

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2005108590/09, 19.08.2003

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
19.08.2003(30) Конвенционный приоритет:
27.08.2002 US 10/229,209

(43) Дата публикации заявки: 27.08.2005

(45) Опубликовано: 27.06.2008 Бюл. № 18

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: EP 1117197 A, 18.07.2001. RU 2156545
C2, 20.09.2000. EP 1185001 A, 06.03.2002. US
6144711 A, 07.11.2000.(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную фазу:
28.03.2005(86) Заявка РСТ:
US 03/26395 (19.08.2003)(87) Публикация РСТ:
WO 2004/021634 (11.03.2004)Адрес для переписки:
129010, Москва, ул. Б. Спасская, 25, стр.3,
ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(72) Автор(ы):

МЕДВЕДЕВ Ирина (US),
УОЛТОН Джей Род (US),
КЕТЧУМ Джон У. (US)

(73) Патентообладатель(и):

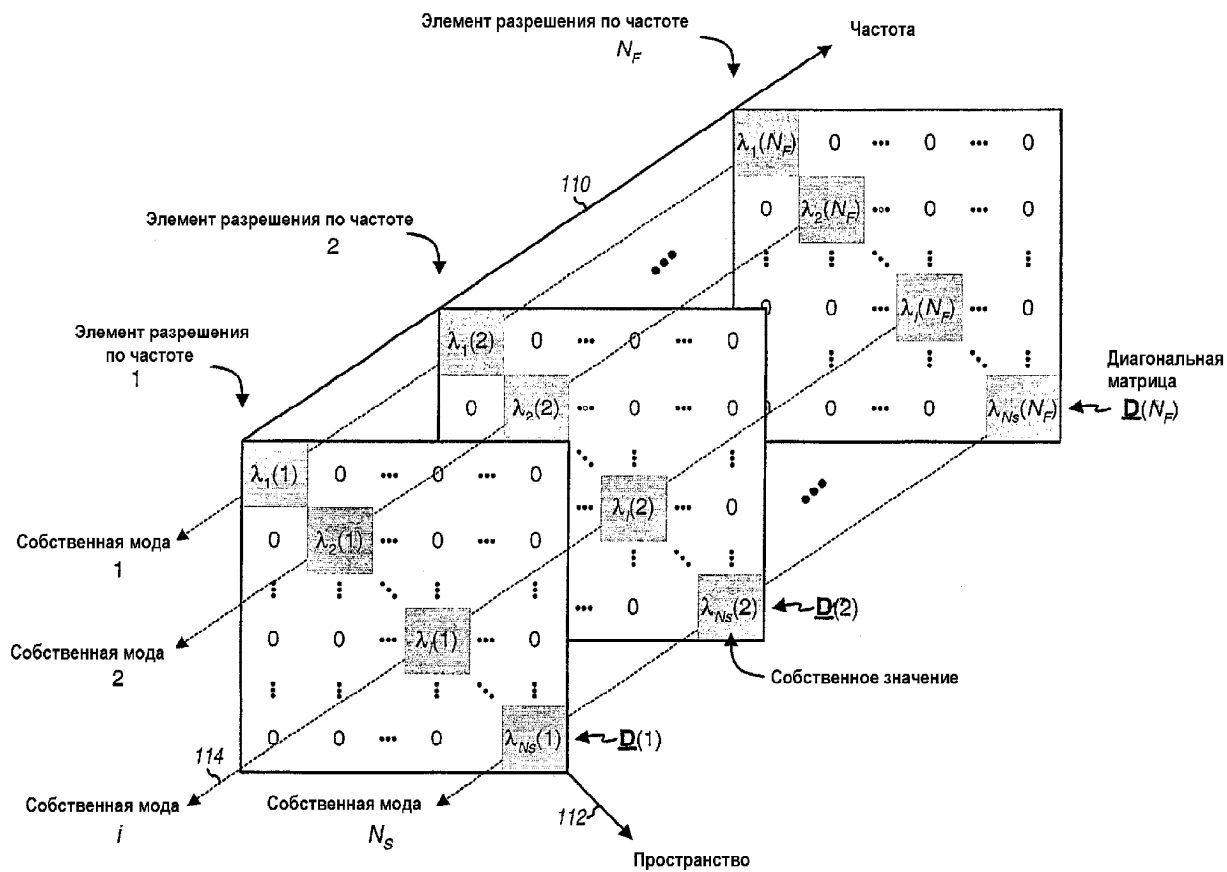
КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)

(54) КОДИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ СО МНОГИМИ ВХОДАМИ И МНОГИМИ ВЫХОДАМИ С
ВЫБОРОЧНОЙ ИНВЕРСИЕЙ КАНАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМОЙ НА КАЖДОЙ СОБСТВЕННОЙ МОДЕ

(57) Реферат:

Изобретение относится к передаче данных в системе связи с многими входами, многими выходами (MIMO). Представляются методики для выполнения выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде для достижения высокой спектральной эффективности при снижении сложности как на передатчике, так и на приемнике. Имеющиеся каналы передачи организуют ряд групп, где каждая группа может включать в себя все каналы передачи для соответствующей собственной моды канала MIMO. Полную

передаваемую мощность распределяют по группам путем использования определенной схемы распределения мощности по группам. Выборочную инверсию каналов затем выполняют независимо для каждой группы, выбранной для использования. Определяют масштабный коэффициент для каждого выбранного канала таким образом, чтобы все выбранные каналы для данной группы достигали сходного качества принятого сигнала, например отношения принятого сигнала к шуму и помехам (SNR). 3 н. и 17 з.п. ф-лы, 5 ил.



ФИГ.1



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**(21), (22) Application: **2005108590/09, 19.08.2003**(24) Effective date for property rights: **19.08.2003**(30) Priority:
27.08.2002 US 10/229,209(43) Application published: **27.08.2005**(45) Date of publication: **27.06.2008 Bull. 18**(85) Commencement of national phase: **28.03.2005**(86) PCT application:
US 03/26395 (19.08.2003)(87) PCT publication:
WO 2004/021634 (11.03.2004)

Mail address:
**129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25, str.3,
OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i
Partnery", pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595**

(72) Inventor(s):

**MEDVEDEV Irina (US),
UOLTON Dzhej Rod (US),
KETChUM Dzhon U. (US)**

(73) Proprietor(s):

KVEhLKOMM INKORPOREJTED (US)

(54) **CODED MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT SYSTEMS WITH RANDOM CHANNEL INVERSION TO BE USED IN EACH NATURAL MODE**

(57) Abstract:

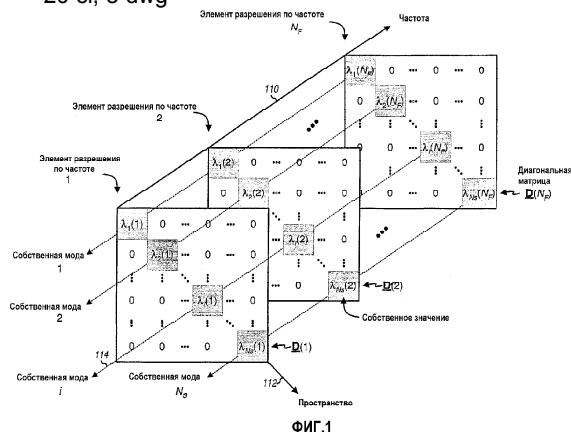
FIELD: data transfer.

SUBSTANCE: invention is related to data transfer in communication systems with multiple inputs multiple outputs (MIMO). Available transmission channels are arranged in a number of groups. Each group may include all transmission channels for corresponding natural mode of MIMO channel. Full transmitted power is distributed among groups based on specific power distribution circuit. Random inversion of channels is independent for each selected group. Scale parameter is defined for each selected channel so that all selected channels for definite group could achieve similar quality of received signal, for example, received signal-noise ratio (SNR).

EFFECT: random inversion for channels in each natural mode for achieving high spectral

effectiveness by reducing complexity both on transmitter and receiver.

