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот, що містить етапи, на яких:

одержують перший набір пілотних символів, призначений для передачі через множини антен по першому набору піддіапазонів;

одержують перший набір напрямних векторів для першого просторового каналу першого набору піддіапазонів; і

обробляють перший набір пілотних символів з першим набором напрямних векторів для одержання першого набору векторів символів, один вектор символів у першому наборі векторів символів для кожного піддіапазону у першому наборі піддіапазонів, причому кожний вектор символів у першому наборі векторів символів включає в себе множини символів передачі для множини антен і відповідає направленому пілот-сигналу для першого просторового каналу піддіапазону, зв'язаного з вказаним вектором символів.

28. Спосіб за п. 21, що додатково містить етапи, на яких:

одержують другий набір напрямних векторів для другого просторового каналу першого набору піддіапазонів; і

обробляють перший набір пілотних символів з другим набором напрямних векторів для одержання другого набору векторів символів, причому кожний вектор символів у другому наборі векторів символів відповідає направленому пілот-сигналу для другого просторового каналу піддіапазону, зв'язаного з вказаним вектором символів.

29. Спосіб за п. 28, що додатково містить етапи, на яких:

передають перший набір векторів символів через множини антен першого набору піддіапазонів у першому періоді символу; і

передають другий набір векторів символів через множини антен першого набору піддіапазонів у другому періоді символу.

30. Спосіб за п. 27, що додатково містить етапи, на яких:

одержують другий набір пілотних символів, призначений для передачі через множини антен по другому набору піддіапазонів;

одержують другий набір напрямних векторів для першого просторового каналу другого набору піддіапазонів; і

обробляють другий набір пілотних символів з другим набором напрямних векторів для одержання другого набору векторів символів, один вектор символів у другому наборі векторів символів для кожного піддіапазону у другому наборі піддіапазонів, причому кожний вектор символів у другому наборі векторів символів відповідає направленому пілот-сигналу для першого просторового каналу піддіапазону, зв'язаного з вказаним вектором символів.

31. Спосіб за п. 30, що додатково містить етапи, на яких:

передають перший набір векторів символів через множини антен першого набору піддіапазонів; і

передають другий набір векторів символів через множини антен другого набору піддіапазонів.

32. Спосіб за п. 31, в якому перший набір векторів символів і другий набір векторів символів передають в одному періоді символу.

33. Спосіб за п. 27, в якому пілотні символи у першому наборі вибирають таким чином, що сигнали, які генеруються на основі пілотних символів, мають малу варіацію співвідношення пікове значення/середнє значення.

34. Спосіб прийому направленного пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на яких:

приймають першу групу символів від множини антен для першого направленного пілот-сигналу через перший просторовий канал MIMO каналу у MIMO системі, причому направлений пілот-сигнал генерують, базуючись на пілотному символі і першому напрямному векторі для першого просторового каналу;

обробляють першу групу символів з вказаним пілотним символом для одержання другої групи символів;

визначають перший фактор масштабування, базуючись на оцінці потужності для символів у першій групі; і

виконують масштабування символів у другій групі на перший фактор масштабування для одержання другого напрямного вектора для першого просторового каналу.

35. Спосіб за п. 34, в якому перший направлений пілот-сигнал передають протягом множини періодів символів, причому спосіб додатково містить етап, на якому:

виконують підсумовування символів у другій групі для множини періодів символів.

36. Спосіб за п. 34, що додатково містить етап, на якому:

виводять узгоджений фільтр для першого просторового каналу, базуючись на другому напрямному векторі.

37. Спосіб за п. 34, в якому другий напрямний вектор використовують для просторової обробки при передачі даних через MIMO канал.

38. Спосіб за п. 34, що додатково містить етап, на якому:

виводять узгоджений фільтр часового домену для першого просторового каналу, базуючись на

другому напрямному векторі для першого просторового каналу.

39. Спосіб за п. 38, в якому узгоджений фільтр часового домену містить імпульс узгодженого фільтра для кожної з множини антен.

40. Спосіб за п. 34, що додатково містить етапи, на яких:

приймають третю групу символів від множини антен для другого направленного пілот-сигналу, прийнятого через другий просторовий канал MIMO каналу, причому другий направлений пілот-сигнал генерують, базуючись на вказаному пілотному символі і першому напрямному векторі для другого просторового каналу;

обробляють третю групу символів з вказаним пілотним символом для одержання четвертої групи символів;

визначають другий фактор масштабування, базуючись на оцінці потужності для символів у третій групі; і

виконують масштабування символів у четвертій групі на другий фактор масштабування для одержання другого напрямного вектора для другого просторового каналу.

41. Спосіб обробки пілот-сигналів у першій сутності у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на яких:

генерують множину ортогональних пілот-сигналів для MIMO пілот-сигналу, базуючись на першому пілотному символі і множині ортогональних послідовностей для множини антен, причому множина ортогональних пілотних сигналів призначена для передачі через множину антен по першій лінії; і

обробляють направлений пілот-сигнал, прийнятий від другої сутності через просторовий канал по другій лінії, причому направлений пілот-сигнал генерують, базуючись на другому пілотному символі і напрямному векторі для вказаного просторового каналу, і при цьому напрямний вектор одержують, базуючись на MIMO пілот-сигналі.

42. Спосіб за п. 41, в якому перша лінія являє собою низхідну лінію і друга лінія являє собою висхідну лінію MIMO системи.

43. Спосіб за п. 41, в якому перша лінія і друга лінія займають одну смугу частот з використанням дуплексного зв'язку з часовим розділенням.

44. Спосіб за п. 43, в якому перша лінія і друга лінія є каліброваними, і першу лінію оцінюють як взаємообернену до другої лінії.

45. Спосіб за п. 41, що додатково включає в себе етап, на якому:

генерують пілот-сигнал маяка, базуючись на третьому пілотному символі, причому пілот-сигнал маяка містить загальний пілот-сигнал, придатний для передачі через кожну з множини антен по першій лінії.

46. Спосіб за п. 41, що додатково включає в себе етап, на якому:

генерують пілот-сигнал несучої для передачі по першій лінії, що використовується другою сутністю для відслідковування фази.

47. Спосіб за п. 41, в якому генерація пілот-сигналу включає в себе етапи, на яких:

одержують множину ортогональних послідовностей для множини антен, причому множині антен призначені різні ортогональні послідовності, і виконують покриття першого пілотного символу кожної з множини ортогональних послідовностей для одержання відповідного одного з множини ортогональних пілот-сигналів.

48. Спосіб за п. 47, в якому множина ортогональних послідовностей є послідовностями Уолша.

49. Спосіб за п. 41, в якому направлений пілот-сигнал, що приймається від другої сутності, обробляють для одержання оцінки щонайменше одного напрямного вектора для першої лінії.

50. Спосіб за п. 41, в якому MIMO система використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM).

51. Спосіб за п. 50, в якому MIMO пілот-сигнал передають по множині піддіапазонів.

52. Спосіб за п. 50, в якому направлений пілот-сигнал приймають по множині піддіапазонів.

53. Спосіб обробки пілот-сигналів у першій сутності у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на яких:

генерують пілот-сигнал маяка, базуючись на першому пілотному символі, причому пілот-сигнал маяка містить загальний пілот-сигнал, придатний для передачі через кожну з множини антен по висхідній лінії у MIMO системі;

генерують множину ортогональних пілот-сигналів для MIMO пілот-сигналу, базуючись на другому пілотному символі і множині ортогональних послідовностей для множини антен, причому множина ортогональних пілотних сигналів призначена для передачі через множину антен по низхідній лінії; і

обробляють направлений пілот-сигнал, прийнятий від другої сутності через просторовий канал по висхідній лінії у MIMO системі, причому направлений пілот-сигнал генерують, базуючись на третьому пілотному символі і напрямному векторі для вказаного просторового каналу, і при цьому напрямний вектор одержують, базуючись на MIMO пілот-сигналі.

54. Спосіб за п. 53, в якому направлений пілот-сигнал, прийнятий від другої сутності, обробляють для одержання оцінки щонайменше одного напрямного вектора для низхідної лінії.

55. Спосіб за п. 53, в якому MIMO система використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM), причому пілот-сигнал маяка генерують, базуючись на першому наборі пілотних символів, і передають по першому набору піддіапазонів, при цьому MIMO пілот-сигнал генерують, базуючись на другому наборі пілотних символів, і передають по другому набору піддіапазонів.

56. Спосіб генерації направленного пілот-сигналу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить етапи, на яких:

оцінюють відгук каналу першої лінії у MIMO системі;

одержують набір напрямних векторів для другої лінії у MIMO системі, базуючись на оцінці відгуку каналу для першої лінії; і

генерують направлений пілот-сигнал для просторового каналу другої лінії, базуючись на напрямному векторі з набору напрямних векторів.

57. Спосіб за п. 56, що додатково містить етап, на якому:

передають направлений пілот-сигнал по другій лінії.

58. Спосіб за п. 56, що додатково містить етап, на якому:

приймають MIMO пілот-сигнал по першій лінії, причому MIMO пілот-сигнал містить множину ортогональних пілот сигналів, генерованих, базуючись на множині ортогональних послідовностей, і переданих по першій лінії через множину антен, при цьому відгук каналу першої лінії оцінюють, базуючись на прийнятому MIMO пілот-сигналі.

59. Спосіб за п. 56, в якому набір напрямних векторів для другої лінії одержують шляхом виконання розкладання матриці відгуку каналу для оцінки відгуку каналу першої лінії.

60. Спосіб за п. 56, в якому перша лінія являє собою низхідну лінію, а друга лінія являє собою висхідну лінію у MIMO системі.

61. Спосіб за п. 56, в якому генерація включає в себе етап, на якому:

виконують формування променя для пілотного символу, використовуючи інформацію як про амплітуду, так і про фазу, для напрямного вектора для генерації направленного пілот-сигналу.

62. Спосіб за п. 56, в якому генерація включає в себе етап, на якому:

виконують направлення променя для пілотного символу, використовуючи інформацію про фазу для напрямного вектора для генерації направленного пілот-сигналу.

63. Точка доступу у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить:

передавальний просторовий процесор, виконаний з можливістю генерації множини ортогональних пілот-сигналів для MIMO пілот-сигналу, базуючись на першому пілотному символі і множині ортогональних послідовностей для множини антен, причому множина ортогональних пілот-сигналів призначена для передачі через множину антен по низхідній лінії у MIMO системі; і

приймальний просторовий процесор, виконаний з можливістю обробки направленного пілот-сигналу, прийнятого від терміналу через просторовий канал по висхідній лінії у MIMO системі, причому направлений пілот-сигнал генерують у терміналі, базуючись на другому пілотному символі і напрямному векторі для вказаного просторового каналу, при цьому напрямний вектор одержують у терміналі, базуючись на MIMO пілот-сигналі, прийнятому по низхідній лінії.

Даний винахід відноситься, у загальному випадку, до обміну даними і, більш точно, до пілот-сигналів, придатних для використання у комунікаційних системах з множиною входів і множиною виходів.

MIMO-система використовує для передачі даних декілька (N_T) передавальних антен і декілька (N_R) приймальних антен. MIMO канал, сфо-

64. Точка доступу за п. 63, в якій передавальний просторовий процесор додатково виконаний з можливістю генерації пілот-сигналу маяка, базуючись на третьому пілотному символі, причому пілот-сигнал маяка містить загальний пілот-сигнал, придатний для передачі через кожну з множини антен по низхідній лінії.

65. Точка доступу за п. 63, в якій множина ортогональних послідовностей являє собою послідовності Уолша.

66. Точка доступу за п. 63, в якій MIMO система використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM), причому MIMO пілот-сигнал генерують для першого набору піддіапазонів, при цьому направлений пілот-сигнал приймають по другому набору піддіапазонів.

67. Термінал у безпроводній комунікаційній системі з множиною входів і множиною виходів (MIMO), що містить:

приймальний просторовий процесор, виконаний з можливістю обробки MIMO пілот-сигналу, прийнятого від точки доступу по низхідній лінії у MIMO системі, для одержання оцінок відгуку каналу для низхідної лінії, причому MIMO пілот-сигнал містить множину ортогональних пілот-сигналів, генерованих, базуючись на пілотному символі і множині ортогональних послідовностей, призначених множині антен у точці доступу, один ортогональний пілот-сигнал для кожної з множини антен; і

передавальний просторовий процесор, виконаний з можливістю генерації направленного пілот-сигналу, базуючись на другому пілотному символі і напрямному векторі для просторового каналу висхідної лінії у MIMO системі.

68. Термінал за п. 67, що додатково містить:

контролер, виконаний з можливістю виведення напрямного вектора для просторового каналу висхідної лінії, базуючись на оцінках відгуку каналу, одержаних для низхідної лінії.

69. Термінал за п. 68, в якому контролер реалізований з можливістю виконання розкладання матриці відгуку каналу для оцінок відгуку каналу низхідної лінії для виведення напрямного вектора для просторового каналу висхідної лінії.

70. Термінал за п. 67, в якому MIMO система використовує мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM), причому оцінки відгуку каналу одержують для кожного піддіапазону з першої множини піддіапазонів, базуючись на MIMO пілот-сигналі, прийнятому по вказаному піддіапазону, при цьому направлений пілот-сигнал генерують для кожного піддіапазону з другої множини піддіапазонів.

рмований N_T передавальними і N_R приймальними антенами може бути розкладений на N_S незалежних каналів, що називаються власними модами, де $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Кожний з N_S незалежних каналів відповідає розмірності. Система MIMO може забезпечити поліпшену продуктивність (тобто, збільшену ємність при передачі і/або підвищену надійність) при використанні додаткової розмір-

ності, утвореної множиною передавальних і приймальних антен.

У безпроводній комунікаційній системі дані, призначені для передачі, спочатку використовують для модуляції радіочастотної (РЧ) несучої, для генерації РЧ модульованого сигналу, який краще підходить для передачі по безпроводному каналу. У випадку MIMO системи можуть генеруватися і одночасно передаватися через N_T передавальних антен до N_T РЧ модульованих сигналів. Передані РЧ модульовані сигнали можуть досягати N_R приймальних антен по декількох шляхах поширення у безпроводному каналі. Характеристики шляхів поширення, як правило, змінюються з плином часу завдяки декільком факторам, таким як, наприклад, завмирання, багатопроменеве поширення і зовнішні перешкоди. Отже, модульовані РЧ сигнали, що передаються, можуть піддаватися впливам різних станів каналу (наприклад, різних ефектів завмирання і багатопроменеве поширення), і можуть бути пов'язані з різними комплексними посиленнями і співвідношеннями сигнал/шум (ССШ).

Для досягнення високої продуктивності часто буває необхідно характеризувати відгук безпроводного каналу. Наприклад, відгук каналу може бути необхідний у передавачі для виконання просторової обробки (описаної нижче) даних, що передаються у приймач. Відгук каналу також може бути необхідний у приймачі для виконання просторової обробки прийнятих сигналів для відновлення переданих даних.

У багатьох безпроводних комунікаційних системах пілот-сигнал передається передавачем для сприяння приймачу для виконання деяких функцій. Пілот-сигнал, як правило, генерують, базуючись на відомих символах, і обробляють відомим способом. Пілот-сигнал може бути використаний у приймачі для оцінки каналу, одержання таймування і частоти, демодуляції даних і т.д.

При розробці MIMO пілот-сигналу доводиться стикатися з різними проблемами. З одного боку, оскільки передача пілот-сигналу являє собою службову інформацію у MIMO системі, бажано мінімізувати передачу пілот-сигналу наскільки це можливо. Крім цього, якщо MIMO система являє собою систему з множинним доступом, яка підтримує зв'язок з множиною користувачів, то структура пілот-сигналу повинна бути розроблена таким чином, що пілот-сигнали, необхідні для підтримки множини користувачів, не займають значну частину доступних ресурсів системи.

Таким чином, у даній галузі техніки існує потреба у пілот-сигналах для MIMO систем, які задовольняють викладені вище вимоги.

У даному описі пропонуються пілот-сигнали, придатні для використання у MIMO системах. Вказані пілот-сигнали реалізовані з можливістю підтримки різних функцій, які можуть бути необхідними для належної роботи системи, наприклад, одержання таймування і частоти, оцінки каналу, калібрування і т.д. Пілот-сигнали можуть розглядатися як приналежні до різних типів, розроблених і використовуваних для різних функцій.

Різні типи пілот-сигналів можуть включати в себе: пілот-сигнал маяка, MIMO пілот-сигнал,

направлений опорний сигнал або направлений пілот-сигнал і пілот-сигнал несучої. Пілот-сигнал маяка передається через всі передавальні антени і може бути використаний для одержання таймування і частоти. MIMO пілот-сигнал також передається через всі передавальні антени, але його покривають різними ортогональними кодами, призначеними передавальним антенам. MIMO пілот-сигнал може використовуватися для оцінки каналу. Направлений опорний сигнал передають на визначених власних модах MIMO каналу, і він є специфічним для кожного користувальницького терміналу. Направлений опорний сигнал може бути використаний для оцінки каналу і, можливо, для керування швидкістю. Пілот-сигнал несучої може передаватися по визначених призначених піддіапазонах/антенах і може бути використаний для відслідковування фази сигналу несучої.

Базуючись на різних комбінаціях вказаних типів пілот-сигналів, можуть бути визначені різні схеми передачі пілот-сигналу. Наприклад, у випадку низхідної лінії точка доступу може передавати пілот-сигнал маяка, MIMO пілот-сигнал і пілот-сигнал несучої для всіх користувальницьких терміналів в її зоні покриття і необов'язково може передавати направлений опорний сигнал будь-якому активному користувальницькому терміналу, який приймає передачу по низхідній лінії від даної точки доступу.

У випадку висхідної лінії, користувальницький термінал може передавати MIMO пілот-сигнал для калібрування і може передавати направлений опорний сигнал і пілот-сигнал несучої, якщо він запланований (наприклад, для передачі даних по низхідній лінії і/або висхідній лінії).

Різні аспекти варіанту здійснення даного винаходу більш детально описані нижче.

Відмітні особливості і суть даного винаходу стануть більш зрозумілими з докладного опису, що наводиться нижче, при розгляді разом з кресленнями, на яких однакові посилальні позиції означають однакові елементи, і на яких:

На Фіг.1 показана MIMO система з множинним доступом;

На Фіг.2 показана ілюстративна структура кадру для передачі даних у TDD MIMO-OFDM системі;

На Фіг.3 показані передачі пілот-сигналу по низхідній лінії і висхідній лінії для ілюстративної схеми передачі пілот-сигналу;

На Фіг.4 показана блок-схема точки доступу і користувальницького терміналу;

На Фіг.5 показана блок-схема TX просторового процесора, виконаного з можливістю генерації пілот-сигналу маяка;

На Фіг.6A показана блок-схема TX просторового процесора, виконаного з можливістю генерації MIMO пілот-сигналу;

На Фіг.6B показана блок-схема RX просторового процесора, виконаного з можливістю надання оцінки відгуку каналу, базуючись на прийнятому MIMO пілот-сигналі;

На Фіг.7A показана блок-схема TX просторового процесора, виконаного з можливістю генерації направленої опорної пілот-сигналу;

На Фіг.7В показана блок-схема RX просторового процесора, виконаного з можливістю надання оцінки відгуку каналу, базуючись на прийнятому напрямленому опорному сигналі.

Використовуване у даному описі слово "ілюстративний" означає "такий, що служить як приклад, ілюстрація". Будь-який варіант здійснення, викладений у даному описі як "ілюстративний", не треба розглядати як переважний або такий, що має переваги над іншими варіантами здійснення.

На Фіг.1 показана MIMO система 100 з множинним доступом, яка підтримує множину користувачів і виконана з можливістю реалізації пілот-сигналів, що розглядаються у даному описі. MIMO система 100 включає в себе множинну точку 110 доступу (AP), які підтримують зв'язок з множиною користувальницьких терміналів 120 (UT). Для простоти, на Фіг.1 показані тільки дві точки доступу 110a і 110b. Точка доступу, у загальному випадку, являє собою нерухому станцію, яка використовується для зв'язку з користувальницькими терміналами. Точка доступу також може називатися базовою станцією або яким-небудь іншим терміном.

Користувальницькі термінали 120 можуть бути розподілені по системі. Кожний користувальницький термінал може являти собою нерухомий або мобільний термінал, який може обмінюватися даними з точкою доступу. Користувальницький термінал також може називатися терміналом доступу, мобільною станцією, віддаленою станцією, пристроєм користувача (UE), безпроводним пристроєм або яким-небудь іншим терміном. Кожний користувальницький термінал може обмінюватися даними з однією або, можливо, множиною точок доступу по низхідній лінії і/або висхідній лінії у будь-який даний момент часу. Низхідна лінія (тобто, пряма лінія) відноситься до передачі від точки доступу у користувальницький термінал, а висхідна лінія (тобто, зворотна лінія) відноситься до передачі від користувальницького

термінала у точку доступу. Як використовується у даному описі, "активний" користувальницький термінал являє собою термінал, що приймає передачу по низхідній лінії від точки доступу і/або веде передачу по висхідній лінії у точку доступу.

На Фіг.1 точка 110a доступу обмінюється даними з користувальницькими терміналами 120a-120f, а точка 110b доступу обмінюється даними з користувальницькими терміналами 120f-120k. Призначення користувальницьких терміналів точкам доступу, як правило, базується на силі сигналу, що приймається, а не на відстані. У будь-який даний момент часу користувальницький термінал може приймати передачу по низхідній лінії від однієї або множини точок доступу. Контролер 130 системи з'єднаний з точками 110 доступу і може бути реалізований з можливістю виконання декількох функцій, таких як (1) координація і керування приєднаними до нього точками доступу, (2) маршрутизація даних між цими точками доступу, і (3) доступ до системи і керування обміном даними з користувальницькими терміналами, що обслуговуються цими точками доступу.

I. Пілот-сигнали

У даному описі пропонуються пілот-сигнали, придатні для використання у MIMO системах, наприклад, такий як показана на Фіг.1. Ці пілот-сигнали можуть підтримувати різні функції, які можуть бути необхідними для належної роботи системи, наприклад, одержання таймування і частоти, оцінка каналу, калібрування і т.д. Пілот-сигнали можуть розглядатися як приналежні до різних типів, розроблених і використовуваних для різних цілей. У таблиці 1 перераховані чотири типи пілот-сигналів і їх короткі описи для ілюстративного варіанту здійснення пілот-сигналу. Також може бути визначена менша кількість типів пілот-сигналів, інші типи пілот-сигналів і/або додаткові типи пілот-сигналів, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

Таблиця 1

Типи пілот сигналів

Тип пілот-сигналу	Опис
пілот-сигнал маяка	пілот-сигнал, що передається через всі передавальні антени і використовується для одержання даних про таймування і частоту
MIMO пілот-сигнал	пілот-сигнал, що передається через всі передавальні антени з різними ортогональними кодами і використовується для оцінки каналу
направлений опорний сигнал	пілот-сигнал, що передається через визначені власні моди MIMO каналу для визначеного користувальницького термінала і використовується для оцінки каналу і, можливо, керування швидкістю
пілот-сигнал несучої	пілот-сигнал, що використовується для відслідковування фази несучої

Направлений опорний сигнал і направлений пілот-сигнал є синонімами.

Базуючись на різних комбінаціях вказаних типів пілот-сигналів, можуть бути визначені різні схеми передачі пілот-сигналу. Наприклад, у випадку низхідної лінії точка доступу може передавати пілот-сигнал маяка, MIMO пілот-сигнал і пілот-сигнал несучої для всіх користувальницьких терміналів в її зоні покриття і необов'язково може

передавати направлений опорний сигнал будь-якому активному користувальницькому терміналу, який приймає передачу по низхідній лінії від даної точки доступу. У випадку висхідної лінії, користувальницький термінал може передавати MIMO пілот-сигнал для калібрування і може передавати направлений опорний сигнал і пілот-сигнал несучої, якщо він запланований (наприклад, для передачі даних по низхідній лінії і/або

висхідній лінії). Обробка при передачі і прийомі цих різних типів пілот-сигналу більш детально описана нижче.

Пілот-сигнали, що розглядаються у даному описі, можуть використовуватися у різних типах MIMO систем. Наприклад, пілот-сигнали можуть бути використані (1) у MIMO системах з однією несучою, (2) у MIMO системах з множиною несучих, які використовують мультиплексування з ортогональним розділенням частот (OFDM), або який-небудь інший спосіб модуляції з множиною несучих, (3) у MIMO системах, в яких реалізовані способи множинного доступу, такі як множинний доступ з частотним розділенням каналів (FDMA), множинний доступ з часовим розділенням каналів (TDMA) і множинний доступ з кодовим розділенням каналів (CDMA), (4) у MIMO системах, в яких для передачі даних реалізоване мультиплексування з частотним розділенням (FDM), мультиплексування з часовим розділенням (TDM) і/або мультиплексування з кодовим розділенням, (5) у MIMO системах, в яких для каналів низхідної лінії і висхідної лінії реалізований дуплексний зв'язок з часовим розділенням (TDD), дуплексний зв'язок з частотним розділенням (FDD) і/або дуплексний зв'язок з кодовим розділенням (CDD), і (6) в інших типах MIMO систем. Для простоти, пілот-сигнали описані нижче спочатку для MIMO системи, що реалізує OFDM (тобто, MIMO-OFDM системи), а потім для TDD MIMO-OFDM системи.

OFDM ефективно розділяє всю смугу частот системи на декілька (N_F) ортогональних піддіапазонів, які також називаються тонами, частотними бінами або частотними підканалами. У випадку OFDM кожний піддіапазон зв'язаний з відповідною піднесучою, яка може бути модульована даними. У випадку MIMO-OFDM системи кожний піддіапазон може бути зв'язаний з декількома власними модами, і кожна власна мода кожного піддіапазону може розглядатися як незалежний канал передачі.

Для простоти, нижче описана конкретна структура пілот-сигналу для ілюстративної MIMO-OFDM системи. У цій MIMO-OFDM системі смуга частот системи розділена на 64 ортогональних піддіапазонів (тобто, $N_F=64$), яким призначені індекси від -32 до +31. З цих 64 піддіапазонів 48 піддіапазонів (наприклад, з індексами $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$) можуть використовуватися для передачі даних, 4 піддіапазони (наприклад, з індексами $\pm\{7, 21\}$) можуть бути використані для пілот-сигналу несучої і, можливо, для сигналізації, піддіапазон DC (з індексом 0) не використовується, і піддіапазони, що залишилися, також не використовуються і служать як охоронні піддіапазони. Таким чином, з 64 піддіапазонів 52 "використовуваних" піддіапазони включають в себе 48

піддіапазонів даних і 4 піддіапазони пілот-сигналу, а 12 піддіапазонів, що залишилися, не використовуються. Така структура піддіапазонів OFDM більш детально описана у зазначеній вище попередній [заявці на патент США №60/421,309]. Для MIMO-OFDM системи також може бути реалізована різна кількість піддіапазонів та інші структури піддіапазонів OFDM, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

У випадку OFDM, дані, призначені для передачі у кожному використовуваному піддіапазоні, спочатку модулюють (тобто, виконують відображення символів), використовуючи конкретну схему модуляції (наприклад, BPSK, QPSK або M-QAM), вибрану для використання у цьому піддіапазоні. У кожному використовуваному піддіапазоні у кожний період символу може передаватися один символ модуляції. Кожний символ модуляції являє собою комплексне значення для визначеної точки у сигнальному сузір'ї, відповідному вибраній схемі модуляції. У невикористовуваних піддіапазонах можуть передаватися сигнали з нульовим значенням. Для кожного періоду символу OFDM символи модуляції для використовуваних піддіапазонів і нульові значення сигналів для невикористовуваних піддіапазонів (тобто, символи модуляції і нулі для всіх N_F піддіапазонів) перетворюють у часовий домен, використовуючи обернене швидке перетворення Фур'є (IFFT) для одержання перетвореного символу, який містить N_F вибірок часового домену. Для протидії міжсимвольній інтерференції (ISI) частину кожного перетвореного символу звичайно повторюють (що також називається додаванням циклічного префікса) для формування відповідного OFDM символу, який потім передають по безпроводному каналу. Період OFDM символу, який часто називають у даному описі періодом символу, відповідає тривалості одного OFDM символу.

1. Пілот-сигнал маяка

Пілот-сигнал маяка включає в себе визначений набір пілотних символів, який передають через кожну з N_T передавальних антен. Той же набір пілотних символів передають протягом N_B періодів символів, призначених для передачі пілот-сигналу маяка. У загальному випадку N_B може являти собою будь-яке ціле число, більше або таке, що дорівнює одиниці.

В одному з ілюстративних варіантів здійснення набір пілотних символів для пілот-сигналу маяка являє собою набір з 12 символів модуляції BPSK, який називається OFDM символом "B". 12 символів модуляції BPSK для OFDM символу B наведені у таблиці 2. По 52 невикористовуваних піддіапазонах, що залишилися, передають сигнали з нульовим значенням.

Таблиця 2

Пілотні символи

Індекс під-діапазону	Пілот-сигнал маяка $b(k)$	MIMO пілот-сигнал $p(k)$	Індекс піддіапазону	Пілот-сигнал маяка $b(k)$	MIMO пілот-сигнал $P(k)$	Індекс під-діапазону	Пілот-сигнал маяка $b(k)$	MIMO пілот-сигнал $P(k)$	Індекс під-діапазону	Пілот-сигнал маяка $b(k)$	MIMO пілот-сигнал $P(k)$
	0	0	-13	0	1-j	1	0	1-j	15	0	1+j
-26	0	-1-j	-12	-1-j	1-j	2	0	-1-j	16	1+j	-1+j
-25	0	-1+j	-11	0	-1-j	3	0	-1-j	17	0	-1+j
-24	1+j	-1+j	-10	0	-1-j	4	-1-j	-1-j	18	0	1-j
-23	0	-1+j	-9	0	1-j	5	0	-1+j	19	0	1+j
-22	0	1-j	-8	-1-j	-1-j	6	0	1+j	20	1+j	-1+j
-21	0	1-j	-7	0	1+j	7	0	-1-j	21	0	1+j
-20	-1-j	1+j	-6	0	-1+j	8	-i-j	-1+j	22	0	-1+j
-19	0	-1-j	-5	0	-1-j	9	0	-1-j	23	0	1+j
-18	0	-1+j	-4	1+j	-1+j	10	0	-1-j	24	1+j	-1+j
-17	0	1+j	-3	0	-1+j	11	0	1+j	25	0	1-j
-16	1+j	-1+j	-2	0	1-j	12	i+i	1-j	26	0	-1-j
-15	0	1-j	-1	0	-1+j	13	0	-1+j	...	0	0
-14	0	1+j	0	0	0	14	0	-1-j			

Для ілюстративного варіанту здійснення і, як показано у таблиці 2, для пілот-сигналу маяка символ модуляції BPSK (1+j) передають у піддіапазонах -24, -16, -4, 12, 16, 20 і 24, і символ модуляції BPSK - (1+j) передають у піддіапазонах -20, -12, -8, 4 і 8. У 52 піддіапазонах, що залишилися, для пілот-сигналу маяка передають сигнали з нульовим значенням.

OFDM символ В реалізований для полегшення одержання таймування і частоти системи користувальницькими терміналами. Для ілюстративного варіанту здійснення OFDM символу В, описаного вище, використовуються тільки 12 з 62 піддіапазонів, і ці піддіапазони розділяються чотирма піддіапазонами. Таке розділення чотирма піддіапазонами дає можливість користувальницькому терміналу мати вихідну помилку по частоті до двох піддіапазонів. Пілот-сигнал маяка дає можливість користувальницькому терміналу виконати корекцію його початкової грубої помилки по частоті, і виконувати корекцію своєї частоти таким чином, що дрейф фази за час пілот-сигналу маяка є невеликим (наприклад, менше ніж 45 градусів за час пілот-сигналу маяка при швидкості цифрування 20МГц). Якщо тривалість пілот-сигналу маяка становить 8мксек., то 45 градусів (або менше) дрейфу фази за 8мксек. становлять 360 градусів за 64мксек., що становить приблизно 16 КГц.

Помилка по частоті 16КГц, як правило, є дуже великою для роботи. Додаткова корекція по частоті може бути одержана при використанні MIMO пілот-сигналу і пілот-сигналу несучої. Ці пілот-сигнали мають достатню тривалість для корекції частоти користувальницького терміналу з необхідною точністю (наприклад, 250Гц). Наприклад, якщо TDD кадр становить 2мсек. (як описано нижче), і якщо частота користувальницького терміналу одержана з точністю 250Гц, то протягом одного TDD кадру зсув фази складає менше половини періоду. Різниця фаз пілот-сигналу маяка від одного TDD кадру до іншого TDD кадру може бути використана

для прив'язки частоти користувальницького терміналу до тактового генератора точки доступу, тим самим ефективно зменшуючи помилку по частоті до нуля.

У загальному випадку, набір пілотних символів, що використовуються для пілот-сигналу маяка може бути одержаний, використовуючи будь-яку схему модуляції. Таким чином, для пілот-сигналу маяка також можуть бути використані інші OFDM символи, одержані з використанням BPSK або якої-небудь іншої схеми модуляції, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

В ілюстративному варіанті здійснення для передачі пілот-сигналу маяка доступні чотири передавальні антени. У таблиці 4 перераховані OFDM символи, призначені для передачі через кожну з чотирьох передавальних антен для передачі пілот-сигналу маяка, яка триває два періоди символів.

Таблиця 3

Пілот-сигналу маяка

Період символу	Антенa 1	Антенa 2	Антенa 3	Антенa 4
1	В	В	В	В
2	В	В	В	В

2. MIMO пілот-сигнал

MIMO пілот-сигнал включає в себе визначений набір пілотних символів, який передають через кожну з N_t передавальних антен. Для кожної передавальної антени один і той же набір пілотних символів передають протягом N_p періодів символів, призначених для передачі MIMO пілот-сигналу. Однак, набір пілотних символів для кожної передавальної антени "покривають" унікальною ортогональною послідовністю або кодом, призначеним для цієї антени. Покривання являє собою процес, за допомогою якого даний пілотний

символ або символ даних (або набір з L пілотних символів/символів даних, що мають однакове значення), призначений для передачі, множать на L елементарних сигналів або L -сигнальну ортогональну послідовність для одержання L -покритих символів, які потім передаються. Зняття покриття являє собою компліментарний процес, при якому прийняті символи множать на L елементарних сигналів тієї ж самої L -сигнальної ортогональної послідовності для одержання символів зі знятим L -покриттям, які потім підсумовуються для одержання оцінки переданих пілотних символів або символів даних. За допомогою покривання досягається ортогональність між N_T передачами пілот-сигналу від N_T передавальних антен, що дозволяє приймачу розрізняти окремі передавальні антени, як описано нижче. Як описано нижче, тривалість передачі MIMO пілот-сигналу може залежати від його використання. У загальному випадку, N_P може являти собою будь-яке ціле число, більше або таке, що дорівнює одиниці.

Для N_T передавальних антен можуть бути використані один набір або різні набори пілотних символів. В ілюстративному варіанті здійснення один набір пілотних символів використовується для всіх N_T передавальних антен для MIMO пілот-сигналу, і цей набір включає в себе 52 символи модуляції QPSK для 52 використовуваних піддіапазонів, що називається OFDM символом "P". 52 символи модуляції QPSK для OFDM символу P наведені у таблиці 2. У 12 невикористовуваних піддіапазонах, що залишилися, передають сигнали з нульовим значенням.