20 cl, 5 dwg



Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится в целом к передаче данных, более конкретно к методикам выполнения выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде для систем со многими входами и многими выходами.

5 Предшествующий уровень техники

Система связи со многими входами и многими выходами (MIMO) использует множество (N_T) передающих антенн и множество (N_R) приемных антенн для передачи данных. Канал MIMO, сформированный N_T передающими и N_R приемными антеннами, может быть разложен на N_S независимых каналов, причем $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Каждый из N_S независимых
10 каналов также называется пространственным подканалом или собственной модой канала MIMO.

Пространственные подканалы широкополосной системы MIMO могут оказаться в различных состояниях канала из-за различных факторов, таких как замирание и
15 многолучевое распространение. Каждый пространственный подканал может, таким образом, испытывать частотно-избирательное замирание, которое характеризуется различными коэффициентами усиления канала на различных частотах полной ширины полосы системы. В предположении отсутствия управления мощностью это приводит к различным значениям отношения сигнала к шуму и помехам (SNR) на различных частотах
20 каждого пространственного подканала, который тогда смог бы поддерживать различные скорости передачи данных для конкретного уровня качества функционирования (например, частота пакетных ошибок, равная 1%).

Для преодоления частотно-избирательного замирания в широкополосном канале может использоваться мультиплексирование с ортогональным разделением частот (OFDM) для
25 эффективного разделения всей ширины полосы системы на некоторое количество (N_F) поддиапазонов, которые также называются элементами разрешения по частоте или подканалами. При реализации OFDM каждый поддиапазон ассоциирован с соответствующей поднесущей, на которой могут модулироваться данные. Для системы MIMO, которая использует OFDM (т.е. системы MIMO-OFDM) каждый поддиапазон каждого пространственного подканала может рассматриваться как независимый канал передачи.

30 Ключевым фактором в системе кодированной связи является выбор подходящих скоростей передачи данных и схем кодирования и модуляции для использования для передачи данных на основе состояния канала. Главной целью системы является максимизирование спектральной эффективности при снижении сложности как для передатчика, так и для приемника.

35 Одна непосредственная методика выбора скорости передачи данных и схем кодирования и модуляции состоит в "битовой загрузке" каждого канала передачи в системе соответственно его передающей способности. Однако эта технология имеет несколько существенных недостатков. Во-первых, кодирование и модулирование отдельно для каждого канала передачи может существенно увеличить сложность обработки как на
40 передатчике, так и на приемнике. Во-вторых, кодирование отдельно для каждого канала передачи может существенно увеличить задержку при кодировании-декодировании.

Следовательно, есть потребность в разработке технологий для достижения высокой спектральной эффективности в системах MIMO без необходимости проведения кодирования в отдельности для каждого канала передачи.

45 Сущность изобретения

Предлагаются методики для выполнения выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде в системе MIMO для достижения высокой спектральной эффективности при снижении сложности как на передатчике, так и на приемнике. Имеющиеся каналы
50 передачи организованы в некоторое количество групп, где каждая группа может включать в себя все каналы передачи (или элементы разрешения по частоте) для собственной моды канала MIMO. Полная передаваемая мощность распределяется по группам путем использования конкретной схемы распределения мощности (например, равномерного распределения мощности, разбавления и т.п.). Выборочная инверсия каналов затем

выполняется независимо для каждой группы, выбранной для использования при передаче данных (т.е. с ненулевой выделенной передаваемой мощностью). Для каждой такой группы один или более каналов передачи в группе выбираются для использования, и масштабный коэффициент определяется для каждого выбранного канала так, чтобы все выбранные каналы для группы инвертировались и достигали одинакового качества принятого сигнала (например, SNR принятого сигнала).

Различные аспекты и варианты осуществления изобретения описаны ниже с дополнительными подробностями. Изобретение дополнительно предлагает способы, программные коды, процессоры цифровой обработки сигналов, блоки передатчика, блоки приемника и другие устройства и элементы, которые реализуют различные аспекты, варианты осуществления и признаки изобретения, как более подробно описано ниже.

Перечень чертежей

Признаки, сущность и преимущества настоящего изобретения станут более очевидны из подробного описания, изложенного ниже и взятого в сочетании с чертежами, на которых используется сквозная нумерация позиций и где:

фиг.1 - графическая иллюстрация разложения по собственным значениям для системы MIMO-OFDM;

фиг.2 - графики средней спектральной эффективности, достигаемой тремя схемами передачи для примера системы MIMO 4x4;

фиг.3 - структурная схема точки доступа и пользовательского терминала в системе MIMO-OFDM;

фиг.4 - структурная схема блока передатчика в точке доступа; и

фиг.5 - блок-схема последовательности операций для обработки данных с использованием выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде.

Подробное описание

В системе связи MIMO, такой как многоантенная система беспроводной связи, потоки данных, передаваемые от N_T передающих антенн, создают взаимные помехи на приемнике. Одна технология для преодоления этих помех состоит в том, чтобы "диагонализировать" канал MIMO для получения ряда независимых каналов.

Модель для системы MIMO может быть представлена выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где $\mathbf{y}$ - вектор с N_R компонентами, $\{y_i\}$ при $i \in \{1, \dots, N_R\}$, для символов, принятых N_R приемными антеннами (т.е. "принятый" вектор);

$\mathbf{x}$ - вектор с N_T компонентами, $\{x_j\}$ при $j \in \{1, \dots, N_T\}$, для символов,

переданных N_T передающими антеннами (т.е. "переданный" вектор);

$\mathbf{H}$ - это $(N_R \times N_T)$ матрица характеристики канала, которая содержит передаточные функции (т.е. комплексные коэффициенты усиления) от N_T передающих антенн к N_R приемным антеннам; и

$\mathbf{n}$ - аддитивный белый Гауссовский шум (AWGN) с вектором средних значений $\mathbf{0}$ и ковариационной матрицей $\mathbf{\Lambda} = \sigma^2 \mathbf{I}$, где $\mathbf{0}$ - вектор со всеми нулями, $\mathbf{I}$ - единичная матрица с единицами по диагонали и нулями в остальных местах, σ^2 - дисперсия шума.

Для простоты подразумевается узкополосный канал с плавным замиранием. В этом случае характеристика канала может быть представлена постоянной комплексной величиной для всей ширины полосы системы, а элементы матрицы $\mathbf{H}$ отклика канала являются скалярными величинами. Хотя здесь для простоты принимается предположение частотной неизбирательности, методики, описанные здесь, могут распространяться на частотно-избирательные каналы.

Матрица $\mathbf{H}$ характеристики канала может быть диагонализирована путем выполнения разложения по собственным значениям корреляционной матрицы для матрицы $\mathbf{H}$, которая определяется выражением: $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$. Разложение по собственным значениям корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ размерностью $(N_T \times N_T)$ может быть представлено как:

$$\mathbf{R} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H \quad (2)$$

где $\underline{E}$ - это унитарная матрица размерностью $(N_T \times N_T)$, столбцы которой представляют собой собственные векторы $\underline{e}_i$ матрицы $\underline{R}$, $i \in \{1, \dots, N_T\}$;

$\underline{D}$ - это диагональная матрица размерностью $(N_T \times N_T)$ с компонентами на диагонали, соответствующими собственным значениям $\underline{R}$ и;

5 для любой матрицы $\underline{M}$ матрица $\underline{M}^H$ обозначает сопряженную транспозицию матрицы $\underline{M}$. Унитарная матрица характеризуется свойством $\underline{E}^H \underline{E} = \underline{I}$.

Разложение по собственным значениям может также выполняться, используя разложение по сингулярным числам матрицы (SVD), которое известно из уровня техники.

10 Диагональная матрица $\underline{D}$ содержит неотрицательные действительные величины по диагонали и нули в остальных местах. Эти диагональные компоненты называются собственными значениями матрицы $\underline{R}$ и указывают на коэффициенты усиления по мощности для независимых каналов канала MIMO. Число независимых каналов для системы MIMO с N_T передающими и N_R приемными антеннами равно числу ненулевых собственных значений матрицы $\underline{R}$, $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$. Эти ненулевые собственные значения обозначаются как $\{\lambda_i\}$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

Не учитывая ограничения по мощности для N_T передающих антенн, канал может быть диагонализирован путем умножения унитарной матрицы $\underline{E}$ слева на вектор "данных" $\underline{s}$ (или "предварительной обработки") для получения переданного вектора $\underline{x}$.

20 Предварительная обработка на передатчике может быть выражена как:

$$\underline{x} = \underline{E} \underline{s} \quad (3)$$

На приемнике принятый вектор $\underline{y}$ может быть умножен справа на $\underline{E}^H \underline{H}^H$ (или "обработан") для получения оценки вектора $\underline{s}$ данных. Обработка для получения оценки $\underline{s}$ вектора данных может быть выражена как:

$$\begin{aligned} 25 \quad \hat{\underline{s}} &= \underline{E}^H \underline{H}^H \underline{y} \\ &= \underline{E}^H \underline{H}^H \underline{H} \underline{E} \underline{s} + \underline{E}^H \underline{H}^H \underline{n} \quad (4) \\ &= \underline{D} \underline{s} + \hat{\underline{n}}, \end{aligned}$$

30 где $\hat{\underline{n}}$ - это AWGN с вектором средних значений $\underline{0}$ и ковариантной матрицей $\underline{\Delta}_{\hat{\underline{n}}} = \sigma^2 \underline{D}$.

Как показано в уравнении (4), предварительная обработка на передатчике и обработка на приемнике приводят к тому, что вектор $\underline{s}$ данных преобразуется посредством эффективной характеристики канала, представленной матрицей $\underline{D}$, а также к масштабированию шумовых элементов. Так как $\underline{D}$ является диагональной матрицей, фактически есть N_S не создающих взаимных помех параллельных каналов. Каждый из этих каналов имеет коэффициент усиления, равный квадрату соответствующего собственного значения, λ_i^2 , и мощность шума, равную $\sigma^2 \lambda_i$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$, что дает отношение сигнала к шуму, равное λ_i / σ^2 . Таким образом, коэффициент усиления мощности каждого из этих каналов равен собственному значению λ_i , $i \in \{1, \dots, N_S\}$. Параллельный канал i часто называют собственной модой i или модой i . Диагонализация канала MIMO, как показано в уравнениях (3) и (4), может быть достигнута, если передатчик обеспечен матрицей $\underline{H}$ характеристики канала или эквивалентной информацией.

45 Разложение по собственным значениям, описанное выше, может также выполняться для широкополосного частотно-избирательного канала. Для системы MIMO-OFDM широкополосный канал делится на N_F ортогональных элементов разрешения по частоте с плавным замиранием, или поддиапазонов. Разложение по собственным значениям может тогда выполняться независимо для матрицы $\underline{H}(k)$ характеристики канала для каждого элемента разрешения по частоте, k , для определения N_S пространственных подканалов или собственных мод для этого элемента разрешения по частоте. Каждый пространственный подканал каждого элемента разрешения по частоте называется также каналом "передачи".

50 Модель системы MIMO-OFDM может также выражаться следующей формулой:

$$y(k) = H(k)x(k) + n(k), k \in \{1, \dots, N_F\} \quad (5)$$

где " k " означает k -ый элемент разрешения по частоте.

Разложение по собственным значениям корреляционной матрицы $R(k)$ для каждого элемента разрешения по частоте может выражаться как:

$$R(k) = E(k) D(k) E^H(k) \quad (6)$$

Ненулевые собственные значения для $R(k)$ обозначены как $\{\lambda_i(k)\}$, $i = \{1, \dots, N_S\}$ и $k = \{1, \dots, N_F\}$. Таким образом, для системы MIMO-OFDM разложение по собственным значениям для каждого из N_F элементов разрешения по частоте приводит к N_S пространственным подканалам или собственным модам для каждого элемента разрешения по частоте, или к общему количеству $N_S N_F$ каналов передачи.

Собственные значения могут предоставляться в двух формах - в "сортированной" форме и форме "произвольного порядка". В сортированной форме N_S собственных значений каждого элемента разрешения по частоте отсортированы в убывающем порядке так, что $\{\lambda_1(k) \geq \lambda_2(k) \geq \dots \geq \lambda_{N_S}(k)\}$, где $\lambda_1(k)$ - самое большое собственное значение для элемента k разрешения по частоте и $\lambda_{N_S}(k)$ - самое малое собственное значение для элемента k разрешения по частоте. В форме произвольного порядка упорядочение собственных значений может быть произвольным и, кроме того, независимым от частоты. Конкретная форма, выбранная для использования, сортированная или произвольно-упорядоченная, влияет на выбор собственных мод для использования для передачи данных и схемы кодирования и модуляции, которая будет использоваться для каждой выбранной собственной моды, как описано ниже.

Фиг.1 графически представляет разложение по собственным значениям для системы MIMO-ОМЧР. Набор диагональных матриц $D(k)$, $k = \{1, \dots, N_F\}$ показан расположенным в порядке вдоль оси 110, которая представляет частотное измерение. Собственные значения $\{\lambda_i(k)\}$, $i = \{1, \dots, N_S\}$, каждой матрицы $D(k)$ расположены по диагонали матрицы. Ось 112 может, таким образом, рассматриваться как представляющая пространственное измерение. Собственная мода i для всех элементов разрешения по частоте (или просто собственная мода i) соотносится с набором элементов, $\{\lambda_i(k)\}$ при $k = \{1, \dots, N_F\}$, который характеризует частотную характеристику по всем N_F элементам разрешения по частоте для этой собственной моды. Набор элементов $\{\lambda_i(k)\}$ для каждой собственной моды показан заштрихованными квадратами вдоль пунктирной линии 114. Каждый заштрихованный квадрат на Фиг.1 представляет канал передачи. Для каждой собственной моды, которая испытывает частотно-избирательное замирание, элементы $\{\lambda_i(k)\}$ для этой собственной моды могут быть различными для различных значений k .

Если собственные значения каждой диагональной матрицы $D(k)$ отсортированы в порядке убывания, то собственной моде 1 (которая также называется главной собственной модой) будет соответствовать самое большое собственное значение $\lambda_1(k)$ в каждой матрице, а собственная мода N_S будет включать самое малое собственное значение, $\lambda_{N_S}(k)$, в каждой матрице.

В результате разложения по собственным значениям для каждого элемента разрешения по частоте в системе MIMO-ОМЧР получают всего $N_S N_F$ собственных значений для $N_S N_F$ каналов передачи по всей ширине полосы. Каждый канал передачи может достигать различного SNR и может иметь различные возможности передачи. Разнообразные схемы распределения мощности (или схемы передачи) могут использоваться для распределения всей передаваемой мощности по этим каналам передачи для достижения высокой общей спектральной эффективности, которая выражается в битах в секунду на Герц (бит/с/Гц). Некоторые из этих схем описаны более подробно ниже.

1. Разбавление

Схема "разбавления" может использоваться для оптимального распределения всей передаваемой мощности по каналам передачи так, что общая эффективность использования спектральной полосы максимизируется, при ограничении, что полная передаваемая мощность на передатчике ограничена величиной P_{total} . Схема разбавления

распределяет мощность по $N_S N_F$ каналам передачи так, что каналы с более высокими значениями SNR получают большие доли общей передаваемой мощности. Передаваемая мощность, выделенная заданному каналу передачи, определяется SNR данного канала, которое задается величиной $\lambda_i(k)/\sigma^2$, где $\lambda_i(k)$ - i -е собственное значение в k -м элементе разрешения по частоте.

Процедура выполнения разбавления известна из уровня техники и не описывается здесь. Результатом разбавления является характерное распределение передаваемой мощности в каждом из $N_S N_F$ каналов передачи, которое обозначается как $P_i(k)$, $i=\{1, \dots, N_S\}$ и $k=\{1, \dots, N_F\}$. Распределение мощности выполняется так, чтобы удовлетворялось следующее условие:

$$P_{total} = \sum_{k \in K} \sum_{i \in L} P_i(k) , \quad (7)$$

где $L = \{1, \dots, N_S\}$ и $K = \{1, \dots, N_F\}$.