52 символи модуляції QPSK формують унікальне "слово", яке призначене для полегшення оцінки каналу користувальницькими терміналами. Це унікальне слово вибрано таким чином, що має мінімальну варіацію співвідношення пікове значення/середнє значення для сигналу, що генерується, базуючись на цих 52 символах модуляції.

Добре відомо, що OFDM, у загальному випадку, зв'язане з вищою варіацією співвідношення пікове значення/середнє значення, ніж деякі інші способи модуляції (наприклад, CDMA). У результаті, для запобігання амплітудному обмеженню у схемі (наприклад, підсилювача потужності) у передавальному ланцюгу OFDM символи, як правило, передають при зниженому рівні потужності, тобто, із запасом по відношенню до пікового рівня потужності передачі. Запас використовується для врахування варіації у сигналі для цих OFDM символів. При мінімізації варіації співвідношення пікове значення/середнє значення у сигналі для OFDM символу P MIMO пілот-сигнал може передаватися при вищому рівні потужності (тобто, для MIMO пілот-сигналу може застосовуватися менший запас по потужності). Вища потужність передачі для MIMO пілот-сигналу приводить до поліпшеної якості прийнятого сигналу для MIMO пілот-сигналу у приймачі. Менша варіація співвідношення пікове значення/середнє значення також може зменшити величину спотворень та нелінійностей, що генеруються схемою у приймальних і передавальних ланцюгах. Перераховані вище різні фактори можуть давати у результаті поліпшену точність при

оцінці каналу, одержаній, базуючись на MIMO пілот-сигналі.

OFDM символ з мінімальною варіацією співвідношення пікове значення/середнє значення може бути одержаний різними способами. Наприклад, може бути виконаний випадковий пошук, при якому велику кількість наборів пілотних символів формують випадковим чином і оцінюють для того, щоб виявити набір, який має мінімальну варіацію співвідношення пікове значення/середнє значення. OFDM символ P, наведений у таблиці 2, являє собою ілюстративний OFDM символ, який може бути використаний для MIMO пілот-сигналу. У загальному випадку, набір пілотних символів, що використовується для MIMO пілот-сигналу, може бути одержаний, використовуючи будь-яку схему модуляції. Таким чином, для MIMO пілот-сигналу також можуть бути використані різні інші OFDM символи, одержані з використанням QPSK або якої-небудь іншої схеми модуляції, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

Для покривання OFDM символів P, що передаються через N_T передавальних антен, можуть бути використані різні ортогональні коди. Приклади таких ортогональних кодів включають в себе коди Уолша і ортогональні коди зі змінним фактором розширення (OVSF). Для покривання OFDM символів P також можуть бути використані псевдоортогональні коди і квазіортогональні коди. Прикладом псевдоортогонального коду є M послідовність, добре відома у даній галузі техніки. Прикладом квазіортогонального коду є квазіортогональна функція (QOF), що визначається в IS-2000. У загальному випадку, для покривання можуть бути використані різні коди, деякі з яких згадані вище. Для простоти, термін "ортогональний код" використовується у даному описі для загального позначення будь-якого типу коду, придатного для використання при покриванні пілотних символів. Довжина (L) ортогонального коду вибирається так, щоб вона була більшою або дорівнювала кількості передавальних антен (наприклад, $L \geq N_T$), і для використання доступні L ортогональних кодів. Кожній передавальній антені призначають унікальний ортогональний код. N_P OFDM символів P, призначені для передачі в N_P періодах символів через кожен передавальну антену, покривають ортогональним кодом, призначеним для цієї передавальної антени.

В одному з варіантів здійснення доступні чотири передавальні антени і призначені послідовності Уолша з 4-а елементарними сигналами $W_1=1111$, $W_2=1010$, $W_3=1100$ і $W_4=1001$ для MIMO пілот-сигналу. Для даної послідовності значення "1" вказує, що передається OFDM символ P, і значення "0" вказує, що передається OFDM символ -P. Для OFDM символу -P кожний з 52 символів модуляції QPSK в OFDM символі P є інвертованим (тобто, помноженим на -1). Результат покривання для кожної передавальної антени являє собою послідовність покритих OFDM символів P для цієї передавальної антени. Покривання по суті виконується окремо для кожного з піддіапазонів для генерації послідовності покритих пілотних символів для цього піддіапазону. Послідовність покритих

пілотних символів для всіх піддіапазонів формує послідовність покритих OFDM символів P.

У таблиці 4 перераховані OFDM символи, призначені для передачі через кожну з чотирьох передавальних антен для передачі MIMO пілот-сигналу, яка має тривалість 4 періоди символів.

Таблиця 4

MIMO пілот-сигнал

Період символу	Антенa 1	Антенa 2	Антенa 3	Антенa 4
1	+P	+P	+P	+P
2	+P	-P	+P	-P
3	+P	+P	-P	-P
4	+P	-P	-P	+P

Для цього набору з послідовності Уолша з 4-а елементарними сигналами передача MIMO пілот-сигналу може здійснюватися протягом цілого кратного чотирьох періодів символів для того, щоб гарантувати ортогональність між чотирма передачами пілот-сигналу через чотири передавальні антени. Послідовність Уолша повторюють для передачі MIMO пілот-сигналу, яка за довжиною перевищує довжину послідовності Уолша.

Безпроводний канал для MIMO-OFDM системи може характеризуватися набором матриць $\underline{H}(k)$ відгуку каналу, для індексу піддіапазону $k \in K$, де $K = \{1 \dots 26\}$ для ілюстративної структури піддіапазонів, викладеної вище. Матриця $\underline{H}(k)$ для кожного піддіапазону включає в себе $N_T N_R$ значень, $\{h_{ij}(k)\}$, для $i \in \{1 \dots N_R\}$ $j \in \{1 \dots N_T\}$, де $h_{ij}(k)$ являє собою посилення каналу між j -ю передавальною антеною та i -ю приймальною антеною.

MIMO пілот-сигнал може бути використаний у приймачі для оцінки відгуку безпроводного каналу. Зокрема, для відновлення пілот-сигналу, відправленого через передавальну антену j і прийняту приймальною антеною i , прийняті OFDM символи в антені і спочатку множать на послідовність Уолша, призначену передавальній антені j . OFDM символи "зі знятим покриттям" для всіх N_P періодів символів для MIMO пілот-сигналу потім підсумовуються, причому підсумовування може виконуватися окремо для кожного з 52 використовуваних піддіапазонів. Підсумовування також може виконуватися у часовому домені для прийнятих OFDM символів (після видалення циклічного префікса у кожному OFDM символі). Підсумовування виконують способом "вибірка-до-вибірки" для множини прийнятих OFDM символів, де вибірки для кожного OFDM символу відповідають різним піддіапазонам, якщо підсумовування виконують після FFT, і різним часовим індексам, якщо підсумовування виконують до FFT. Результатом підсумовування є $\{\hat{h}_{ij}(k)\}$, для $k \in K$, які є оцінками відгуку каналу від передавальної антени j до приймальної антени i для 52 використовуваних піддіапазонів. Така ж обробка може бути виконана для оцінки відгуку каналу від кожної передавальної антени до кожної приймальної антени. Обробка пілот-сигналу дає $N_T N_R$ комплексних значень для кожного піддіапа-

зону, де комплексні значення є елементами матриці $\hat{\underline{H}}(k)$ для оцінки відгуку каналу для цього піддіапазону.

Обробка пілот-сигналу, описана вище, може виконуватися у точці доступу для одержання оцінки $\hat{\underline{H}}_{up}(k)$ відгуку каналу для висхідної лінії, і також може виконуватися у користувальницькому терміналі для одержання оцінки $\hat{\underline{H}}_{dn}(k)$ відгуку каналу для низхідної лінії.

3. Направлений опорний сигнал або направлений пілот-сигнал

Для MIMO-OFDM системи матриця $\underline{H}(k)$ відгуку каналу може бути "діагоналізована" для одержання N_S власних мод для цього піддіапазону, де $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Цього можна досягти або шляхом виконання розкладання по сингулярних значеннях матриці $\underline{H}(k)$ відгуку каналу, або розкладання по власних значеннях кореляційної матриці для $\underline{H}(k)$

, яка являє собою $\underline{R}(k) = \underline{H}^H(k) \underline{H}(k)$. Для простоти, у наведеному нижче описі використовується розкладання по сингулярних значеннях.

Розкладання по сингулярних значеннях матриці $\underline{H}(k)$ відгуку каналу може бути виражене як:

$$\underline{H}(k) = \underline{U}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{V}^H(k), \text{ для } k \in K \quad (1)$$

де $\underline{U}(k)$ являє собою $(N_R \times N_R)$ унітарну матрицю лівих власних векторів для $\underline{H}(k)$;

$\underline{\Sigma}(k)$ являє собою $(N_R \times N_T)$ діагональну матрицю сингулярних значень для $\underline{H}(k)$;

$\underline{V}(k)$ являє собою $(N_T \times N_T)$ унітарну матрицю правих власних векторів для $\underline{H}(k)$; і

"H" являє собою транспонування з комплексним спряженням.

Унітарна матриця \underline{M} характеризується властивістю $\underline{M}^H \underline{M} = \underline{I}$ де \underline{I} являє собою одиничну матрицю.

Розкладання по сингулярних значеннях описане більш детально Gilbert Strang у книзі, озаглавленій "Linear Algebra and Its Applications", друге видання, Academic Press, 1980 р. Власна мода звичайно відноситься до теоретичної конструкції. MIMO канал також можна розглядати як такий, що включає в себе N_g просторових каналів, які можуть бути використані для передачі даних/пілот-сигналу. Кожний просторовий канал може відповідати або може не відповідати власній моді в залежності від того, була успішною чи ні просторова обробка у передавачі при діагоналізації MIMO каналу. Наприклад, потоки даних передаються по просторових каналах (а не по власних модах) MIMO каналу, якщо передавач не має інформації про MIMO канал, або має неточну його оцінку. Для простоти, термін "власна мода" у даному описі також використовують для позначення випадку, коли здійснюється спроба діагоналізації MIMO каналу, навіть якщо вона не є повністю успішною, наприклад, внаслідок неточної оцінки каналу.

Діагональна матриця $\underline{\Sigma}(k)$ для кожного піддіапазону містить невід'ємні дійсні значення на діагоналі і нулі в інших місцях. Діагональні елементи називаються сингулярними значеннями $\underline{H}(k)$ і являють собою посилення для незалежних каналів (або власних мод) MIMO каналу для k -го піддіапазону.

Розкладання по власних значеннях може бути виконане незалежно для матриці $\underline{H}(k)$ відгуку каналу для кожного з 52 використовуваних піддіапазонів для визначення N_s власних мод для даного піддіапазону. Сингулярні значення для кожної діагональної матриці $\underline{\Sigma}(k)$ можуть бути впорядковані таким чином, що $\{\sigma_1(k) \geq \sigma_2(k) \geq \dots \geq \sigma_{N_s}(k)\}$, де $\sigma_1(k)$ є найбільшим сингулярним значенням, $\sigma_2(k)$ є другим за величиною сингулярним значенням і т.д., і $\sigma_{N_s}(k)$ є найменшим сингулярним значенням для k -го піддіапазону. Якщо сингулярні значення для кожної діагональної матриці $\underline{\Sigma}(k)$ впорядковані, то власні вектори (або стовпці) відповідних матриць $\underline{U}(k)$ і $\underline{V}(k)$ також впорядковані, відповідно. Після упорядкування $\sigma_1(k)$ являє собою сингулярне значення для кращої власної моди для піддіапазону k , яку також часто називають "основною" власною модою.

"Широкопasmовова" власна мода може бути визначена як набір власних мод, що мають однаковий індекс для всіх піддіапазонів після упорядкування. Таким чином m -а широкопasmовова власна мода включає в себе m -і власні моди всіх піддіапазонів. Кожна широкопasmовова власна мода зв'язана з відповідним набором власних векторів для всіх піддіапазонів. "Основна" широкопasmовова власна мода являє собою власну моду, зв'язану з найбільшим сингулярним значенням у кожній матриці $\underline{\Sigma}(k)$ кожного піддіапазону після упорядкування.

Матриця $\underline{V}(k)$ включає в себе N_T власних векторів, які можуть бути використані для просторової обробки у передавачі, де $\underline{V}(k) = [\underline{v}_1(k) \underline{v}_2(k) \dots \underline{v}_{N_T}(k)]$, і $\underline{v}_m(k)$ являє собою m -й стовпець $\underline{V}(k)$, який є власним вектором для m -ї власної моди. Для унітарної матриці власні вектори є взаємно ортогональними. Власні вектори також називаються "напрямними" векторами.

Направлений опорний сигнал (тобто, направлений пілот-сигнал) містить один або більше наборів пілотних символів, які передають через N_T передавальних антен. В одному з варіантів здійснення один набір пілотних символів передають по одному набору піддіапазонів для однієї широкопasmової власної моди у даний період символу за допомогою виконання просторової обробки з множиною напрямних векторів для цієї широкопasmової власної моди. В іншому варіанті здійснення множину наборів пілотних символів передають по множині неперетинних наборів піддіапазонів для множини широкопasmових власних мод у даний період символу за допомогою виконання просторової обробки з множиною наборів напрямних векторів для цих широкопasmових власних мод, (вико-

ристовуючи мультиплексування піддіапазонів, яке описане нижче). Для простоти, у наведеному нижче описі передбачається, що один набір пілотних символів передають по одній широкопasmовій власній моді у даний період символу (тобто, мультиплексування піддіапазонів відсутнє).

В одному з варіантів здійснення набір пілотних символів для направленої опорного сигналу являє собою той же самий OFDM символ P , який використовується для MIMO пілот-сигналу. Однак для направленої опорного сигналу також можуть використовуватися інші OFDM символи, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

Направлений опорний сигнал, що передається по m -й широкопasmовій моді (використовуючи формування променя, яке описане нижче) може бути виражений, як:

$$\underline{x}_m(k) = \underline{v}_m(k) \cdot p(k), \text{ для } k \in K \quad (2)$$

де $\underline{x}_m(k)$ являє собою $(N_T \times 1)$ вектор передачі для m -ї власної моди k -го піддіапазону;

$\underline{v}_m(k)$ являє собою напрямний вектор для m -ї власної моди k -го піддіапазону; і

$p(k)$ являє собою пілотний символ для k -го піддіапазону (наприклад, наведений у таблиці 2).

Вектор $\underline{x}_m(k)$ включає в себе N_T символів передачі, призначених для відправки через N_T передавальних антен для k -го піддіапазону.

Направлений опорний сигнал може використовуватися у приймачі для оцінки вектора, який може використовуватися для просторової обробки як при прийомі, так і при передачі даних, як описано нижче. Обробка для направленої опорного сигналу більш детально описана нижче.

4. Пілот-сигнал несучої

Ілюстративна структура піддіапазонів OFDM, описана вище, включає в себе чотири піддіапазони пілот-сигналу з індексами -21, -7, 7 і 21. В одному з варіантів здійснення пілот-сигнал несучої передає по чотирьох діапазонах пілот-сигналу у всіх періодах символів, які не використовуються для інших типів пілот-сигналів. Пілот-сигнал несучої може використовуватися у приймачі для відслідковування змін фази РЧ сигналу несучої і дрейфу генераторів, як у передавачі, так і у приймачі. Це може забезпечити поліпшену продуктивність при демодуляції даних.

В одному з варіантів здійснення пілот-сигнал несучої містить чотири пілотні послідовності, $P_{c1}(n)$, $P_{c2}(n)$, $P_{c3}(n)$ і $P_{c4}(n)$, і передається по чотирьох піддіапазонах пілот-сигналу. В одному з варіантів здійснення чотири пілотні послідовності визначають наступним чином:

$$P_{c1}(n) = P_{c2}(n) = P_{c3}(n) = -P_{c4}(n) \quad (3)$$

де n є індексом періоду символу (або OFDM символу).

Пілотні послідовності можуть бути визначені, базуючись на різних послідовностях даних. В одному з варіантів здійснення пілотна послідовність $P_{c1}(n)$ генерується, базуючись на поліномі $G(x) = x^7 + x^4 + x$, де вихідний стан встановлений в одиниці і вихідні біти відображаються на значення сигналу наступним чином: $1 \Rightarrow -1$ і $0 \Rightarrow 1$. Пілотна послідовність $P_{c1}(n)$, для $n = \{1, 2, \dots, 127\}$, при цьому може бути виражена, як:

який був переданий без OFDM або яким-небудь іншим способом. Для кожного значення k , де $1 \leq k < N_F$, $\underline{v}_m(k)$ являє собою N_T -вектор з N_T елементами для N_T передавальних антен. Потім передавач виконує обернене швидке перетворення Фур'є для кожного з N_T положень вектора для прямого вектора $\underline{v}_m(k)$, з k як частотною змінною при обчисленні IFFT, для одержання відповідного імпульсу часового домену для зв'язаної передавальної антени. Кожне положення вектора для вектора $\underline{v}_m(k)$ включає в себе N_F значень для N_F частотних піддіапазонів, і відповідний імпульс часового домену являє собою послідовність з N_F значень часового домену. Потім термінал додає циклічний префікс до цього імпульсу часового домену для одержання імпульсу направленої опорного сигналу для передавальної антени. Один набір з N_T імпульсів направленої опорного сигналу генерується для кожної власної моди і може передаватися в один і той же часовий інтервал через всі N_T передавальні антени. Множина наборів імпульсів може генеруватися для множини власних мод і передаватися, використовуючи TDM.