На основе распределенных передаваемых мощностей $P_i(k)$ при $i=\{1, \dots, N_S\}$ и $k=\{1, \dots, N_F\}$ SNR принятого сигнала, $\gamma_i(k)$ для каждого канала передачи может быть выражено следующим образом:

$$\gamma_i(k) = \frac{P_i(k) \lambda_i(k)}{\sigma^2} , \quad i = \{1, \dots, N_S\} \text{ и } k = \{1, \dots, N_F\} . \quad (8)$$

Общая спектральная эффективность C для $N_S N_F$ каналов передачи может быть затем вычислена на основе непрерывной монотонно возрастающей логарифмической функции для пропускной способности:

$$C = \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{i=1}^{N_S} \log_2(1 + \gamma_i(k)) . \quad (9)$$

В типичной схеме связи полный диапазон значений SNR принятых сигналов, которые, как ожидается, будут наблюдаться, может быть разделен на ряд поддиапазонов. Каждый поддиапазон может затем быть соотнесен с конкретной схемой кодирования и модуляции, выбранной для получения самой высокой спектральной эффективности при заданной частоте ошибок по битам (BER), частоте кадровых ошибок (FER) или частоте пакетных ошибок (PER). Распределение мощности, соответствующее разбавлению может привести к различным значениям SNR принятых сигналов для каждого из $N_S N_F$ каналов передачи. Это привело бы тогда к использованию многих различных схем кодирования/модуляции для каналов передачи. Кодирование/модуляция на каждый канал передачи увеличивает спектральную эффективность за счет большей сложности как для передатчика, так и для приемника.

2. Выборочная инверсия канала, примененная ко всем каналам передачи

Схема "Выборочной инверсии канала (ВИК, SCI)-для-всех-каналов" выполняет выборочную инверсию канала (ВИК) на всех каналах передачи так, чтобы те каналы, которые выбраны для использования, достигали приблизительно равных значений SNR принятых сигналов на приемнике. Это позволило бы использовать общую схему кодирования и модуляции для всех выбранных каналов передачи. Эта схема существенно снижает сложность как для передатчика, так и для приемника по сравнению со схемой разбавления. Уравнивание значений SNR принятых сигналов может достигаться сначала выбором всех или только подмножества из $N_S N_F$ имеющихся каналов передачи для использования для передачи данных. Выбор каналов может приводить к исключению плохих каналов с низкими значениями SNR. Полная передаваемая мощность P_{total} тогда распределяется по выбранным каналам таким образом, что SNR принятого сигнала приблизительно одинаково для всех выбранных каналов передачи.

Если выполняется "полная" инверсия каналов для всех $N_S N_F$ имеющихся каналов передачи, то полная передаваемая мощность P_{total} может быть распределена так, что

приблизительно одинаковая мощность сигнала получается для всех этих каналов. Приблизительная величина передаваемой мощности $P_i(k)$ для выделения i -ой собственной моде k -го элемента разрешения по частоте может выражаться как:

$$P_i(k) = \frac{\alpha P_{total}}{\lambda_i(k)}, \quad (10)$$

где α - это нормировочный множитель, используемый для распределения полной передаваемой мощности между имеющимися каналами передачи. Этот нормировочный множитель α может быть выражен как:

$$\alpha = \frac{1}{\sum_{i \in L} \sum_{k \in K} \lambda_i(k)^{-1}}. \quad (11)$$

Нормировочный множитель α обеспечивает приблизительно одинаковую мощность принятого сигнала для всех каналов передачи, которая дается величиной αP_{total} . Полная передаваемая мощность таким образом эффективно распределяется (неравномерно) по всем имеющимся каналам передачи на основе их коэффициентов усиления по мощности, которые задаются собственными значениями $\lambda_i(k)$.

Если выполняется "выборочная" инверсия каналов, то только те каналы передачи, значения принимаемой мощности которых находятся на уровне или выше определенного порога β относительно полной принимаемой мощности, выбираются для использования для передачи данных. Каналы передачи, уровни принимаемой мощности для которых попадают в диапазон ниже этого порога, отвергаются и не используются. Для каждого выбранного канала передачи передаваемая мощность, которая должна выделяться этому каналу, определяется как описано выше, так, чтобы все выбранные каналы передачи принимались при приблизительно одинаковом уровне мощности. Порог β может быть выбран так, чтобы максимизировать спектральную эффективность, или на основе каких-либо других критериев.

Выбор каналов передачи для использования может осуществляться следующим образом. Сначала средний коэффициент P_{avg} усиления по мощности вычисляется для всех имеющихся каналов передачи и может быть выражен следующим образом:

$$P_{avg} = \frac{1}{N_F N_S} \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{i=1}^{N_S} \lambda_i(k). \quad (12)$$

Передаваемая мощность, подлежащая выделению каждому каналу передачи, может быть выражена как:

$$P_i(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{\alpha} P_{total}}{\lambda_i(k)}, & \lambda_i(k) \geq \beta P_{avg} \\ 0 & , \text{ в противном случае} \end{cases} \quad (13)$$

где β - это порог и $\tilde{\alpha}$ - нормировочный множитель, который аналогичен α в уравнении (11). Однако нормировочный множитель $\tilde{\alpha}$ вычисляется только по выбранным каналам передачи и может быть выражен как:

$$\tilde{\alpha} = \frac{1}{\sum_{\lambda_i(k) \geq \beta P_{avg}} \lambda_i(k)^{-1}}. \quad (14)$$

Порог β может быть получен, как описано ниже (в разделе 3.2.)

Как показано в уравнении (13), канал передачи выбирается для использования, если

его собственное значение (или коэффициент усиления канала по мощности) больше или равно порогу мощности (т.е. $\lambda_i(k)\beta P_{avg}$). Так как нормированный множитель $\tilde{\alpha}$ вычисляется на основе только выбранных каналов передачи, полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по выбранным каналам передачи на основе коэффициентов усиления этих

каналов таким образом, чтобы все выбранные каналы передачи имели приблизительно равные значения принимаемой мощности, которые могут быть выражены как $\tilde{\alpha} P_{total}$.
Уравнивание значений SNR принятых сигналов для всех выбранных каналов передачи может, таким образом, быть достигнуто путем неравномерного распределения полной передаваемой мощности по этим каналам. Приблизительно равные значения SNR принятых сигналов позволили бы использовать одну скорость передачи данных и общую схему кодирования/модуляции для всех выбранных каналов передачи, что значительно снизило бы сложность.

3. Выборочная инверсия каналов, примененная на каждой собственной моде

Схема "ВИК-на-каждой-собственной моде" выполняет выборочную инверсию каналов независимо для каждой собственной моды для обеспечения улучшенного функционирования. В варианте осуществления $N_S N_F$ каналов передачи организованы в N_S групп так, что каждая группа включает в себя все N_F элементов разрешения по частоте для заданной собственной моды (т.е. группа i включает в себя пространственные подканалы для всех N_F элементов разрешения по частоте для собственной моды i). Таким образом, есть одна группа для каждой собственной моды.

Схема "ВИК-на-каждой-собственной моде" включает в себя два этапа. На первом этапе полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по N_S группам на основе конкретной схемы распределения мощности. На втором этапе выборочная инверсия каналов выполняется независимо для каждой группы для распределения выделенной в этой группе передаваемой мощности по N_F элементам разрешения по частоте в этой группе. Каждый из этих этапов описан более подробно ниже.

3.1. Распределение мощности по группам

Полная передаваемая мощность P_{total} может быть распределена по N_S группам различными путями, некоторые из которых описаны ниже.