Для першої схеми приймач цифрує прийнятий сигнал для одержання прийнятого вектора $\underline{r}_m(n)$, видаляє циклічний префікс і виконує швидке перетворення Фур'є для кожного положення вектора прийнятого вектора $\underline{r}_m(n)$ для одержання оцінки відповідного елемента $\underline{r}_m(k)$. Кожне положення вектора прийнятого вектора $\underline{r}_m(n)$ (після видалення циклічного префікса) включає в себе N_F вибірок часового домену. Потім приймач використовує оцінку $\underline{r}_m(k)$ для синтезу узгодженого фільтра часового домену, який може бути використаний для фільтрації прийнятої передачі даних. Узгоджений фільтр часового домену включає в себе узгоджений фільтр імпульсу для кожної з приймальних антен. Синтез узгодженого фільтра часового домену описаний у заявці на [патент США №10/017,308, озаглавлений "Time-Domain Transmit and Receive Processing with Channel Eigen-mode Decomposition for MIMO Systems", поданий 7 грудня 2001р.].

Для першої схеми обробка у передавачі для направленої опорного сигналу у MIMO системі з однією несучою аналогічна обробці у передавачі направленої опорного сигналу у MIMO-OFDM системі. Однак після направленої опорного сигналу виконують інші передачі, використовуючи єдиний сигнал несучої, наприклад, описані у зазначеній вище заявці на [патент США №10/017,308]. Крім цього, приймач використовує направлений опорний сигнал для синтезу узгоджених фільтрів часового домену, як описано вище.

У другій схемі передавач ізолює один багатопроменевий компонент для широкопasmового каналу. Цього можна досягти, наприклад, шляхом виконання пошуку прийнятого MIMO пілот-сигналу за допомогою ковзного корелятора способом, аналогічним часто виконуваному у CDMA системах для пошуку багатопроменевих компонентів. Потім передавач розглядає цей багатопроменевий ком-

понент як вузькосмуговий канал і одержує один напрямний вектор \underline{v}_m для даного багатопроменевого компонента для кожної власної моди. Далі множина напрямних векторів може бути генерована для множини власних мод для цього багатопроменевого компонента.

III. Структура пілот-сигналу TDD MIMO-OFDM системи

Пілот-сигнали, що розглядаються у даному описі, можуть бути використані для різних MIMO і MIMO-OFDM систем. Ці пілотні сигнали можуть бути використані для систем, які використовують спільні або роздільні смуги частот для низхідної лінії і висхідної лінії. Для простоти, нижче описана ілюстративна структура пілот-сигналу для ілюстративної MIMO-OFDM системи. Для цієї MIMO-OFDM системи низхідна лінія і висхідна лінія розташовані в одному діапазоні частот, використовуючи дуплексний зв'язок з часовим розділенням (TDD).

На Фіг.2 показаний варіант здійснення 200 кадру, який може бути використаний у TDD MIMO-OFDM системі. Передача даних відбувається в одиницях TDD кадрів, причому кожний з них має конкретну тривалість (наприклад, 2мсек.). Кожний TDD кадр розділений на фазу низхідної лінії і фазу висхідної лінії. Фаза низхідної лінії додатково розділена на множину сегментів для множини транспортних каналів низхідної лінії. У варіанті здійснення, показаному на Фіг.2, транспортні канали низхідної лінії включають в себе широкопasmовий канал (BCH), прямий канал керування (FCH) і прямий канал (FCH). Аналогічно, фаза висхідної лінії розділена на множину сегментів для множини транспортних каналів висхідної лінії. У варіанті здійснення, показаному на Фіг.2, транспортні канали висхідної лінії включають в себе зворотний канал (RCH) і канал довільного доступу (RACH).

У випадку низхідної лінії BCH сегмент 210 використовують для передачі одного блоку 212 даних протоколу (PDU), який включає в себе частину 214 для пілот-сигналу маяка, частину 216 для MIMO пілот-сигналу і частину 218 для BCH повідомлення. FCH сегмент 220 використовують для передачі одного FCH PDU, який переносить призначення ресурсів низхідної лінії і висхідної лінії та іншу сигналізацію для користувальницьких терміналів. FCH сегмент 230 використовують для передачі одного або декількох FCH PDU 232. Можуть бути визначені різні типи FCH PDU. Наприклад, FCH PDU 232a включає в себе частину 234a для пілот-сигналу і частину 236a для пакету даних. FCH PDU 232b включає в себе єдину частину 236b для пакету даних. FCH PDU 232c включає в себе єдину частину 234c для пілот-сигналу.

У випадку висхідної лінії RCH сегмент 240 використовують для передачі одного або декількох RCH PDU 242 по висхідній лінії. Також можуть бути визначені різні типи RCH PDU. Наприклад, RCH PDU 242a включає в себе єдину частину 246a для пакету даних. RCH PDU 242b включає в себе частину 244b для пілот-сигналу і частину 246b для пакету даних. RCH PDU 242c включає в себе єдину частину 244c для пілот-сигналу. RACH сегмент

250 використовується користувальницьким терміном для одержання доступу до системи і відправки коротких повідомлень по висхідній лінії. RACH PDU 252 може бути відправлений у RACH сегменті 250 і включає в себе частину 254 для пілот-сигналу і частину 256 для повідомлення.

Для варіанту здійснення, показаного на Фіг.2, пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал передають по низхідній лінії у кожному TDD кадрі у BCH сегменті. Пілот-сигнал може передаватися або може не передаватися у будь-якому даному FCH/RCH PDU. Якщо пілот-сигнал передається, то він може займати весь PDU або тільки його частину, як показано на Фіг.2. Пілот-сигнал передають у RACH PDU для того, щоб дати можливість точці доступу оцінити відповідні вектори під час процедури доступу. Частину пілот-сигналу також називають "преамбулою". Пілот-сигнал, який передають у будь-якому даному FCH/RCH PDU, може являти собою направлений опорний сигнал або MIMO пілот-сигнал в залежності від мети, з якою використовують цей пілот-сигнал. Пілот-сигнал, що передається в RACH PDU, як правило, являє собою направлений опорний сигнал, хоча замість нього також може передаватися MIMO пілот-сигнал. Пілот-сигнал несучої передають у піддіапазонах пілот-сигналу і частинах, які не використовуються для передачі інших пілот-сигналів. Для простоти пілот-сигнал несучої на Фіг.2 не показаний. Тривалість різних частин на Фіг.2 наведена не у масштабі.

Структура кадру і транспортних каналів, показана на Фіг.2, більш детально описана у зазначеній вище попередній заявці на [патент США №60/421,309].

1. Калібрування

Для TDD MIMO-OFDM системи зі спільно використовуваною смугою частот відгуки каналів низхідної лінії і висхідної лінії можуть розглядатися як взаємообернені по відношенню один до одного. Тобто, якщо $\underline{H}(k)$ являє собою матрицю відгуку каналу від антенної решітки А до антенної решітки В для піддіапазону k , то взаємообернений канал має на увазі, що зв'язок від решітки В до решітки А подається як $\underline{H}^T(k)$, де \underline{H}^T означає результат транспонування \underline{H} . Для TDD MIMO-OFDM системи характеристики взаємооберненого каналу можуть використовуватися для спрощення оцінки каналу і просторової обробки, як у передавачі, так і у приймачі.

Однак частотні відгуки передавального і приймального ланцюгів у точці доступу, як правило, відрізняються від частотних відгуків приймального і передавального ланцюгів у користувальницькому терміналі. Відгук "ефективного" каналу низхідної лінії, $\underline{H}_{dn}(k)$, і відгук "ефективного" каналу висхідної лінії, $\underline{H}_{up}(k)$, які включають в себе відгуки використовуваних передавальних і приймальних ланцюгів, можуть бути виражені як:

$$\underline{H}_{dn}(k) = \underline{R}_{ut}(k) \underline{H}(k) \underline{T}_{ap}(k), \text{ для } k \in K, \text{ і} \quad (4)$$

$$\underline{H}_{up}(k) = \underline{R}_{ap}(k) \underline{H}^T(k) \underline{T}_{ut}(k), \text{ для } k \in K$$

де $\underline{T}_{ap}(k)$ і $\underline{R}_{ap}(k)$ являють собою $N_{ap} \times N_{ap}$ діагональні матриці частотних відгуків передавального ланцюга і приймального ланцюга, відповідно, у точці доступу для піддіапазону k ;

$\underline{T}_{ut}(k)$ і $\underline{R}_{ut}(k)$ являють собою $N_{ut} \times N_{ut}$ діагональні матриці частотних відгуків передавального ланцюга і приймального ланцюга, відповідно, у користувальницькому терміналі для піддіапазону k ;

N_{ap} являють собою кількість антен у точці доступу; і

N_{ut} являють собою кількість антен у користувальницькому терміналі.

Комбінуючи рівняння у наборі (4) рівнянь одержуємо наступне:

$$\underline{H}_{up}(k) \underline{K}_{ut}(k) = (\underline{H}_{dn}(k) \underline{K}_{ap}(k))^T, \text{ для } k \in K \quad (5)$$

де

$$\underline{K}_{ut}(k) = \underline{T}_{ut}^{-1}(k) \underline{R}_{ut}(k) \text{ і } \underline{K}_{ap}(k) = \underline{T}_{ap}^{-1}(k) \underline{R}_{ap}(k).$$

Оскільки $\underline{T}_{ut}(k)$, $\underline{R}_{ut}(k)$, $\underline{T}_{ap}(k)$ і $\underline{R}_{ap}(k)$ є діагональними матрицями, $\underline{K}_{ap}(k)$ і $\underline{K}_{ut}(k)$ також є діагональними матрицями.

Для одержання оцінок, $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ і $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$, реальних діагональних матриць, $\underline{K}_{ap}(k)$ і $\underline{K}_{ut}(k)$, для $k \in K$, може бути виконане калібрування. Матриці $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ і $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$ містять поправкові фактори, які можуть враховувати відмінності у частотних відгуках передавальних/приймальних ланцюгів у точці доступу і користувальницькому терміналі. Відгук "каліброваного" каналу низхідної лінії, $\underline{H}_{cdn}(k)$, видимий користувальницькому терміналу, і відгук "каліброваного" каналу висхідної лінії, $\underline{H}_{cup}(k)$, видимий у точці доступу, при цьому можуть бути виражені як:

$$\underline{H}_{cdn}(k) = \underline{H}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k), \text{ для } k \in K, \text{ і} \quad (6a)$$

$$\underline{H}_{cup}(k) = \underline{H}_{up}(k) \hat{\underline{K}}_{ut}(k), \text{ для } k \in K, \text{ де} \quad (6b)$$

$$\underline{H}_{cdn}(k) \approx \underline{H}_{cup}^T(k), \text{ для } k \in K \quad (6c)$$

Точність співвідношення за рівнянням (6с) залежить від точності поправкових матриць, $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ і $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$, яка у свою чергу, залежить від якості оцінок відгуків ефективних каналів низхідної лінії і висхідної лінії, $\hat{\underline{H}}_{dn}(k)$ і $\hat{\underline{H}}_{up}(k)$, що використовуються для виведення цих поправкових матриць. Поправковий вектор k $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$ може бути визначений як такий, що включає в себе тільки N_{ut} діагональних елементів $\hat{\underline{K}}_{ut}(k)$, а поправковий вектор $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$ може бути визначений як такий, що включає в себе тільки N_{ap} діагональних елементів $\hat{\underline{K}}_{ap}(k)$. Калібрування більш детально описане у зазначеній вище попередній заявці на [патент США №60/421,462].

Пілот-сигнали, що розглядаються у даному описі, також можуть бути використані для MIMO систем і MIMO-OFDM систем, які не виконують калібрування. Для простоти, у наведеному нижче описі припускається, що калібрування виконується, і що поправкові матриці $\hat{K}_{ap}(k)$ і $\hat{K}_{ut}(k)$ використовуються у передавальних трактах точки доступу і користувальницького термінала, відповідно.

2. Пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал

Як показано на Фіг.2, пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал передають по низхідній лінії у BCH для кожного TDD кадру. Пілот-сигнал маяка може використовуватися користувальницьким терміналом для одержання таймування і частоти. MIMO пілот-сигнал може використовуватися у користувальницькому терміналі для (1) одержання оцінки MIMO каналу низхідної лінії, (2) виведення напрямних векторів для передачі по висхідній лінії, і (3) виведення узгодженого фільтра для передачі по низхідній лінії, як описано нижче.

В ілюстративній схемі передачі пілот-сигналу пілот-сигнал маяка передають протягом двох періодів символів, а MIMO пілот-сигнал передають протягом 8 періодів символів на початку BCH сегмента. У таблиці 6 показані пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал для цієї ілюстративної схеми.

Таблиця 6

Пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал для BCH

Тип пілот-сигналу	Період символу	Антенна 1	Антенна 2	Антенна 3	Антенна 4
Пілот-сигнал маяка	1	B	B	B	B
	2	B	B	B	B
MIMO пілот-сигнал	3	+P	+P	+P	+P
	4	+P	-P	+P	-P
	5	+P	+P	-P	-P
	6	+P	-P	-P	+P
	7	+P	+P	+P	+P
	8	+P	-P	+P	-P
	9	+P	+P	-P	-P
	10	+P	-P	-P	+P

Пілот-сигнал маяка, що передається по низхідній лінії, може бути виражений як:

$$\underline{x}_{dn, bp}(k) = \hat{K}_{ap}(k)b(k), \text{ для } k \in K \quad (7)$$

де $\underline{x}_{dn, bp}(k)$ являє собою вектор передачі для піддіапазону k для пілот-сигналу маяка; і

$b(k)$ являє собою пілотний символ, призначений для передачі у піддіапазоні k для пілот-сигналу маяка, наведеного у таблиці 2.

Як показано у рівнянні (7) пілот-сигнал маяка масштабують на поправковий вектор $\hat{K}_{ap}(k)$, але не піддають іншим видам просторової обробки.

MIMO пілот-сигнал, що передається по низхідній лінії, може бути виражений як:

$$\underline{x}_{dn, mp, n}(k) = \hat{K}_{ap}(k)\underline{w}_{dn, n}p(k), \text{ для } k \in K \quad (8)$$

Де $\underline{x}_{dn, mp, n}(k)$ являє собою $(N_{ap} \times 1)$ вектор передачі для піддіапазону k у період n символу для MIMO пілот-сигналу низхідної лінії;

$\underline{w}_{dn, n}$ являє собою $(N_{ap} \times 1)$ вектор N_{ap} елементарних сигналів Уолша для N_{ap} передавальних антен у точці доступу у період n символу для MIMO пілот-сигналу низхідної лінії; і

$p(k)$ являє собою пілотний символ, призначений для передачі у піддіапазоні k для MIMO пілот-сигналу, який наведений у таблиці 2.

Як показано у рівнянні (8) MIMO пілот-сигнал покривають вектором $\underline{w}_{dn, n}$ і додатково масштабують за допомогою поправкової матриці $\hat{K}_{ap}(k)$,

але не піддають іншим видам просторової обробки. Один і той же вектор $\underline{w}_{dn, n}$, Уолша використовують для всіх піддіапазонів i , таким чином, $\underline{w}_{dn, n}$ не є функцією індексу k піддіапазону. Однак оскільки кожна послідовність Уолша являє собою унікальну послідовність з 4 елементарних сигналів Уолша для 4 періодів символів, $\underline{w}_{dn, n}$ є функцією періоду n символу. Таким чином, вектор $\underline{w}_{dn, n}$ включає в себе N_{ap} елементарних сигналів Уолша, призначених для використання в N_{ap} передавальних антенах у точці доступу для періоду n символу. Для схеми, показаної у таблиці 6, чотири вектори $\underline{w}_{dn, n}$, для $n=\{3, 4, 5, 6\}$, для перших чотирьох періодів символів передачі MIMO пілот-сигналу по BCH являють собою $\underline{w}_3=[1111]$, $\underline{w}_4=[1-11-1]$, $\underline{w}_5=[11-1-1]$, $\underline{w}_6=[1-1-11]$, і чотири вектори $\underline{w}_{dn, n}$, для $n=\{7, 8, 9, 10\}$, для наступних чотирьох періодів символів повторюють таким чином, що $\underline{w}_7=\underline{w}_3$, $\underline{w}_8=\underline{w}_4$, $\underline{w}_9=\underline{w}_5$ і $\underline{w}_{10}=\underline{w}_6$.

MIMO пілот-сигнал, що передається по висхідній лінії, може бути виражений як:

$$\underline{x}_{up, mp, n}(k) = \hat{K}_{ut}(k)\underline{w}_{up, n}p(k), \text{ для } k \in K \quad (9)$$

де $\underline{x}_{up, mp, n}(k)$ являє собою $(N_{ut} \times 1)$ вектор передачі для піддіапазону k у період n символу для MIMO пілот-сигналу висхідної лінії. Вектор $\underline{w}_{up, n}$ Уолша, що використовується для MIMO пілот-сигналу висхідної лінії, може бути таким же або відмінним від вектора $\underline{w}_{dn, n}$ Уолша, що використовується для MIMO пілот-сигналу низхідної лінії. Наприклад, якщо користувальницький термінал обладнаний тільки двома передавальними антенами, то $\underline{w}_{up, n}$ може включати в себе дві послідовності Уолша з довжиною 2 або більше.

3. Просторова обробка

Як описано вище, матриця відгуку каналу для кожного піддіапазону може бути діагоналізована для одержання N_s власних мод для цього піддіапазону. Розкладання по сингулярних значеннях матриці відгуку каліброваного каналу висхідної лінії, $\underline{H}_{cup}(k)$, може бути виражене як:

$$\underline{H}_{cup}(k) = \underline{U}_{ap}(k)\underline{\Sigma}(k)\underline{V}_{ut}^H(k), \text{ для } k \in K \quad (10)$$

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

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

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

Аналогічне розкладання по сингулярних значеннях матриці відгуку каліброваного каналу низхідної лінії, $\hat{H}_{cdn}(k)$, може бути виражене як:

$$\hat{H}_{cdn}(k) = \hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{U}_{ap}^T(k), \text{ для } k \in K \quad (11)$$

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

Як показано у рівняннях (10) і (11), і виходячи з наведеного вище опису, матриці лівих і правих власних векторів для однієї лінії являють собою результат комплексного спряження матриць правих і лівих власних векторів, відповідно, для іншої лінії. Для простоти, посилання на матриці $\hat{U}_{ap}(k)$ і $\hat{V}_{ut}(k)$ у наведеному нижче описі також можуть відноситися до різних їх форм (наприклад, $\hat{V}_{ut}(k)$ може відноситися до $\hat{V}_{ut}(k)$, $\hat{V}_{ut}^*(k)$ і $\hat{V}_{ut}^H(k)$). Матриці $\hat{U}_{ap}(k)$ і $\hat{V}_{ut}(k)$ можуть бути використані у точці доступу і користувальницькому терміналі, відповідно, для просторової обробки і визначаються як такі своїми підрядковими індексами.

В одному з варіантів здійснення користувальницький термінал виконаний з можливістю оцінки відгуку каліброваного каналу низхідної лінії, базуючись на MIMO пілот-сигналі, що передається точкою доступу. При цьому користувальницький термінал може виконувати розкладання по сингулярних значеннях оцінки відгуку каліброваного каналу низхідної лінії, $\hat{H}_{cdn}(k)$, для $k \in K$, для одержання діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ і матриці

$\hat{V}_{ut}^*(k)$ лівих власних векторів $\hat{H}_{cdn}(k)$ для кожного піддіапазону. Розкладання по сингулярних значеннях може бути наведене у вигляді

$\hat{H}_{cdn}(k) = \hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{U}_{ap}^T(k)$, де знак ("^") кожної матриці вказує, що вона являє собою оцінку реальної матриці. Аналогічно, точка доступу може оцінити відгук каліброваного каналу висхідної лінії, базуючись на MIMO пілот-сигналі, що передається користувальницьким терміналом. При цьому, точка доступу може виконувати розкладання по сингулярних значеннях оцінки відгуку каліброваного каналу висхідної лінії, $\hat{H}_{cup}(k)$, для $k \in K$, для одержання діагональної матриці $\hat{\Sigma}(k)$ і матриці $\hat{U}_{ap}(k)$

лівих власних векторів $\hat{H}_{cup}(k)$ для кожного піддіапазону. Таке розкладання по сингулярних значеннях може бути наведене у вигляді

$\hat{H}_{cup}(k) = \hat{U}_{ap}(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{V}_{ut}^H(k)$. Точка доступу і користувальницький термінал також можуть одержати необхідні власні вектори, базуючись на направленому опорному сигналі, як описано нижче.

Передача даних може здійснюватися по одній або множині широкосмугових власних мод кожної лінії. Конкретна кількість широкосмугових власних мод, що використовуються при передачі даних, як правило, залежить від стану каналу і може бути вибрана різними способами. Наприклад, широкосмугові власні моди можуть вибиратися за допомогою використання процедури "наповнення водою", при якій намагаються максимізувати

загальну пропускну здатність за допомогою (1) вибору для використання найкращого набору з однієї або декількох широкосмугових власних мод, і (2) розподілу загальної потужності передачі серед вибраних широкосмугових власних мод (власної моди).

Таким чином, MIMO-OFDM система може бути виконана з можливістю підтримки множини робочих режимів, що включають в себе:

- режим просторового мультиплексування - використовується для передачі даних по множині широкосмугових власних мод, і

- режим формування променя - використовується для передачі даних по основній (найкращій) широкосмуговій власній моді.

Передача даних по множині широкосмугових власних мод може бути досягнута шляхом виконання просторової обробки з множиною наборів власних векторів у матрицях $\hat{U}_{ap}(k)$ або $\hat{V}_{ut}(k)$, для $k \in K$, (тобто, один набір власних векторів для кожної широкосмугової власної моди). У таблиці 7 зведені види просторової обробки у точці доступу і користувальницькому терміналі як для передачі даних, так і для прийому даних у випадку режиму просторового мультиплексування.

Таблиця 7

Просторова обробка для режиму просторового мультиплексування

	Низхідна лінія	Висхідна лінія
	Передача:	Прийом:
Точка доступу	$\hat{x}_{dn}(k) = \hat{K}_{ap}(k) \hat{U}_{ap}^*(k) \hat{s}_{ap}(k)$	$\hat{s}_{up}(k) = \hat{\Sigma}^H(k) \hat{U}_{up}^H(k) \hat{r}_{up}(k)$
Користувальницький термінал	Прийом:	Передача:
	$\hat{s}_{dn}(k) = \hat{\Sigma}^T(k) \hat{V}_{ut}^T(k) \hat{r}_{dn}(k)$	$\hat{x}_{up}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \hat{V}_{ut}(k) \hat{s}_{up}(k)$

У таблиці 7 $\hat{s}(k)$ являє собою вектор "даних" з ненульовими елементами кількістю до N_s для символів модуляції, призначених для передачі по N_s власних модах піддіапазону k , $\hat{x}(k)$ являє собою вектор передачі для піддіапазону k , $\hat{r}(k)$ являє собою прийнятий вектор для піддіапазону k , і $\hat{s}(k)$ являє собою оцінку переданого вектора $\hat{s}(k)$ даних. Підрядкові індекси "dn" і "up" у цих векторів означають передачу по низхідній лінії і передачу по висхідній лінії, відповідно.

Передача даних по одній широкосмуговій власній моді може бути досягнута за допомогою використання або "формування променя", або "направлення променя". У випадку формування променя, символи модуляції піддаються просторовій обробці з набором власних векторів $\hat{V}_{ut,1}(k)$ або $\hat{U}_{ap,1}(k)$, для $k \in K$, для основної широкосмугової власної моди. У випадку направлення променя, символи модуляції піддаються просторовій обробці з набором "нормованих" (або "насичених") власних векторів $\tilde{V}_{ut}(k)$ або $\tilde{U}_{ap}(k)$ для $k \in K$, для основної широкосмугової власної моди. Нормовані власні вектори $\tilde{V}_{ut}(k)$ або $\tilde{U}_{ap}(k)$ можуть бути виведені, як описано нижче.

Просторова обробка для режиму просторового мультиплексування і режиму направленного променя більш детально описані у зазначених вище заявках на [патент США №№60/421,309 і 60/421,428]. Направлені опорні сигнали для режи-

му просторового мультиплексування і режиму направлення променя описані нижче.

4. Направлений опорний сигнал

Для зворотного каналу (наприклад, після виконання калібрування для врахування відмінностей у передавальних/приймальних ланцюгах у точці доступу і користувальницькому терміналі) направлений опорний сигнал може бути переданий користувальницьким терміналом і використуватися у точці доступу для одержання оцінок як $\hat{\underline{u}}_{ap}(k)$, так і $\hat{\underline{x}}(k)$, для $k \in K$, без необхідності оцінки MIMO каналу або виконання розкладання по сингулярних значеннях. Аналогічно, направлений опорний сигнал може бути переданий точкою доступу і використаний у користувальницькому терміналі для одержання оцінок як $\hat{\underline{v}}_{ut}(k)$, так і $\hat{\underline{x}}(k)$, для $k \in K$.

В одному з варіантів здійснення направлений опорний сигнал містить набір пілотних символів (наприклад, OFDM символ P), який передають по одній широкосмуговій власній моді у даний період символу, виконуючи просторову обробку з набором ненормованих або нормованих власних векторів для цієї широкосмугової власної моди. В альтернативному варіанті здійснення направлений опорний сигнал містить множину наборів пілотних символів, які передають по множині широкосмугових власних мод в одному і тому ж періоді символу, виконуючи просторову обробку з множиною наборів ненормованих або нормованих власних векторів для цих широкосмугових власних мод. У будь-якому випадку, направлений опорний сигнал передають через всі N_{ap} антени у точці доступу (у випадку низхідної лінії) і через всі N_{ut} антени у користувальницькому терміналі (у випадку висхідної лінії). Для простоти, у наведеному нижче описі припускається, що направлений опорний сигнал передають у даному періоді символу для однієї широкосмугової власної моди.

А. Направлений опорний сигнал низхідної лінії - Режим просторового мультиплексування

Для режиму просторового мультиплексування направлений опорний сигнал низхідної лінії, що передається по m -й широкосмуговій власній моді точкою доступу може бути виражений як:

$$\underline{x}_{dn, sr, n}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{u}}_{ap, m}^*(k) p(k), \text{ для } k \in K \quad (12)$$

де $\underline{x}_{dn, sr, n}(k)$ являє собою вектор передачі для k -го піддіапазону m -ї широкосмугової власної моди;

$\hat{\underline{u}}_{ap, m}^*(k)$ являє собою власний вектор для k -го піддіапазону m -ї широкосмугової власної моди; і

$p(k)$ являє собою пілотний символ, призначений для передачі по піддіапазону k для направленного опорного сигналу (наприклад, як показано у таблиці 2).

Напрямний вектор $\hat{\underline{u}}_{ap, m}^*(k)$ являє собою m -й стовпець матриці, $\hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$, де

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

Прийнятий направлений опорний сигнал низхідної лінії у користувальницькому терміналі для режиму просторового мультиплексування може бути виражений як:

$$\underline{r}_{dn, sr, m}(k) = \underline{H}_{dn}(k) \underline{x}_{dn, sr, m}(k) + \underline{n}_{dn}(k), \text{ для } k \in K \quad (13)$$

$$\approx \hat{\underline{v}}_{ut, m}^*(k) \sigma_m(k) p(k) + \underline{n}_{dn}(k)$$

де $\sigma_m(k)$ являє собою сингулярне значення для k -го піддіапазону m -ї широкосмугової власної моди.

В. Направлений опорний сигнал низхідної лінії - Режим направлення променя

Для режиму направлення променя просторову обробку у передавачі виконують, використовуючи набір "нормованих" власних векторів для основної широкосмугової власної моди. Загальна передавальна функція з нормованим власним вектором $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ відрізняється від загальної передавальної функції з ненормованим власним вектором

$$\tilde{\underline{u}}_{ap, 1}^*(k) \quad (\text{тобто,}$$

$\underline{H}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \hat{\underline{u}}_{ap, 1}^*(k) \neq \underline{H}_{dn}(k) \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$). Направлений опорний сигнал, генерований з використанням набору нормованих власних векторів для основної широкосмугової власної моди, потім може бути відправлений передавачем і використаний у приймачі для виведення узгодженого фільтру для режиму направлення променя.

Для режиму направлення променя направлений опорний сигнал низхідної лінії, що передається по основній широкосмуговій власній моді точкою доступу, може бути виражений як:

$$\tilde{\underline{x}}_{dn, sr}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \tilde{\underline{u}}_{ap}(k) p(k), \text{ для } k \in K \quad (14)$$

де $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ являє собою нормований власний вектор для k -го піддіапазону основної широкосмугової власної моди, який може бути виражений як:

$$\tilde{\underline{u}}_{ap}(k) = \begin{bmatrix} A e^{j\theta_{u1}(k)} A e^{j\theta_{u2}(k)} \dots A e^{j\theta_{uN_{ap}}(k)} \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

де A являє собою константу (наприклад, $A=1$); і

$\theta_{ui}(k)$ являє собою фазу для k -го піддіапазону i -ї передавальної антени, яка може бути виражена як:

$$\theta_{ui}(k) = \angle \hat{\underline{u}}_{ap, 1, i}^*(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{ \hat{\underline{u}}_{ap, 1, i}^*(k) \}}{\text{Re} \{ \hat{\underline{u}}_{ap, 1, i}^*(k) \}} \right) \quad (16)$$

Як показано у рівнянні (15) N_{ap} елементів вектора $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ мають однакові величини, але, можливо, різні фази. Як показано у рівнянні (16), фази кожного елемента у векторі $\tilde{\underline{u}}_{ap}(k)$ одержують з відповідного елемента вектора $\hat{\underline{u}}_{ap, 1, i}^*(k)$ (тобто,

$\theta_{ui}(k)$ одержують з $\hat{\underline{u}}_{ap, 1, i}^*(k)$, де

$$\hat{\underline{u}}_{ap, 1}^*(k) = [\hat{\underline{u}}_{ap, 1, 1}^*(k) \hat{\underline{u}}_{ap, 1, 2}^*(k) \dots \hat{\underline{u}}_{ap, 1, N_{ap}}^*(k)]^T.$$

Прийнятий направлений опорний сигнал низхідної лінії у користувальницькому терміналі для режиму направленного променя може бути виражений як:

$$\tilde{r}_{dn, sr}(k) = H_{dn}(k) \tilde{x}_{dn, sr}(k) + n_{dn}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (17)$$

$$\approx H_{cdn}(k) \tilde{u}_{ap}(k) p(k) + n_{dn}(k)$$

С. Направлений опорний сигнал висхідної лінії - Режим просторового мультиплексування

Для режиму просторового мультиплексування направлений опорний сигнал висхідної лінії, що передається по m-й широкосмуговій власній моді користувальницьким терміналом може бути виражений як:

$$x_{ap, sr, m}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \hat{v}_{ut, m}(k) p(k), \quad \text{для } k \in K \quad (18)$$

Вектор $\hat{v}_{ut, m}(k)$ являє собою m-й стовпець матриці $\hat{V}_{ut}(k)$, де $\hat{V}_{ut}(k) = [\hat{v}_{ut, 1}(k) \hat{v}_{ut, 2}(k) \dots \hat{v}_{ut, N_{ut}}(k)]$.

Прийнятий направлений опорний сигнал висхідної лінії у точці доступу для режиму просторового мультиплексування може бути виражений як:

$$r_{up, sr, m}(k) = H_{up}(k) x_{up, sr, m}(k) + n_{up}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (19)$$

$$\approx \hat{u}_{ap, m}(k) \sigma_m(k) p(k) + n_{up}(k)$$

Д. Направлений опорний сигнал висхідної лінії - Режим направленного променя

Для режиму направленного променя направлений опорний сигнал висхідної лінії, що передається по основній широкосмуговій власній моді користувальницьким терміналом, може бути виражений як:

$$\tilde{x}_{up, sr}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \tilde{v}_{ut}(k) p(k), \quad \text{для } k \in K \quad (20)$$

Нормований власний вектор $\tilde{v}_{ut}(k)$ для k-го піддіапазону основної широкосмугової власної моди може бути виражений як:

$$\tilde{v}_{ut}(k) = \left[A e^{j\theta_{v1}(k)} A e^{j\theta_{v2}(k)} \dots A e^{j\theta_{vN_{ut}}(k)} \right]^T \quad (21)$$

де

$$\theta_{vt}(k) = \angle \hat{v}_{ut, t}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{\hat{v}_{ut, t}(k)\}}{\text{Re}\{\hat{v}_{ut, t}(k)\}} \right) \quad (22)$$

Як показано у рівнянні (22) фазу кожного елемента у векторі $\tilde{v}_{ut}(k)$ одержують з відповідного елемента власного вектора $\hat{v}_{ut, 1}(k)$.

Прийнятий направлений опорний сигнал висхідної лінії у точці доступу для

режиму направленного променя може бути виражений як:

$$\tilde{r}_{up, sr}(k) = H_{up}(k) \tilde{x}_{up, sr}(k) + n_{up}(k), \quad \text{для } k \in K \quad (23)$$

$$\approx H_{cup}(k) \tilde{v}_{ut}(k) p(k) + n_{up}(k)$$

У таблиці 8 зведені способи просторової обробки у точці доступу і користувальницькому терміналі для режиму просторового мультиплексування і режиму направленного променя.

Просторова обробка для направленного опорного сигналу

	Режим просторового мультиплексування	Режим направленного променя
Точка доступу	$\tilde{x}_{ap, sr, m}(k) = \hat{K}_{up}(k) \tilde{u}_{ap, m}(k) p(k)$	$\tilde{x}_{ap, sr}(k) = \hat{K}_{up}(k) \tilde{u}_{ap}(k) p(k)$
Користувальницький термінал	$\tilde{x}_{up, sr, m}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \tilde{v}_{ut, m}(k) p(k)$	$\tilde{x}_{up, sr}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \tilde{v}_{ut}(k) p(k)$

Е. Передача направленного опорного сигналу

Для ілюстративної структури кадру, показаної на Фіг.2, направлений опорний сигнал може передаватися у преамбулі частини або частині пілот-сигналу FCH PDU (для низхідної лінії) або RCH PDU (для висхідної лінії). Направлений опорний сигнал може передаватися різними способами.

В одному з варіантів здійснення для режиму просторового мультиплексування направлений опорний сигнал передають для однієї або декількох широкосмугових власних мод для кожного TDD кадру. Конкретна кількість широкосмугових власних мод для передачі у кожному TDD кадрі може залежати від тривалості направленного опорного сигналу. У таблиці 9 перераховані широкосмугові власні моди, що використовуються для направленного опорного сигналу у преамбулі FCH/RCH PDU для різних розмірів преамбули, для випадку ілюстративного варіанту здійснення з чотирма передавальними антенами.

Таблиця 9

Розмір преамбули	Використовувані широкосмугові власні моди
0 OFDM символів	Преамбула відсутня
1 OFDM символ	Широкосмугова власна мода m, де m = лічильник кадрів mod 4
4 OFDM символи	Цикл по всіх широкосмугових власних модах у преамбулі
8 OFDM символів	Подвійний цикл по всіх широкосмугових власних модах у преамбулі

Як показано у таблиці 9, направлений опорний сигнал передають по всіх чотирьох широкосмугових власних модах в одному TDD кадрі, якщо розмір преамбули становить чотири або вісім періодів символів. Направлений опорний сигнал, що передається у преамбулі FCH PDU точкою доступу для η-го періоду символу, може бути виражений як:

$$x_{dn, sr, n}(k) = \hat{K}_{ap}(k) \tilde{u}_{ap, [(n-1) \bmod 4] + 1}(k) p(k), \quad (24)$$

для $k \in K$ і $n \in [1 \dots L]$

де L являє собою розмір преамбули (наприклад, L=0, 1, 4 або 8) для ілюстративного варіанту здійснення, показаного у таблиці 9.