В первом варианте осуществления полная передаваемая мощность P_{total} распределяется равномерно по всем N_S группам так, чтобы всем им была выделена одинаковая мощность. Передаваемая мощность $P_G(i)$, выделенная каждой группе, может быть выражена как:

$$P_G(i) = \frac{P_{total}}{N_S}, \quad i \in \{1, \dots, N_S\}. \quad (15)$$

Во втором варианте осуществления полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по N_S группам на основе разбавления по всем имеющимся каналам передачи. Для этого варианта осуществления полная передаваемая мощность P_{total} сначала распределяется по всем $N_S N_F$ каналам передачи, используя разбавление, как описано выше. На каждый канал передачи выделяется $P_i(k)$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$ и $k \in \{1, \dots, N_F\}$. Передаваемая мощность, выделенная каждой группе, может затем быть определена путем суммирования по передаваемым мощностям, выделенным N_F каналам передачи в этой группе. Передаваемая мощность, выделенная группе i , может быть выражена как:

$$P_G(i) = \sum_{k=1}^{N_F} P_i(k), \quad i \in \{1, \dots, N_S\}. \quad (16)$$

В третьем варианте осуществления полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по N_S группам на основе разбавления по всем группам, используя их средние по каналам значения SNR. Исходно среднее по каналам SNR, $\gamma_{avg}(i)$, для каждой группы определяется как:

$$\gamma_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \frac{\lambda_i(k)}{\sigma^2}, \quad i \in \{1, \dots, N_S\}. \quad (17)$$

5 Затем выполняется разбавление для распределения полной передаваемой мощности P_{total} по N_S группам на основе их средних по каналам значений SNR. Передаваемая мощность, выделенная каждой из N_S групп, обозначается как $P_G(i)$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

10 В четвертом варианте осуществления полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по N_S группам на основе разбавления по всем группам, используя значения SNR принятых сигналов каналов передачи после инверсии каналов. В этом варианте осуществления полная передаваемая мощность P_{total} сначала распределяется равномерно по N_S группам, как показано выше в уравнении (15), так, что каждой группе выделяется начальное значение передаваемой мощности $\tilde{P}_G(i) = P_{total} / N_S$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

15 Выборочная инверсия каналов затем выполняется независимо для каждой группы для определения исходного распределения мощности, $\tilde{P}_i(k)$, $k = \{1, \dots, N_F\}$, для каждого элемента разрешения по частоте в группе. SNR принятого сигнала, $\tilde{\gamma}_i(k)$, для каждого элемента разрешения по частоте затем определяется на основе начального распределения мощности $\tilde{P}_i(k)$, как показано в уравнении (8). Среднее SNR принятого сигнала $\tilde{\gamma}_{avg}(i)$ для каждой группы затем вычисляется следующим образом:

$$25 \quad \tilde{\gamma}_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \tilde{\gamma}_i(k), \quad i \in \{1, \dots, N_S\}. \quad (18)$$

Затем полная передаваемая мощность P_{total} распределяется по N_S группам, используя разбавление на основе их средних значений SNR принятого сигнала $\tilde{\gamma}_{avg}(i)$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

30 Результатами распределения мощности на основе разбавления являются пересмотренные (т.е. окончательные) распределения $P_G(i)$ передаваемой мощности, $i \in \{1, \dots, N_S\}$ для N_S групп. Выборочная инверсия каналов снова выполняется независимо для каждой группы для распределения распределенной по группам передаваемой мощности $P_G(i)$ по элементам разрешения по частоте в группе. Каждому элементу разрешения по частоте затем выделялась бы передаваемая мощность $P_i(k)$ путем второй выборочной инверсии каналов.

35 Нет необходимости выполнять вторую выборочную инверсию каналов для заданной группы, если (1) пересмотренная передаваемая мощность, выделенная группе посредством разбавления, превышает начальное равномерное распределение мощности (т.е. $P_G(i) > \tilde{P}_G(i)$), и (2) все элементы разрешения по частоте в группе были выбраны для использования при начальной выборочной инверсии каналов. Для этого конкретного случая новое распределение $P_i(k)$ мощности для каждого элемента разрешения по частоте в группе может быть выражено как:

$$45 \quad P_i(k) = \frac{P_G(i)}{\tilde{P}_G(i)} \tilde{P}_i(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\}. \quad (19)$$

Уравнение (19) может использоваться, потому что (1) все элементы разрешения по частоте в группе уже были выбраны для использования, и никакой дополнительный элемент разрешения по частоте не может быть выбран, даже если пересмотренное распределение $P_G(i)$ мощности для группы по значению превышает начальное распределение мощности $\tilde{P}_G(i)$, и (2) начальная выборочная инверсия каналов уже определяет надлежащее распределение мощности по элементам разрешения по частоте в

группе для достижения приблизительно равных значений SNR принятых сигналов для этих каналов. Во всех других случаях выборочная инверсия каналов выполняется снова для каждой группы для определения распределений передаваемой мощности, $P_i(k)$ при $k \in \{1, \dots, N_F\}$, для элементов разрешения по частоте в группе.

5 3.2. Выборочная инверсия каналов, примененная к каждой группе

После того, как полная передаваемая мощность P_{total} распределена по N_S группам, используя любую из описанных выше схем распределения мощности по группам, выборочная инверсия каналов выполняется независимо для каждой из N_S групп и на N_F элементах разрешения по частоте внутри каждой группы. Выборочная инверсия каналов для каждой группы может быть выполнена следующим образом.

Сначала определяют средний коэффициент усиления по мощности, $P_{avg}(i)$, для каждой группы как:

$$15 \quad P_{avg}(i) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \lambda_i(k) \quad , \quad i \in \{1, \dots, N_S\} \quad . \quad (20)$$

Передаваемая мощность, выделенная k -ому элементу разрешения по частоте в группе i , может быть выражена как:

$$20 \quad P_i(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{\alpha}_i P_{total}}{\lambda_i(k)} & , \lambda_i(k) \geq \beta_i P_{avg}(i) \\ 0 & , \text{ в противном случае} \end{cases} \quad (21)$$

где β_i - это порог, а $\tilde{\alpha}_i$ - это нормировочный множитель для группы i . Нормировочный множитель $\tilde{\alpha}_i$ для каждой группы вычисляется только по выбранным каналам передачи для данной группы и может выражаться как:

$$25 \quad \tilde{\alpha}_i = \frac{1}{\sum_{\lambda_i(k) \geq \beta_i P_{avg}(i)} \lambda_i(k)^{-1}} \quad . \quad (22)$$

Суммирование коэффициентов усиления мощности инверсных каналов в уравнении (22) принимает во внимание коэффициенты усиления каналов по всем выбранным элементам разрешения по частоте группы i .

35 Порог β_i для отбора элементов разрешения по частоте для использования в каждой группе может быть установлен на основе различных критериев, например, так, чтобы оптимизировать спектральную эффективность. В одном варианте осуществления порог β_i устанавливается на основе коэффициентов усиления мощности канала (или собственных значений) и показателей спектральной эффективности для выбранных элементов разрешения по частоте на основе равномерного распределения передаваемой мощности по элементам разрешения по частоте в каждой группе, как описано ниже.

Для этого варианта осуществления определение значения порога β_i для группы i происходит следующим образом (причем это определение выполняется независимо для каждой группы). Сначала собственные значения для всех N_F элементов разрешения по частоте в группе ранжируются и размещаются в списке $G_i(\lambda)$, $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, в порядке убывания, так что $G_i(1) = \max\{\lambda_i(k)\}$ и $G_i(N_F) = \min\{\lambda_i(k)\}$ $i \in \{1, \dots, N_S\}$.