Направлений опорний сигнал, що передається у преамбулі, RCH PDU

користувальницьким терміналом для η-го періоду символу, може бути виражений як:

$$x_{up, sr, n}(k) = \hat{K}_{ut}(k) \tilde{v}_{ut, [(n-1) \bmod 4] + 1}(k) p(k), \quad (25)$$

для $k \in K$ і $n \in [1 \dots L]$

У рівняннях (24) і (25) чотири широкосмугові власні моди циклічно розміщуються у кожному з чотирьох періодів символів за допомогою операції

"mod" для напрямного вектора. Ця схема може бути використана, якщо канал змінюється порівняно швидко і/або під час початкової частини комунікаційної сесії, коли для належної роботи системи необхідно швидко одержати хорошу оцінку каналу.

В іншому варіанті здійснення направлених опорний сигнал передають для однієї широкосмугової власної моди у кожному TDD кадрі. Направлений опорний сигнал для чотирьох широкосмугових власних мод може бути циклічно розміщений у чотирьох TDD кадрах. Наприклад, напрямні вектори $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$, $\hat{\mathbf{v}}_{ut,2}(k)$, $\hat{\mathbf{v}}_{ut,3}(k)$, і $\hat{\mathbf{v}}_{ut,4}(k)$ можуть використовуватися користувальницьким терміналом для чотирьох послідовних TDD кадрів. Конкретний напрямний вектор для використання для направленного опорного сигналу у кожному TDD кадрі може бути визначений лічильником кадрів, який може передаватися у BCH повідомленні. Ця схема може дозволити використовувати коротшу преамбулу для FCH PDU і RCH PDU. Однак для одержання хорошої оцінки каналу може бути потрібен довший часовий інтервал.

Для режиму направленного променя для направленного опорного сигналу використовується нормований напрямний вектор для основної широкосмугової власної моди, як показано у рівняннях (14) і (20). Тривалість направленного опорного сигналу може бути вибрана, наприклад, базуючись на стані каналу.

При роботі у режимі направленного променя користувальницький термінал може передавати множину символів направленного опорного сигналу, наприклад, один або декілька символів, використовуючи нормований власний вектор $\tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k)$, один або декілька символів, використовуючи власний вектор $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$ для основної власної моди, і, можливо, один або декілька символів, використовуючи власні вектори для інших власних мод. Символи направленного опорного сигналу, що генеруються з $\tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k)$, можуть бути використані у точці доступу для виведення узгодженого фільтра висхідної лінії. Цей вектор використовується у точці доступу для виконання узгодженої фільтрації передачі даних по висхідній лінії, відправлений користувальницьким терміналом з використанням направленного променя. Символи направленного опорного сигналу, що генеруються з $\hat{\mathbf{v}}_{ut,1}(k)$, можуть бути використані для одержання $\hat{\mathbf{u}}_{ap,1}(k)$, який потім може бути використаний для виведення нормованого власного вектора $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$, який використовують для направлення променя по низхідній лінії. Символи направленного опорного сигналу, що генеруються з власними векторами $\hat{\mathbf{v}}_{ut,2}(k) - \hat{\mathbf{v}}_{ut,N_s}(k)$ для інших власних мод, можуть бути використані у точці доступу для одержання $\hat{\mathbf{u}}_{ap,2}(k) - \hat{\mathbf{u}}_{ap,N_s}(k)$ і оцінок сингулярних значень для вказаних інших власних мод. Потім ця інформація може бути використана у точці доступу для визначення, чи використовувати режим просторо-

вого мультиплексування або режим направленного променя для передачі даних по низхідній лінії.

У випадку низхідної лінії користувальницький термінал може вивести вектор узгодженого фільтра низхідної лінії для режиму направленного променя, базуючись на оцінці відгуку каліброваного каналу низхідної лінії, $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$. Зокрема, користувальницький термінал одержує $\hat{\mathbf{u}}_{ap,1}^*(k)$ з розкладання $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$ по сингулярних значеннях і потім може вивести нормований власний вектор $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$. Потім користувальницький термінал може виконати множення $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$ на $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k)$ для одержання $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$, і потім може вивести вектор узгодженого фільтра низхідної лінії для режиму направленного променя, базуючись на $\hat{\mathbf{H}}_{cdn}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$. Як альтернатива, направлений опорний сигнал може бути переданий точкою доступу, використовуючи нормований власний вектор $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$, і цей направлений опорний сигнал може бути оброблений у користувальницькому терміналі способом, описаним вище, для одержання вектора узгодженого фільтра низхідної лінії для режиму направленного променя.

Г. Мультиплексування піддіапазонів для направленного опорного сигналу

Як для режиму просторового мультиплексування, так і для режиму направленного променя, направлений опорний сигнал також може передаватися для множини широкосмугових власних мод у даний період символу, використовуючи мультиплексування піддіапазонів. Використовувані піддіапазони можуть бути розділені на множину неперетинних наборів піддіапазонів, один набір для кожної широкосмугової власної моди, вибраної для передачі направленного опорного сигналу. Кожний набір піддіапазонів потім може бути використаний для передачі направленного опорного сигналу для зв'язаної широкосмугової власної моди. Для простоти, термін "широкосмугова власна мода" використовується у даному описі навіть якщо направлений опорний сигнал передають тільки по підмножині всіх використовуваних піддіапазонів.

Наприклад, направлений опорний сигнал може передаватися по всіх чотирьох власних модах в одному періоді символу. У цьому випадку 52 використовуваних піддіапазони можуть бути розділені на чотири неперетинних набори (наприклад, позначені, як набори 1, 2, 3 і 4), причому кожний з них включає в себе 13 піддіапазонів. 13 піддіапазонів у кожному наборі можуть бути рівномірно розподілені по 52 використовуваних піддіапазонах. Направлений опорний сигнал для основної широкосмугової власної моди при цьому може передаватися по 13 піддіапазонах у наборі 1, направлений опорний сигнал для другої широкосмугової власної моди може передаватися по 13 піддіапазонах у наборі 2, направлений опорний сигнал для третьої широкосмугової власної моди може передаватися по 13 піддіапазонах у наборі 3, і направлений опорний сигнал для четвертої широкосмугової власної моди може передаватися по 13 піддіапазонах у наборі 4.

гової власної моди може передаватися по 13 піддіапазонах у наборі 4.

Якщо направлений опорний сигнал передають тільки по підмножині всіх використовуваних піддіапазонів для даної широкосмугової власної моди, то для одержання оцінок для піддіапазонів, не використовуваних при передачі направленої опорного сигналу для цієї широкосмугової власної моди, може використовуватися інтерполяція або який-небудь інший спосіб.

У загальному випадку, множина наборів піддіапазонів включає в себе однакову або різну кількість піддіапазонів. Наприклад, кількість піддіапазонів, що включається у кожний набір, може залежати від ССШ широкосмугової власної моди, зв'язаної з даним набором (наприклад, більша кількість піддіапазонів може бути призначена для набору, зв'язаного з широкосмуговою власною модою, що має нижчу якість). Крім цього, піддіапазони у кожному наборі можуть бути рівномірно або нерівномірно розподілені по використовуваних піддіапазонах. Множина наборів піддіапазонів також можуть бути зв'язана з однаковими або різними наборами пілотних символів.

Мультиплексування піддіапазонів може використовуватися для зменшення обсягу службової інформації, необхідної для передачі направленої опорного сигналу, що може поліпшити ефективність системи.

Г. Оцінка каналу за допомогою направленої опорного сигналу

Як показано у рівнянні (13), у користувальницькому терміналі прийнятий направлений опорний сигнал низхідної лінії для режиму просторового мультиплексування (у випадку відсутності шуму) приблизно подається як $\hat{v}_{ut,m}^*(k)\sigma_m(k)p(k)$. Аналогічно, як показано у рівнянні (19), у точці доступу прийнятий направлений опорний сигнал висхідної лінії для режиму просторового мультиплексування (у випадку відсутності шуму) приблизно подається як $\hat{u}_{ap,m}(k)\sigma_m(k)p(k)$. Таким чином, точка доступу може одержати оцінку $\hat{u}_{ap,m}(k)$ і $\sigma_m(k)$, базуючись на направленому опорному сигналі, що передається користувальницьким терміналом і навпаки.

Для обробки направленої опорного сигналу можуть використовуватися різні способи. Для простоти, наведений нижче опис приводиться для випадку обробки направленої опорного сигналу висхідної лінії. Прийнятий вектор у точці доступу подається рівнянням (19), а саме,

$$r_{up,sr,m}(k) \approx \hat{u}_{ap,m}(k)\sigma_m(k)p(k) + n_{up}(k).$$

В одному з варіантів здійснення для одержання оцінки $\hat{u}_{ap,m}(k)$ прийнятий вектор $r_{up,sr,m}(k)$ для направленої опорного сигналу, переданого по m -ї широкосмуговій власній моді, спочатку множать на результат комплексного спряження пілотного символу, $p^*(k)$, який використовується для направленої опорного сигналу. Потім результат може бути інтегрований по множині прийнятих символів направленої опорного сигналу для кожної широкосмугової власної моди для одержання оцінки $\hat{u}_{ap,m}(k)\sigma_m(k)$, яка являє собою масштабований

лівий власний вектор $\hat{H}_{cup}(k)$ для m -ї широкосмугової власної моди. Кожний з N_{ap} елементів вектора $\hat{u}_{ap,m}(k)$ одержують, базуючись на відповідному одному з N_{ap} елементів вектора $r_{up,m}(k)$, де N_{ap} елементів $r_{up,m}(k)$ являють собою символи, прийняті від N_{ap} антен у точці доступу. Оскільки власні вектори мають одиничну потужність, сингулярне значення $\sigma_m(k)$ може бути оцінене, базуючись на прийнятій потужності направленої опорного сигналу, яка може бути виміряна для кожного піддіапазону кожної широкосмугової власної моди. Оцінка $\hat{\sigma}_m(k)$ сингулярного значення при цьому дорівнює кореню квадратному з прийнятої потужності, поділеному на величину пілотного символу $p(k)$.

В іншому варіанті здійснення для одержання оцінки вектора $\hat{u}_{ap,m}(k)$, базуючись на прийнятому векторі $r_{up,sr,m}(k)$ для направленої опорного сигналу, використовують спосіб мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE). Оскільки пілотні символи $p(k)$ є відомими, точка доступу може вивести оцінку $\hat{u}_{ap,m}(k)$ таким чином, що середньоквадратична помилка між прийнятими s пілотними символами (одержаними після виконання узгодженої фільтрації прийнятого вектора $r_{up,sr,m}(k)$) і переданими пілотними символами є мінімальною. Використання способу MMSE для просторової обробки у приймачі описане у заявці на [патент США №09/993,087, озаглавленій "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System", поданий 6 листопада 2001р.].

Направлений опорний сигнал передають для однієї широкосмугової власної моди у будь-який даний період символу (без мультиплексування піддіапазонів), який, у свою чергу, може бути використаний для одержання оцінки одного власного вектора для кожного піддіапазону цієї широкосмугової власної моди. Таким чином, приймач має можливість одержати оцінку тільки одного власного вектора в унітарній матриці для будь-якого даного періоду символу. Оскільки оцінки множини власних векторів для унітарної матриці одержують у різні періоди символів і внаслідок наявності шуму та інших джерел спотворень у безпроводному каналі, оцінені власні вектори для унітарної матриці (які виведені окремо) можуть не бути взаємно ортогональними. Оцінені власні вектори можуть бути використані для узгодженої фільтрації передачі даних, прийнятої по тій же лінії, і/або просторової обробки передачі даних, що відправляється по іншій лінії. У даному випадку будь-які помилки в ортогональності цих оцінених власних векторів приводять до перехресних перешкод між потоками даних, що передаються по власних модах, які відповідають власним векторам. Перехресні перешкоди можуть погіршувати продуктивність.

В одному з варіантів здійснення оцінені власні вектори для кожної унітарної матриці приводять до взаємно ортогонального вигляду. Ортогоналізація власних векторів може бути досягнута за допомогою використання способу Грема-Шмідта, який

детально описаний у зазначеному вище посиланні Gilbert Strang, або якого-небудь іншого способу.

Для обробки направленої опорної сигналу також можуть використовуватися інші способи, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

Таким чином, точка доступу може оцінювати як $\hat{\mathbf{u}}_{ap}(k)$, так і $\hat{\mathbf{z}}(k)$, базуючись на направленому опорному сигналі, що передається користувальницьким терміналом без необхідності оцінки відгуку каналу висхідної лінії або виконання розкладання $\hat{\mathbf{H}}_{cup}(k)$ по сингулярних значеннях.

Обробка у користувальницькому терміналі для оцінки матриць $\hat{\mathbf{V}}_{ut}(k)$ і $\hat{\mathbf{z}}(k)$, для $k \in K$, виходячи з направленої опорної сигналу низхідної лінії, може бути виконана аналогічно до описаної вище для направленої опорної сигналу висхідної лінії.

Для режиму направленої променя у випадку висхідної лінії, прийнятий вектор $\tilde{\mathbf{f}}_{up,sr,m}(k)$ для направленої опорної сигналу може бути оброблений у точці доступу аналогічним способом для одержання оцінки $\mathbf{H}_{cup}(k)$ $\tilde{\mathbf{v}}_{ut}(k)$. Транспонування з комплексним спряженням цієї оцінки дає узгоджений фільтр для передачі по висхідній лінії у режимі направленої променя. У випадку низхідної лінії, прийнятий вектор $\tilde{\mathbf{f}}_{dn,sr,m}(k)$ для направленої опорної сигналу може бути оброблений у користувальницькому терміналі аналогічним способом для одержання оцінки $\mathbf{H}_{cdn}(k)$ $\tilde{\mathbf{u}}_{ap}(k)$. Транспонування з комплексним спряженням цієї оцінки дає узгоджений фільтр для передачі по низхідній лінії у режимі направленої променя.

5. Пілот-сигнал несучої

Пілот-сигнал несучої може бути переданий на піддіапазонах пілот-сигналів різними способами для структури TDD кадру, показаної на Фіг.2. В одному з варіантів даного винаходу чотири пілотні послідовності переустановлюють для кожного транспортного каналу. Таким чином, для низхідної лінії пілотні послідовності переустановлюють для першого OFDM символу BCH повідомлення, знову переустановлюють для першого OFDM символу FCH повідомлення і переустановлюють для першого OFDM символу, що відправляється по FCH. В іншому варіанті здійснення, пілотні послідовності переустановлюють на початку кожного TDD кадру і повторюють настільки часто, наскільки це необхідно. Для такого варіанту здійснення пілотні послідовності можуть бути блоковані на час частин преамбул BCH і FCH. Пілот-сигнал несучої також може передаватися іншими способами, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу.

6. Схема передачі пілот-сигналу

Чотири типи пілот-сигналів описані вище і можуть використовуватися для MIMO і MIMO-OFDM систем. Ці чотири різних типи пілот-сигналів можуть передаватися різними способами.

На Фіг.3 показані передачі пілот-сигналу по низхідній лінії і висхідній лінії для ілюстративної схеми передачі пілот-сигналу. У загальному випадку, блок 310 відповідає фазі доступу у систему,

блок 320 відповідає фазі калібрування, і блок 330 відповідає фазі нормальної роботи.

Пілот-сигнал маяка і MIMO пілот-сигнал передаються по низхідній лінії точкою доступу у кожному TDD кадрі (блок 312), щоб надати можливість всім користувальницьким терміналам у системі одержати частоту і таймування системи, і виконати оцінку каналу низхідної лінії (блок 314). Блок 314 може бути виконаний при необхідності доступу у систему.

Калібрування може бути виконане до початку нормальної роботи для того, щоб здійснити калібрування відмінностей у передавальних/приймальних ланцюгах у точці доступу і користувальницькому терміналі. Для калібрування MIMO пілот-сигнали можуть передаватися як точкою доступу, так і користувальницьким терміналом (блоки 322 і 326). MIMO пілот-сигнал висхідної лінії може бути використаний у точці доступу для виведення оцінки каналу висхідної лінії (блок 324), і MIMO пілот-сигнал низхідної лінії може бути використаний у користувальницькому терміналі для виведення або оновлення оцінки каналу низхідної лінії (блок 328). Оцінки каналів низхідної лінії і висхідної лінії потім використовуються для виведення поправкових факторів для точки доступу і користувальницького терміналу.

Під час нормальної роботи направлений опорний сигнал може передаватися по висхідній лінії користувальницьким терміналом (1) якщо і коли він вимагає передачі даних, або (2) якщо він запланований для передачі даних (блок 332). Направлений опорний сигнал висхідної лінії може використовуватися у точці доступу для оцінки відповідних унітарних і діагональних матриць для користувальницького терміналу (блок 334). Направлений опорний сигнал необов'язково може передаватися точкою доступу у користувальницький термінал (як показано блоком 336, виконанням пунктирними лініями). Користувальницький термінал може безперервно оновлювати свою оцінку каналу низхідної лінії, базуючись на MIMO пілот-сигналі низхідної лінії, і оновлювати відповідні унітарні і діагональні матриці, базуючись на направленому опорному сигналі низхідної лінії (якщо він передається) (блок 338). Пілот-сигнали несучої передаються точкою доступу (блок 340) і користувальницьким терміналом (блок 334) у піддіапазонах пілот-сигналів у частинах, які не використовуються для інших пілот-сигналів. Пілот-сигнал несучої низхідної лінії використовується у користувальницькому терміналі для відслідковування фази сигналу несучої низхідної лінії (блок 342), і пілот-сигнал несучої висхідної лінії використовується у точці доступу для відслідковування фази сигналу несучої висхідної лінії (блок 346).