Для каждого λ , где $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, вычисляется эффективность использования спектральной полосы для λ лучших элементов разрешения по частоте, где слово "лучшие" относится к элементам разрешения, по частоте с самыми высокими коэффициентами усиления по мощности, $G_i(\lambda)$. Это может быть достигнуто следующим образом. Во-первых, полная передаваемая мощность, доступная для групп, $P_G(i)$, распределяется по λ лучшим элементам разрешения по частоте, используя любую из описанных выше схем распределения мощности. Для простоты используется схема равномерного распределения

мощности, и передаваемая мощность для каждого из λ элементов разрешения по частоте составляет $P_G(i)/\lambda$. Затем SNR принятого сигнала для каждого из λ элементов разрешения по частоте вычисляется по формуле:

$$\gamma_i^\lambda(j) = \frac{P_G(i)G_i(j)}{\sigma^2\lambda}, \quad j \in \{1, \dots, \lambda\}. \quad (23)$$

Затем спектральная эффективность $C_i(\lambda)$ для λ лучших элементов разрешения по частоте в группе i вычисляется по формуле:

$$C_i(\lambda) = \rho \sum_{j=1}^{\lambda} \log_2(1 + \gamma_i^\lambda(j)), \quad (24)$$

где ρ - это масштабный коэффициент, используемый для того, чтобы учитывать недостатки схемы кодирования и модуляции, выбранной для использования.

Спектральная эффективность $C_i(\lambda)$ вычисляется для каждого значения λ , где $\lambda \in \{1, \dots, N_F\}$, и сохраняется в массиве. После того, как все N_F значений $C_i(\lambda)$ вычислены для N_F возможных комбинаций выбранных элементов разрешения по частоте, просматривается массив значений спектральной эффективности, и определяется самое большое значение $C_i(\lambda)$. Тогда значение λ , $\lambda_{\max}$, соответствующее самому большому значению $C_i(\lambda)$, представляет собой количество элементов разрешения по частоте, которое обеспечивает максимальную спектральную эффективность для оцениваемых состояний канала и при использовании равномерного распределения передаваемой мощности.

Поскольку собственные значения для N_F элементов разрешения по частоте в группе i ранжируются в порядке убывания в списке $G_i(\lambda)$, спектральная эффективность увеличивается по мере того, как для использования выбираются больше элементов разрешения по частоте, пока не достигается оптимальная точка, после которой спектральная эффективность уменьшается, так как больше от передаваемой мощности данной группы выделяется худшим элементам разрешения по частоте. Таким образом, вместо вычисления спектральной эффективности $C_i(\lambda)$ для всех возможных значений λ , спектральная эффективность $C_i(\lambda)$ для каждого нового значения λ может сравниваться со спектральной эффективностью $C_i(\lambda-1)$ для предыдущего значения λ . Вычисление может быть закончено, если достигнута оптимальная спектральная эффективность, которая определяется тем, что $C_i(\lambda) < C_i(\lambda-1)$.

Тогда порог β_i может быть выражен формулой:

$$\beta_i = \frac{G_i(\lambda_{\max})}{P_{\text{avg}}(i)}, \quad (25)$$

где $P_{\text{avg}}(i)$ определяется, как показано в уравнении (20).

Порог β_i может также быть установлен на основе некоторого другого критерия или некоторой другой схемы распределения мощности (вместо равномерного распределения).

Выборочная инверсия каналов описана более подробно в Заявке на Патент США № 09/860,274, поданной 17 мая 2001 г., № 09/881,610, поданной 14 июня 2001 г., № 09/892,379, поданной 26 июня 2001, причем все три заявки озаглавлены "Method and Apparatus for Processing Data for Transmission in a Multi-Channel Communication System Using Selective Channel Inversion", переуступлены правообладателю настоящей заявки и включены в настоящее описание посредством ссылки.

Выполнение выборочной инверсии каналов независимо для каждой группы приводит к набору распределений передаваемой мощности, $P_i(k)$ при $k \in \{1, \dots, N_F\}$, для N_F элементов разрешения по частоте в каждой группе. Выборочная инверсия каналов может привести к тому, что менее, чем N_F элементов разрешения по частоте будут выбраны для

использования для любой заданной группы. Невыбранным элементам разрешения по частоте не будет выделяться передаваемая мощность (т.е. $P_i(k)=0$ для этих элементов). Распределения мощности для выбранных элементов разрешения по частоте таковы, что на этих элементах достигаются приблизительно одинаковые значения SNR принятых

5 сигналов. Тогда это позволяет использовать одну скорость передачи данных и общую схему кодирования/модуляции для всех выбранных элементов разрешения по частоте в каждой группе.

В случае сортированной формы собственные значения $\lambda_i(k)$, $i \in \{1, \dots, N_S\}$ для каждой диагональной матрицы $\underline{D}(k)$ сортируются так, что диагональные элементы с меньшими

10 индексами, как правило, больше. Собственная мода 1 тогда соответствовала бы самому большому собственному значению в каждой из N_F диагональных матриц, собственная мода 2 соответствовала бы второму по величине собственному значению, и т.д. Для сортированной формы, даже хотя инверсия каналов выполняется по всем N_F элементам разрешения по частоте, собственные моды с более низкими индексами с малой

15 вероятностью будут иметь слишком много плохих элементов разрешения по частоте (если вообще таковые будут), и излишняя передаваемая мощность не используется для плохих элементов.

Если используется принцип разбавления для распределения полной передаваемой мощности по N_S собственным модам, то число собственных мод, выбранных для

20 использования, может быть сокращено при низких значениях SNR. Сортированная форма таким образом, имеет то преимущество, что при низких значениях SNR кодирование и модуляция дополнительно упрощаются посредством сокращения числа собственных мод, выбранных для использования.

Для формы произвольного упорядочения собственные значения для каждой

25 диагональной матрицы $\underline{D}(k)$ произвольно упорядочены (расположены в произвольном порядке). Это может привести к меньшим вариациям в средних значениях SNR принятых сигналов для всех собственных мод. В этом случае меньше, чем N_S общих схем кодирования и модуляции могут использоваться для N_S собственных мод.

В одной схеме передачи, если группа должна использоваться для передачи данных, то

30 выбираются все N_F элементов разрешения по частоте в этой группе (т.е. надо, чтобы любая активная собственная мода была полной собственной модой). Частотно-избирательный характер собственной моды может быть чрезмерно усиленным, если один или несколько элементов разрешения по частоте игнорируются при использовании. Это большее частотно-избирательное замирание может обусловить более высокий уровень

35 межсимвольных помех (ISI), т.е. явления, при котором каждый символ в принятом сигнале действует как искажение для последующих символов в этом принятом сигнале. Тогда может потребоваться уравнивание на приемнике для ослабления отрицательного воздействия искажения ISI. Этого уравнивания можно избежать путем выполнения полной инверсии каналов на всех элементах разрешения по частоте каждой собственной моды,

40 которая выбрана для использования. Эта схема передачи может выгодным образом использоваться в сочетании с сортированной формой и распределением мощности по принципу разбавления, поскольку, как указывалось выше, маловероятно, что собственные моды с более низкими индексами будут иметь слишком много плохих элементов разрешения по частоте.

Фиг.2 представляет графики средней спектральной эффективности, полученные

45 посредством трех схем передачи на примере системы MIMO 4×4 с полной передаваемой мощностью $P_{total}=4$. Три графика, показанные на Фиг.2 для трех схем передачи: (1) распределение мощности по принципу разбавления по всем каналам передачи, (2) выборочная инверсия каналов, примененная ко всем каналам передачи (ВИК-для-всех-каналов), и (3) выборочная инверсия каналов, примененная к каждой собственной моде

50 независимо (ВИК-на-каждой-собственной моде) с полной передаваемой мощностью, распределенной по четырем группам с использованием принципа разбавления на основе средних по каналам значений SNR.

Средняя спектральная эффективность показана как функция рабочего SNR, которое определяется как $\gamma_{\text{ор}} = 1/\sigma^2$. Фиг.2 демонстрирует, что распределение мощности по принципу разбавления (график 210) дает самую высокую спектральную эффективность, как ожидалось. Эффективность схемы "ВИК-для-всех-каналов" (график 230) приблизительно на 2,5 дБ хуже, чем для оптимальной схемы разбавления при спектральной эффективности 15 бит/с/Гц. Однако использование схемы "ВИК-для-всех-каналов" приводит к значительно более низкой сложности как для передатчика, так и для приемника, так как для всех выбранных каналов передачи может использоваться одна и та же скорость передачи данных и общая схема кодирования/модуляции. Эффективность схемы "ВИК-на-каждой-собственной моде" (график 220) приблизительно на 1,5 дБ хуже, чем схемы разбавления и на 1,0 дБ лучше, чем для схемы "ВИК-для-всех-каналов" при спектральной эффективности 15 бит/с/Гц. Этот результат является ожидаемым, поскольку схема "ВИК-на-каждой-собственной моде" комбинирует разбавление с выборочной инверсией каналов. Хотя схема "ВИК-на-каждой-собственной моде" является более сложной, чем схема "ВИК-для-всех-каналов", она менее сложная, чем схема разбавления, и позволяет достичь соизмеримой эффективности.

Фиг.3 представляет блок-схему варианта осуществления точки 310 доступа и терминала 350 пользователя в системе 300 MIMO-OFDM.

В точке 300 доступа данные трафика (т.е. информационные биты) от источника 312 данных доставляются на процессор 314 передаваемых данных, который кодирует, перемежает и модулирует данные для обеспечения символов модуляции. Процессор 320 передачи MIMO дополнительно обрабатывает символы модуляции для обеспечения предварительно обработанных символов, которые затем мультиплексируются со служебными данными и доставляются на N_T модуляторов (322a-322t), один на каждую передающую антенну. Каждый модулятор 322 обрабатывает соответствующий поток предварительно обработанных символов для генерирования модулированного сигнала, который затем передается посредством соответствующей антенны 324.

На пользовательском терминале 350 модулированные сигналы, передаваемые от N_T антенн 324a-324t, принимаются N_R антеннами 352a-352r. Принятый сигнал от каждой антенны 352 доставляется на соответствующий демодулятор 354. Каждый демодулятор 354 подготавливает (например, фильтрует, усиливает и преобразует с понижением частоты) и оцифровывает принятый сигнал для обеспечения потока выборок, и дополнительно обрабатывает выборки для обеспечения потока принятых символов. Затем процессор 360 приема MIMO обрабатывает N_R потоков принятых символов для обеспечения N_T потоков восстановленных символов, которые являются оценками символов модуляции, отправленных точкой доступа.

Обработка для обратного тракта от пользовательского терминала к точке доступа может быть подобна или отлична от обработки для прямого тракта. Обратный тракт может использоваться для отправки информации о состоянии канала (CSI) от пользовательского терминала обратно к точке доступа. CSI используется в точке доступа для выбора надлежащих схем кодирования и модуляции для использования и выполнения выборочной инверсии каналов.

Контроллеры 330 и 370 управляют работой в точке доступа и пользовательском терминале, соответственно. Запоминающие устройства 332 и 372 обеспечивают хранение программных кодов и данных, используемых контроллерами 330 и 370, соответственно.

Фиг.4 представляет блок-схему варианта осуществления блока 440 передатчика, который является вариантом осуществления соответствующей передатчику части точки 310 доступа, как показано на Фиг.3. Блок 400 передатчика может также использоваться для пользовательского 350 терминала.

В процессоре 314 передаваемых декодер/прореживатель (блок исключения символов) 412 принимает и кодирует данные трафика (т.е. информационные биты) в соответствии с одной или более схемами кодирования для обеспечения кодированных битов. Затем канальный перемежитель 414 перемежает кодированные биты на основе одной или более

схем перемежения для обеспечения комбинации временного, пространственного и/или частотного разнесения. Затем элемент 416 отображения символов отображает перемеженные данные в соответствии с одной или более схемами модуляции (например, QPSK, M-PSK, M-QAM и т.д.) для обеспечения символов модуляции.

- 5 Кодирование и модуляция для N_S групп могут выполняться различными путями. В одном варианте осуществления используется отдельная схема кодирования и модуляции для каждой группы каналов передачи, для которых применяется выборочная инверсия каналов. В этом варианте осуществления отдельный набор из декодера, перемежителя и элемента отображения символов можно использовать для каждой группы. В другом варианте осуществления для всех групп используется общая схема кодирования, за которой следуют прореживатель переменной частоты и отдельная схема модуляции для каждой группы. Этот вариант осуществления снижает сложность оборудования как на передатчике, так и на приемнике. В другом варианте осуществления решетчатое кодирование и турбокодирование также могут использоваться для кодирования информационных битов.
- 10 В процессоре 320 передачи MIMO оценки импульсной характеристики канала MIMO направляются в блок 422 быстрого преобразования Фурье (FFT) как последовательность матриц выборок во временной области, $\hat{H}(n)$. Блок 422 FFT затем выполняет FFT на каждом наборе из N_F матриц $\hat{H}(n)$ для получения соответствующего набора из N_F оценочных матриц $\tilde{H}(k)$ частотной характеристики канала, $k=\{1, \dots, N_F\}$.
- 20

Блок 424 затем выполняет разложение по собственным значениям для каждой матрицы $\tilde{H}(k)$ для получения унитарной матрицы $\underline{E}(k)$ и диагональной матрицы $\underline{D}(k)$, как описано

- 25 выше. Диагональные матрицы $\underline{D}(k)$ доставляются на блок 430 распределения мощности, а унитарные матрицы $\underline{E}(k)$ доставляются на пространственный процессор 450.

- Блок 430 распределения мощности распределяет полную передаваемую мощность P_{total} по N_S группам, используя любую из схем распределения мощности по группам, описанных выше. Это приводит к распределениям мощности $P_G(i)$, $i=\{1, \dots, N_S\}$ для N_S групп. Блок 430 затем выполняет выборочную инверсию каналов независимо для каждой группы на основе выделенной этой группе передаваемой мощности $P_G(i)$. Это приводит к распределениям мощности $P_i(k)$, $k=\{1, \dots, N_F\}$ для N_F элементов разрешения по частоте в каждой группе, где $P_i(k)$ может быть равным нулю для одного или более элементов в каждой группе (если не требуется, чтобы любая активная собственная мода была полной собственной модой). Блок 432 выполняет разбавление для распределения полной передаваемой мощности, и блок 434 выполняет выборочную инверсию каналов для каждой группы. Распределения мощности $P_i(k)$ для всех каналов передачи подаются на блок 440 масштабирования сигналов.
- 30
- 35

- Блок 440 принимает и масштабирует символы модуляции на основе распределений мощности для получения масштабированных символов модуляции. Масштабирование сигналов для каждого символа модуляции может быть выражено следующим образом:
- 40

$$s'_i(k) = s_i(k) \sqrt{P_i(k)}, \quad i \in \{1, \dots, N_S\} \text{ и } k \in \{1, \dots, N_F\}, \quad (26)$$

- 45 где $s_i(k)$ - символ модуляции, который должен передаваться на собственной моде i элемента k разрешения по частоте $s'_i(k)$ - соответствующий масштабированный символ модуляции, и $\sqrt{P_i(k)}$ - масштабный коэффициент для этого символа для достижения инверсии каналов.

- Затем пространственный процессор 450 осуществляет предварительную обработку масштабированных символов модуляции на основе унитарных матриц $\underline{E}(k)$ для получения предварительно обработанных символов, что выражается следующим образом:
- 50

$$\underline{x}(k) = \underline{E}(k)\underline{\tilde{s}}(k), \quad k \in \{1, \dots, N_F\}, \quad (27)$$

где $\underline{\tilde{s}}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \dots s_{N_T}(k)]^T$, $x(k) \ x_2(k) \dots x_{N_T}(k)]^T$, и $x_i(k)$ - предварительно

обработанный символ, который должен отсылаться на элементе k разрешения по частоте передающей антенны i . Если $N_S < N_T$, то $\underline{\tilde{s}}(k)$ включал бы в себя N_S ненулевых компонент, а остальные $N_T - N_S$ компонент были бы нулевые.

Мультиплексор 452 принимает и мультиплексирует служебные данные с предварительно обработанными символами. Служебные данные могут передаваться на всех каналах передачи или на подмножестве этих каналов, и используются на приемнике для оценки канала MIMO. Мультиплексор 452 обеспечивает один поток предварительно обработанных символов на каждом модуляторе 322 ОМЧД.