Для схеми передачі пілот-сигналу, показаної на Фіг.3, користувальницький термінал оцінює відгук каналу низхідної лінії, базуючись на MIMO пілот-сигналі низхідної лінії, і передає направлений опорний сигнал по висхідній лінії, який потім використовується у точці доступу для оцінки відповідних унітарних і діагональних матриць для користувальницького терміналу. У визначені моменти користувальницький термінал може одержати по-

гану оцінку відгуку каналу низхідної лінії, і у цьому випадку, направлений опорний сигнал висхідної лінії може бути у рівній мірі поганим або, можливо, навіть гіршим. У гіршому випадку напрямний вектор, що використовується у користувальницькому терміналі, може привести у результаті до того, що на точку доступу буде направлена нульова частина променя. У цьому випадку точка доступу не зможе детектувати направлений опорний сигнал висхідної лінії. Щоб уникнути такої ситуації, користувальницький термінал може внести випадкові зміни у фази N_{ul} елементів напрямного вектора, який він використовує для направлення опорного сигналу, у ситуаціях, коли він виявляє, що точка доступу не приймає належним чином направлений опорний сигнал. Наприклад, якщо користувальницький термінал передає направлений опорний сигнал висхідної лінії як частину процедури доступу у систему, і якщо доступ у систему не одержаний після конкретної кількості спроб доступу, то користувальницький термінал може почати вносити випадкові зміни у фази елементів напрямного вектора.

Для MIMO і MIMO-OFDM систем також можуть бути реалізовані різні інші схеми передачі пілот-сигналу, і це знаходиться у межах об'єму даного винаходу. Наприклад, пілот-сигнал маяка і пілот-сигнал несучої можуть бути комбіновані в один пілот-сигнал, який може бути використаний для одержання частоти і таймування, і відслідковування фази несучої. Як інший приклад, активні користувальницькі термінали можуть передавати по висхідній лінії MIMO пілот-сигнали замість направлених опорних сигналів.

IV. MIMO-OFDM система

На Fig.4 показана блок-схема варіанту здійснення точки 11 Ох доступу і користувальницького терміналу 120x у MIMO-OFDM системі 100. Для простоти, у цьому варіанті здійснення точка 11 Ох доступу обладнана чотирма антенами, які можуть використовуватися для передачі і прийому даних, і користувальницький термінал 120x також обладнаний чотирма антенами для передачі/прийому даних. У загальному випадку, точка доступу і користувальницький термінал можуть бути обладнані будь-якою кількістю передавальних антен і будь-якою кількістю приймальних антен.

У випадку низхідної лінії у точці 110x доступу передавальний (TX) процесор 414 даних приймає дані трафіка з джерела 412 даних і сигналізацію та інші дані з контролера 430. TX процесор 414 даних форматує, кодує, виконує перемешування і модуляцію (тобто, відображення символів) даних для забезпечення символів модуляції. TX просторовий процесор 420 приймає і мультиплексує символи модуляції з TX процесора 414 даних з пілотними символами і виконує необхідну просторову обробку, і надає чотири потоки символів передачі для чотирьох передавальних антен.

Кожний модулятор (MOD) 422 приймає і обробляє відповідний потік символів передачі для надання відповідного модульованого сигналу низхідної лінії. Потім чотири модульованих сигнали з модулятора 422a-422d передаються через чотири антени 424a-424d, відповідно.

У користувальницькому терміналі 120x чотири антени 452a-452d приймають передані модульовані сигнали низхідної лінії, і кожна антена надає прийнятий сигнал у відповідний демодулятор (DEMOD) 454. Кожний демодулятор 454 виконує обробку, компліментарну виконуваний у модуляторі 422, і надає прийняті символи. Приймальний (RX) просторовий процесор 460 потім виконує просторову обробку прийнятих символів з усіх демодуляторів 454a-454d для забезпечення відновлених символів, які являють собою оцінки символів модуляції, переданих точкою доступу. RX процесор 470 даних додатково обробляє (наприклад, виконує обернене відображення символів, обернене перемешування і декодування) відновлені символи для забезпечення декодованих даних, які можуть бути надані у споживач 472 даних для збереження і/або у контролер 480 для подальшої обробки.

Обробка для висхідної лінії може бути такою ж або відмінною від обробки для низхідної лінії. Дані і сигналізація обробляються (тобто виконується кодування, перемешування і модуляція) у TX процесорі 488 даних, мультиплексується з пілотними символами і додатково піддаються просторовій обробці у TX просторовому процесорі 490. Символи передачі з TX просторового процесора 490 далі обробляються у модуляторах 454a-454d для генерації чотирьох модульованих сигналів низхідної лінії, які потім передаються через антени 452a-452d.

У точці 410 доступу модульовані сигнали висхідної лінії приймаються антенами 424a-424d, демодулюються у демодуляторах 422a-422d і обробляються в RX просторовому процесорі 440 і RX процесорі 442 даних способом, компліментарним виконуваному у користувальницькому терміналі. Декодовані дані висхідної лінії можуть бути направлені у споживач 444 даних для збереження і/або у контролер 430 для подальшої обробки.

Контролери 430 і 480 керують роботою різних блоків обробки у точці доступу і користувальницькому терміналі, відповідно. Запам'ятовуючі пристрої 432 і 482 зберігають дані і коди програм, що використовуються контролерами 430 і 480, відповідно.

На Fig.5 показана блок-схема TX просторового процесора 420a, виконаного з можливістю генерації пілот-сигналу маяка, і який може бути реалізований як TX просторовий процесор 420 за Fig.4. Процесор 420a включає в себе декілька процесорів 510a-510k піддіапазонів пілот-сигналу маяка, один для кожного піддіапазону, що використовується для передачі пілот-сигналу маяка. Кожний процесор 510 піддіапазону приймає пілотний символ $b(k)$ для пілот-сигналу маяка і поправковий матрицю $\hat{K}_{ap}(k)$ для зв'язаного піддіапазону.

У кожному процесорі 510 піддіапазону пілотний символ $b(k)$ масштабується у чотирьох помножувачах 514a-514d на чотири поправкових фактори $\hat{K}_{ap,1}(k)$ – $\hat{K}_{ap,4}(k)$ відповідно, з матриці $\hat{K}_{ap}(k)$. Кожний помножувач 514 виконує комплексне множення комплексного пілотного символу на відповідний комплексний поправковий фактор. Масшта-

бовані пілотні символи з помножувачів 514a-514d потім направляються у чотири буфери/мультиплексори 520a-520d, відповідно, які також приймають масштабовані пілотні символи з інших процесорів 510 піддіапазонів. Кожний буфер/мультиплексор 520 мультиплексує масштабовані пілотні символи для всіх піддіапазонів, що використовуються для передачі пілот-сигналу маяка, і нульові значення сигналів для невикористовуваних піддіапазонів, і надає потік символів передачі у відповідну передавальну антену.

На Фіг.6A показана блок-схема TX просторового процесора 420b, виконаного з можливістю генерації MIMO пілот-сигналу. Процесор 420b може бути реалізований як TX просторовий процесор 420b або 490 за Фіг.4, але для простоти описаний нижче для реалізації як TX просторовий процесор 420. Процесор 420b включає в себе декілька процесорів 610a-610k піддіапазонів MIMO пілот-сигналу, по одному для кожного піддіапазону, що використовується для передачі MIMO пілот-сигналу. Кожний процесор 610 піддіапазону приймає пілотний символ $p(k)$ для MIMO пілот-сигналу і поправкову матрицю $\hat{K}_{ap}(k)$ для відповідного піддіапазону. Кожний процесор 610 піддіапазону також приймає чотири послідовності Уолша, w_1-w_4 , призначені чотирьом передавальним антенам у точці доступу.

У кожному процесорі 610 піддіапазону комплексний пілотний символ $p(k)$ покривають чотирма послідовностями Уолша, w_1-w_4 , у чотирьох комплексних помножувачах 612a-612d, відповідно. Покриті пілотні символи далі масштабуються у чотирьох комплексних помножувачах 614a-614d на чотири комплексних поправкових фактори $\hat{K}_{ap,1}(k) - \hat{K}_{ap,4}(k)$, відповідно, з матриці $\hat{K}_{ap}(k)$. Масштабовані пілотні символи з помножувачів 614a-614d потім надаються у чотири буфери/мультиплексори 620a-620d, відповідно. Подальша обробка є такою ж, як описана вище для Фіг.5.

Для одного з варіантів здійснення процесорів 420b у TX просторовому процесорі 490 кількість використовуваних послідовностей Уолша залежить від кількості передавальних антен, доступних у користувальницькому терміналі. Крім цього, масштабування виконується з поправковими факторами з матриці $\hat{K}_{ut}(k)$ для користувальницького терміналу.

На Фіг.6B показана блок-схема RX просторового процесора 460b, який може виконувати оцінку відгуку каналу, базуючись на прийнятому MIMO пілот-сигналі. Процесор 460b може бути реалізований в RX просторовому процесорі 440 або 460 за Фіг.4, але для простоти описаний нижче для випадку реалізації в RX просторовому процесорі 460. Процесор 460b включає в себе декілька процесорів 650a-650k піддіапазонів MIMO пілот-сигналу, по одному для кожного піддіапазону, що використовується для передачі MIMO пілот-сигналу. Кожний процесор 650 піддіапазону MIMO пілот-сигналу приймає вектор $r(k)$ і комплексно спряжений пілотний символ $p^*(k)$ для відповідного піддіапазону. Кожний процесор 650 піддіапазону

також приймає чотири послідовності Уолша, w_1-w_4 , призначені чотирьом передавальним антенам у точці доступу.

Кожний процесор 650 піддіапазону MIMO пілот-сигналу включає в себе чотири процесори 660a-660d піддіапазону/антени MIMO пілот-сигналу для чотирьох приймальних антен у користувальницькому терміналі. Кожний процесор 660 приймає один елемент $r_i(k)$ вектора $r(k)$. У кожному процесорі 660 прийнятий символ $r_i(k)$ спочатку множать на комплексне спряження пілотного символу $p^*(k)$ у комплексному помножувачі 662. Вихідний сигнал помножувача 662 далі множать на чотири послідовності Уолша, w_1-w_4 , у чотирьох комплексних помножувачах 664a-664d, відповідно. Вихідні сигнали комплексних помножувачів 664a-664d потім підсумовують у суматорах 666a-666d, відповідно, протягом періоду передачі MIMO пілот-сигналу. Кожна пара помножувач 664 - суматор 666 виконує зняття покриття для однієї передавальної антени у точці доступу. Вихідний сигнал з кожного суматора 666 являє собою оцінку $\hat{h}_{ij}(k)$ посилення каналу з передавальної антени j у приймальну антену i для піддіапазону k . Оцінки відгуку каналу $\{\hat{h}_{ij}(k)\}$, для $i=\{1, 2, 3, 4\}$ і $j=\{1, 2, 3, 4\}$, можуть бути додатково усереднені по множині передач MIMO пілот-сигналів (не показано на Фіг.6B), для забезпечення більш точної оцінки відгуку каналу.

Як показано на Фіг.6B, кожний процесор 660 піддіапазону/антени MIMO пілот-сигналу забезпечує вектор-рядок $\hat{h}_{cdn,i}(k) = [\hat{h}_{i,1}(k) \hat{h}_{i,2}(k) \hat{h}_{i,3}(k) \hat{h}_{i,4}(k)]$ для відповідної приймальної антени i , де $\hat{h}_{cdn,i}(k)$ являє собою i -й рядок оцінки відгуку каліброваного каналу, $\hat{h}_{cdn}(k)$, для низхідної лінії (припускаючи, що у точці доступу була використана його поправкова матриця $\hat{K}_{ap}(k)$. Процесори 660a-660d спільно забезпечують чотири рядки матриці $\hat{h}_{cdn}(k)$ відгуку каліброваного каналу.

На Фіг.7A показана блок-схема TX просторового процесора 420c, виконаного з можливістю генерації направленої опорного сигналу. Процесор 420c також може бути реалізований у TX просторовому процесорі 420 або 490 за Фіг.4, але для простоти, нижче описаний для реалізації у TX просторовому процесорі 420. Процесор 420c включає в себе декілька процесорів 710a-710k піддіапазонів направлених опорних сигналів, по одному на кожний піддіапазон, що використовується для передачі направленої опорного сигналу. Для генерації направленої опорного сигналу для режиму просторового мультиплексування кожний процесор 710 піддіапазону приймає пілотний символ $p(k)$, напрямний вектор $\hat{u}_{ap,m}^*(k)$ для кожної широкосмугової власної моди, по якій повинен передаватися направлений пілот-сигнал, і поправкову матрицю $\hat{K}_{ap}(k)$ для відповідного піддіапазону.

У кожному процесорі 710 пілотний символ $p(k)$ множать на чотири елементи $\hat{u}_{ap,1,m}^*(k) - \hat{u}_{ap,4,m}^*(k)$ напрямного вектора $\hat{u}_{ap,m}^*(k)$ m -ї широкосмугової власної моди у чотирьох комплексних помножувачах 712a-712d, відповідно. Вихідні сигнали з помножувачів 712a-712d далі масштабують у чотирьох комплексних помножувачах 714a-714d на чотири поправкових фактори $\hat{K}_{ap,1}(k) - \hat{K}_{ap,4}(k)$, відповідно, з матриці $\hat{K}_{ap}(k)$. Масштабовані пілотні символи з помножувачів 714a-714d потім направляють у чотири буфери/мультиплексори 720a-720d, відповідно. Подальша обробка описана вище.

Для генерації направленої опорного сигналу по низхідній лінії для режиму направленої променя кожний процесор 710 піддіапазону може приймати нормований напрямний вектор $\tilde{u}_{ap}(k)$ замість ненормованого напрямного вектора $\hat{u}_{ap,m}^*(k)$. Для реалізації процесора 420с у TX просторовому процесорі 490, кожний процесор 710 піддіапазону може приймати або (1) напрямний вектор $\hat{v}_{ut,m}(k)$ для кожної широкосмугової власної моди, що використовується для направленої опорного сигналу для режиму просторового мультиплексування, або (2) напрямний вектор $\tilde{v}_{ut}(k)$ для режиму направленої променя. Якщо для направленої опорного сигналу використовується мультиплексування піддіапазонів, то направлені вектори для множини широкосмугових власних мод можуть бути використані для множини неперетинних наборів піддіапазонів, як описано вище.

На Фіг.7В показана блок-схема RX просторового процесора 460с, виконаного з можливістю надання оцінок керуючих векторів і сингулярних значень, базуючись на прийнятому направленим опорному сигналі. Процесор 460с може бути реалізований в RX просторовому процесорі 440 або 460 за Фіг.4, але для простоти описаний нижче для реалізації в RX просторовому процесорі 460. Процесор 460с включає в себе декілька процесорів 750a-750k піддіапазонів направленої опорного сигналу, по одному для кожного піддіапазону, що використовується для передачі направленої опорного сигналу. Кожний процесор 750 піддіапазону приймає вектор $r(k)$ і комплексне спряження пілотного символу $p^*(k)$ для відповідного піддіапазону.

У кожному процесорі 750 піддіапазону чотири символи у прийнятому векторі $r(k)$ множать на комплексне спряження пілотного символу $p^*(k)$ у комплексних помножувачах 762a-762d, відповідно. Вихідні сигнали помножувачів 762a-762d потім підсумовують протягом тривалості передачі направленої опорного сигналу для кожної широкосмугової власної моди у суматорах 764a-764d, відповідно. Як показано у таблиці 9 направлений опорний сигнал може передаватися для множини широкосмугових власних мод в одній передачі направленої опорного сигналу, і у цьому випадку підсумовування виконують окремо для кожної з цих широкосмугових власних мод. Однак множина

символів направленої опорного сигналу (які можуть передаватися в одній або декількох передачах направленої опорного сигналу) для будь-якої даної широкосмугової власної моди може підсумовуватися для одержання вищої якості оцінки. Суматори 764a-764d надають чотири елементи, які являють собою оцінки $\hat{v}_{ut,m}(k) \sigma_m(k)$, як показано у рівнянні (13).

Оскільки власні вектори мають одиничну потужність, сингулярні значення $\sigma_m(k)$ для кожної широкосмугової власної моди можуть бути оцінені, базуючись на прийнятій потужності направленої опорного сигналу. Блок 666 обчислення потужності приймає вихідні сигнали помножувачів 762a-762d і обчислює прийняту потужність направленої опорного сигналу, $P_m(k)$, для кожної власної моди піддіапазону k . Оцінка $\hat{\sigma}_m(k)$ сингулярного значення при цьому дорівнює кореню квадратному з обчисленої прийнятої потужності направленої опорного сигналу, розділеного на величину пілотного символу (тобто, $\hat{\sigma}_m(k) = \sqrt{P_m(k)/|p(k)|}$) де

$P_m(k) = \sum_{i=1}^{N_n} |r_i(k)|^2$ і $r_i(k)$ являє собою символ, прийнятий у піддіапазоні k приймальною антеною i .

Вихідні сигнали суматорів 766a-766d потім масштабують на обернену величину оцінки сингулярного значення, $\hat{\sigma}_m^{-1}(k)$, у помножувачах 768a-768d, відповідно, для надання оцінки напрямного вектора для кожної власної моди,

$$\hat{v}_{ut,m}^*(k) = [\hat{v}_{ut,1,m}^*(k) \hat{v}_{ut,2,m}^*(k) \hat{v}_{ut,3,m}^*(k) \hat{v}_{ut,4,m}^*(k)]$$

Обробка направленої опорного сигналу у випадку направленої променя може бути виконана аналогічним способом. Обробка направленої опорного сигналу висхідної лінії також може бути виконана аналогічним способом для одержання оцінки напрямного вектора для кожної власної моди,

$$\hat{u}_{ap,m}(k) = [\hat{u}_{ap,1,m}(k) \hat{u}_{ap,2,m}(k) \hat{u}_{ap,3,m}(k) \hat{u}_{ap,4,m}(k)]$$

Пілот-сигнали, розглянуті у даному описі, можуть бути реалізовані за допомогою різних засобів. Наприклад, обробка для різних типів пілот-сигналів у точці доступу і користувальницькому терміналі може бути реалізована у вигляді апаратних засобів, програмних засобів або їх комбінації. У випадку реалізації у вигляді апаратних засобів елементи, що використовуються для обробки пілот-сигналів при передачі і/або прийомі, можуть бути реалізовані в одній або декількох орієнтованих на додаток інтегральних схемах (ASIC), цифрових сигнальних процесорах (DSP), цифрових сигнальних процесорних пристроях (DSPD), програмованих логічних пристроях (PLD), внутрішньо-схемно програмованих вентильних матрицях (FPGA), процесорах, контролерах, мікроконтролерах, інших електронних блоках, здійснених з можливістю виконання функцій, викладених у даному описі, або їх комбінації.

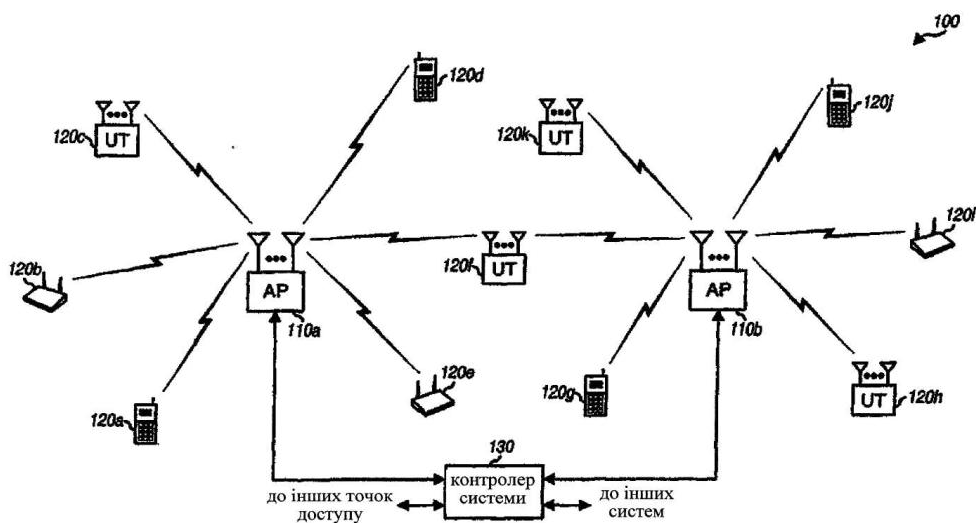
У випадку здійснення у вигляді програмних засобів деякі з видів обробки для різних типів пілот-сигналів (наприклад, просторова обробка при передачі пілот-сигналу і/або оцінка каналу, що базується на прийнятому пілот-сигналі) можуть бути

реалізовані за допомогою модулів (наприклад, процедур, функцій, і т.д.), які виконують функції, викладені у даному описі. Програмні коди можуть зберігатися у запам'ятовуючому пристрої (наприклад, запам'ятовуючих пристроях 432 і 482 за Фіг.4) і виконуватися процесором (наприклад, контролерами 430 і 480). Запам'ятовуючий пристрій може бути виконаний у процесорі або як зовнішній по відношенню до процесора, причому у цьому випадку він може бути з'єднаний з можливістю обміну даними з процесором за допомогою різних засобів, відомих у даній галузі техніки.

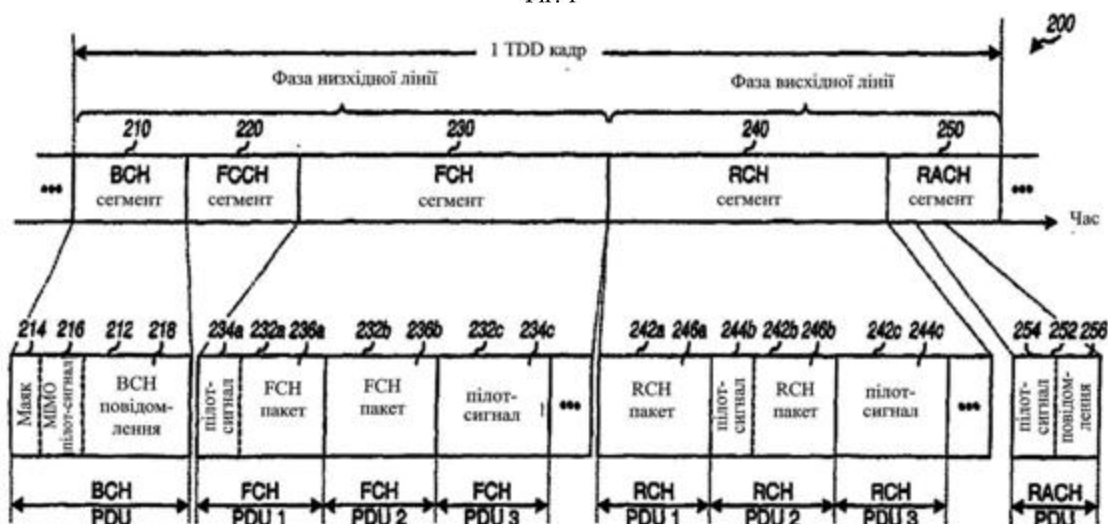
Заголовки включені у даний опис для посилення і для допомоги у пошуку визначених розділів. Вказані заголовки не треба розглядати як такі, що обмежують об'єм концепцій в озаглавлених

ними розділах, і ці концепції можуть застосовуватися в інших розділах по всьому опису.

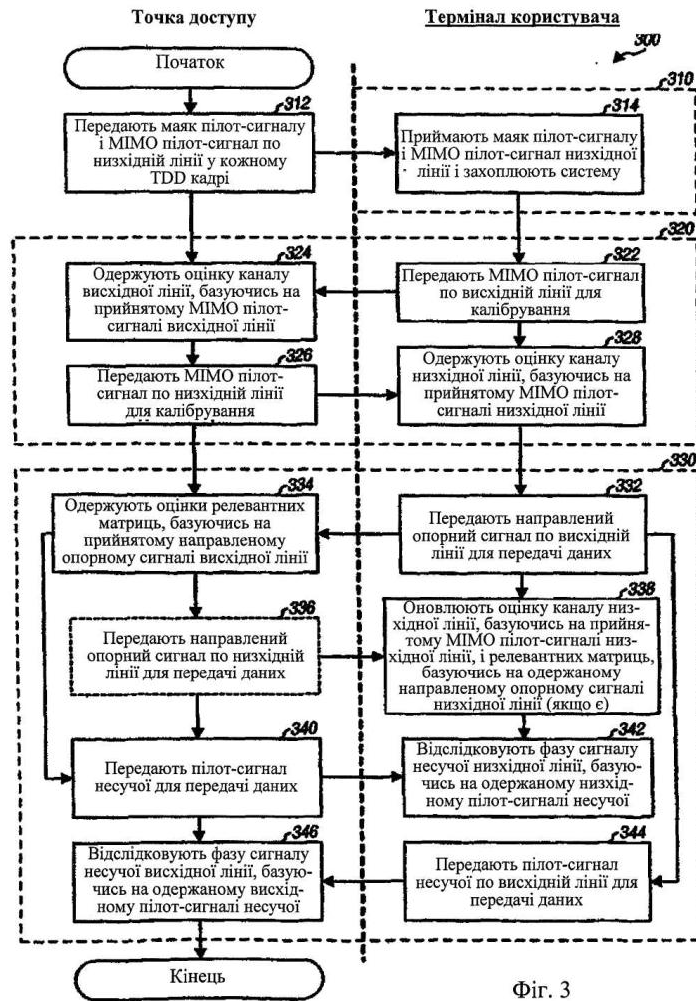
Наведений вище опис розкритих варіантів здійснення представлений для того, щоб дати можливість будь-якому фахівцеві у даній галузі техніки використати даний винахід. Різні модифікації відносно вказаних варіантів здійснення повинні бути очевидні для фахівців у даній галузі техніки, і загальні принципи,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



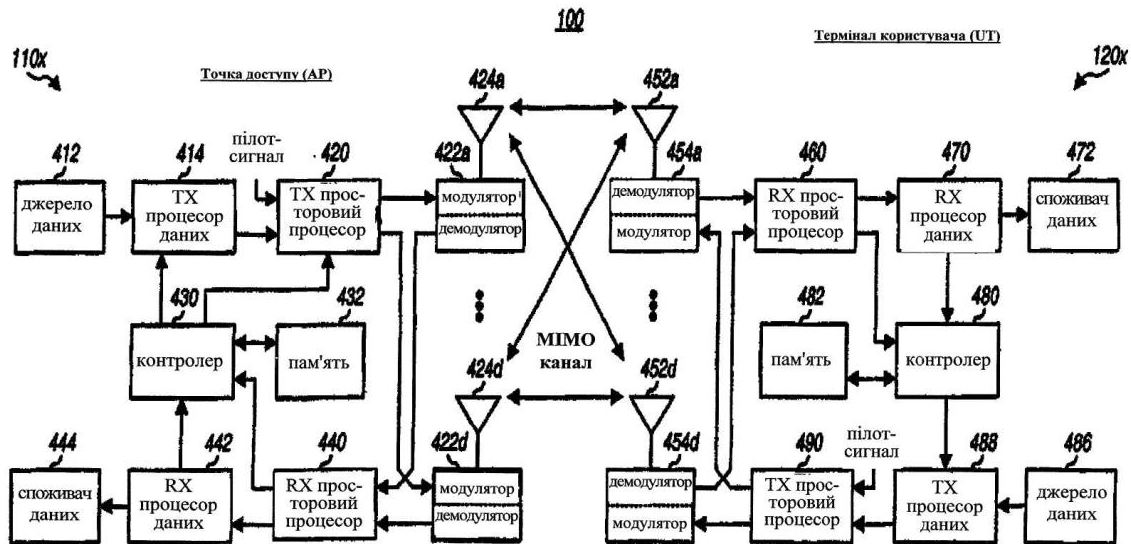
Фіг. 1



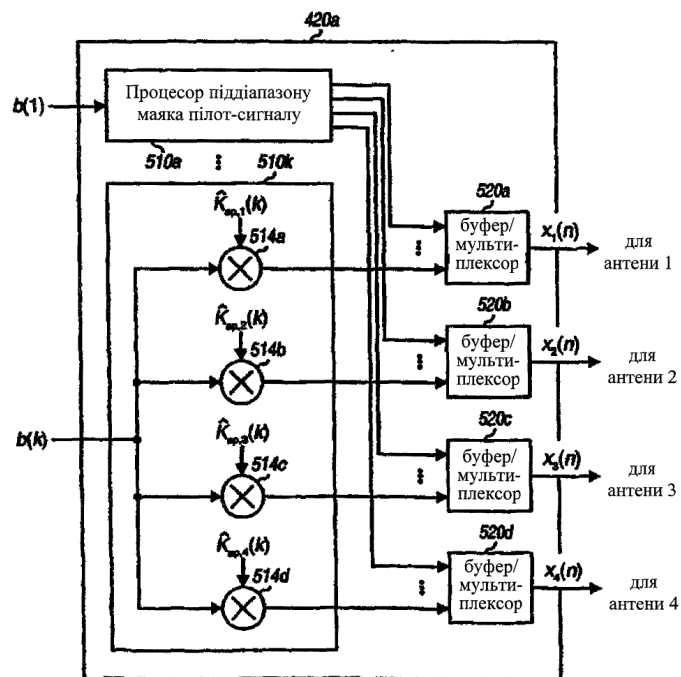
Фіг. 2



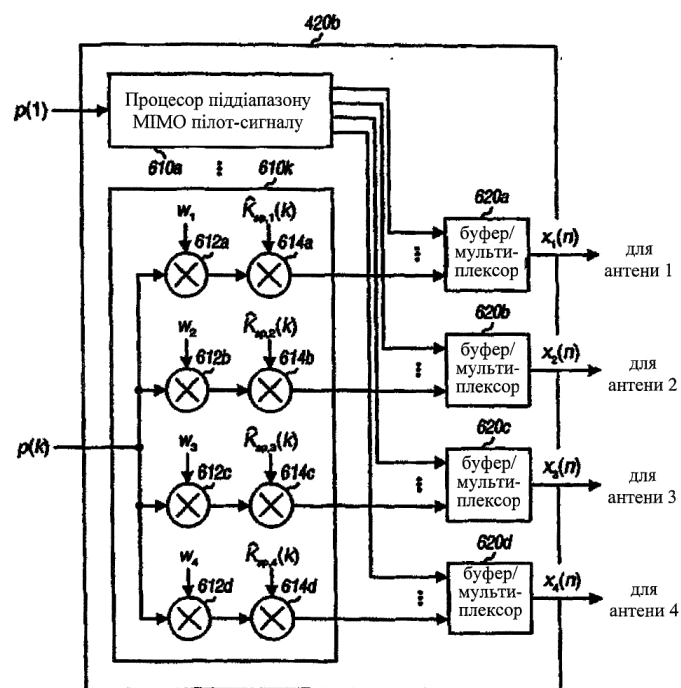
Фіг. 3



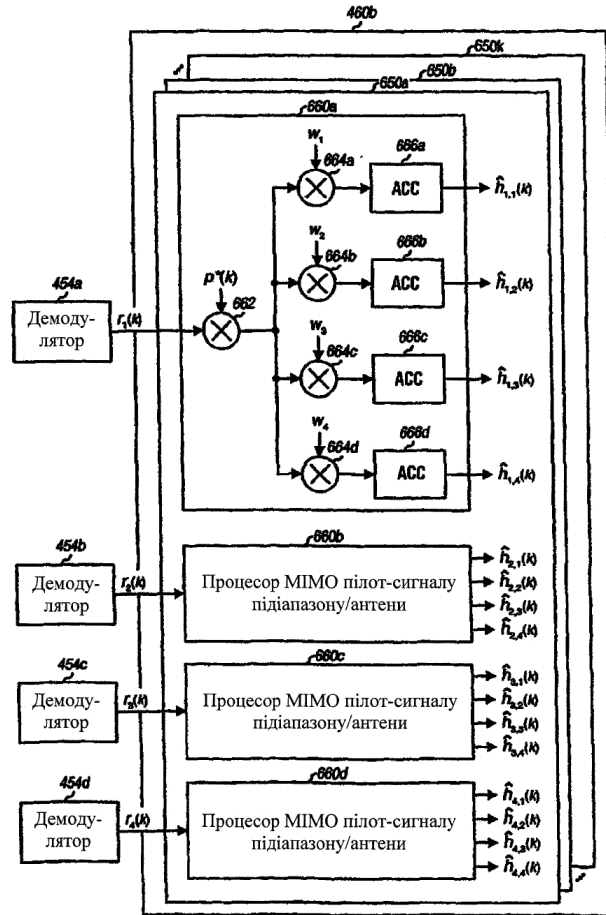
Фіг. 4



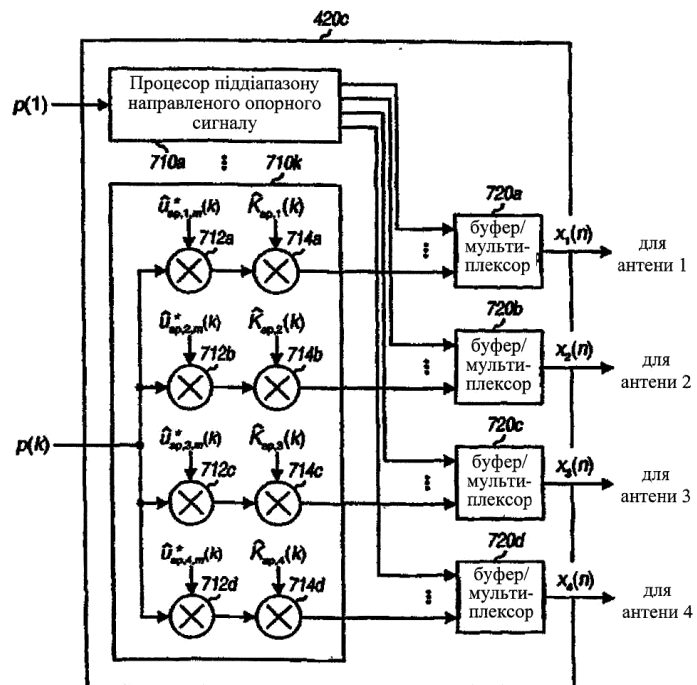
Фіг. 5



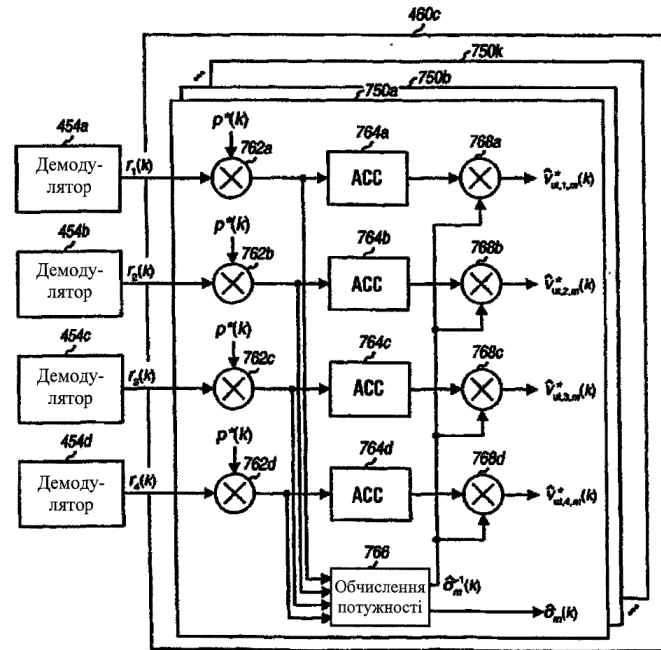
Фіг. 6А



Фіг. 6В



Фіг. 7А



Фіг. 7В