В каждом модуляторе 322 ОМЧД блок обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT) принимает предварительно обработанный поток символов и выполняет обратное быстрое преобразование Фурье для каждого набора из N_F символов для N_F элементов разрешения по частоте для получения соответствующего представления во временной области, которое называется символом OFDM. Для каждого символа OFDM генератор циклического префикса повторяет часть символа OFDM для формирования соответствующего символа передачи. Циклический префикс гарантирует то, что символ передачи сохраняет свои ортогональные свойства при наличии разброса задержек вследствие многолучевого распространения. Блок передатчика затем преобразует символы передачи в один или более аналоговых сигналов и дополнительно обрабатывает (например, усиливает, фильтрует, или преобразует с повышением частоты) аналоговые сигналы для генерирования модулированного сигнала, который затем передается соответствующей антенной 324.

Фиг.5 представляет блок-схему последовательности операций варианта осуществления процесса 500 обработки данных с использованием выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде. Сначала данные, которые должны передаваться, кодируются и модулируются на основе одной или более схем кодирования и модуляции (этап 512).

Имеющиеся каналы передачи организуются в ряд групп, где каждая группа может включать все элементы разрешения по частоте для заданной собственной моды (этап 514). (Каждая группа может также быть определена так, чтобы она включала в себя элементы разрешения по частоте для множества собственных мод, или только подмножество элементов разрешения по частоте для одной собственной моды). Полная передаваемая мощность затем распределяется по группам, используя конкретную схему распределения мощности по группам (этап 516).

Затем выборочная инверсия каналов выполняется независимо для каждой группы. Для каждой группы, выбранной для использования (т.е. с ненулевой выделенной передаваемой мощностью), один или более элементов разрешения по частоте в группе выбираются для использования для передачи данных на основе передаваемой мощности, выделенной этой группе (этап 518). Альтернативно могут быть выбраны все элементы разрешения по частоте в группе, если эта группа должна использоваться. Масштабный коэффициент затем определяется для каждого выбранного элемента разрешения по частоте так, чтобы все выбранные элементы разрешения по частоте для каждой группы имели одинаковое качество принятого сигнала, которое количественно может быть выражено посредством SNR принятого сигнала, принятой мощности или какой-либо другой меры (этап 520).

Каждый символ модуляции затем масштабируется посредством масштабного коэффициента для элемента разрешения по частоте, подлежащего использованию для передачи этого символа модуляции (этап 522). Масштабированные символы модуляции могут быть дополнительно предварительно обработанными для диагонализации канала MIMO (этап 524). Предварительно обработанные символы дополнительно обрабатываются и передаются.

Для ясности выше были описаны конкретные варианты осуществления. Изменения в этих вариантах осуществления и других вариантах осуществления могут также быть возможны на основе идей, изложенных здесь. Например, не является необходимым использовать схему "ВИК-на-каждой-собственной моде" с пространственной обработкой

5 (т.е. предварительной обработкой) на передатчике. Другие методики могут также использоваться для того, чтобы диагонализировать канал MIMO без выполнения предварительной обработки на передатчике. Некоторые такие методики описаны в Заявке на Патент США № 09/003,087, озаглавленной "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System", поданной 6 ноября 2001 г., переуступленной
10 правообладателю настоящей заявки и включенной в настоящее описание посредством ссылки. Если пространственная обработка не выполняется на передатчике, то выборочная инверсия каналов может применяться на передающей антенне или каком-либо другом блоке группы.

Выборочная инверсия каналов может выполняться на передатчике на основе оценочной
15 матрицы $H(k)$ характеристики канала, как описано выше. Выборочная инверсия каналов может также выполняться на приемнике на основе коэффициентов усиления канала, значений SNR принятых сигналов или какой-либо другой меры качества принятого сигнала. В любом случае, передатчик снабжается достаточной информацией о состоянии канала (CSI) в любой форме, так что он может определить (1) конкретную скорость передачи
20 данных и схему кодирования и модуляции для использования для каждой собственной моды и (2) передаваемую мощность (или масштабный коэффициент) для использования для каждого выбранного канала передачи так, чтобы каналы в каждой группе имели сходное качество сигнала на приемнике (т.е. для инвертирования выбранных каналов передачи).

25 Описанные здесь методики могут также использоваться для выполнения выборочной инверсии каналов на группах, которые, как определено, представляют собой нечто отличное от единственной собственной моды. Например, группа может быть определена так, чтобы она включала в себя элементы разрешения по частоте для многих собственных мод или только некоторые из элементов разрешения по частоте для одной или более
30 собственных мод и т.д.

Для ясности, методики для выполнения выборочной инверсии каналов на каждой собственной моде были описаны специально для системы MIMO-OFDM. Эти методики могут также использоваться для системы MIMO, которая не использует OFDM. Кроме того, хотя определенные варианты осуществления были специально описаны для прямой линии
35 связи, эти технологии могут также применяться для обратной линии связи.

Методики, описанные здесь, могут быть реализованы различными средствами. Например, эти методики могут быть реализованы в аппаратном обеспечении, программном обеспечении или в их комбинации. Для аппаратной реализации элементы, используемые для осуществления любой методики или комбинации методик, могут быть реализованы в
40 рамках одной или более специализированных интегральных схем (ASIC), процессоров цифровой обработки сигналов (DSP), устройств цифровой обработки сигналов (DSPD), программируемых логических устройств (PLD), программируемых пользователем вентильных матриц (FPGA), процессоров, контроллеров, микроконтроллеров, микропроцессоров, других электронных блоков, предназначенных для выполнения
45 описанных здесь функций или их комбинаций.

Для программной реализации методики, описанные здесь, могут быть реализованы модулями (например, процедурами, функциями и т.п.), которые выполняют описанные здесь функции. Коды программного обеспечения могут храниться в запоминающем устройстве (например, запоминающем устройстве 332 или 372 на Фиг.3) и исполняться
50 процессором (например, контроллером 330 или 370). Запоминающее устройство может быть реализовано в составе процессора или быть внешним по отношению к процессору, причем в этом случае оно может быть подключено к процессору для обмена данными посредством различных средств, известных из уровня техники.

Заголовки включены здесь для ссылок и чтобы помочь в нахождении определенных разделов. Эти заголовки не предназначены для ограничения объема понятий, описанных под ними, и эти понятия могут иметь применимость в других разделах по всему описанию.

Вышеизложенное описание раскрытых вариантов осуществления дается для предоставления возможности любому специалисту в данной области осуществить или использовать настоящее изобретение. Различные модификации этих вариантов осуществления будут очевидны специалистам в данной области, и общие принципы, определенные здесь, могут применяться к другим вариантам осуществления без отступления от сущности изобретения и не выходя за пределы объема изобретения. Таким образом, настоящее изобретение не предполагается быть ограниченным вариантами осуществления, представленными здесь, но должно соответствовать самому широкому объему, согласующемуся с принципами и новыми признаками, раскрытыми здесь.

Формула изобретения

1. Способ обработки данных для передачи в системе связи с многими входами, многими выходами (MIMO), содержащий этапы, на которых организуют множество имеющихся каналов передачи во множество групп; и для каждой группы каналов передачи, которая должна использоваться для передачи данных: выбирают один или более каналов передачи в группе для использования, и определяют масштабный коэффициент для каждого выбранного канала передачи так, чтобы один или более выбранных каналов передачи в каждой группе имели сходное качество принятого сигнала.
2. Способ по п.1, в котором каждая группа включает все каналы передачи, соответствующие конкретной собственной моде канала MIMO.
3. Способ по п.1, содержащий этап, на котором распределяют полную передаваемую мощность по множеству групп, при этом один или более масштабных коэффициентов для одного или более выбранных каналов передачи в каждой группе определяют частично на основе передаваемой мощности, выделенной этой группе.
4. Способ по п.3, в котором полную передаваемую мощность равномерно распределяют по множеству групп.
5. Способ по п.3, в котором полную передаваемую мощность распределяют по множеству групп на основе алгоритма "water-filling".
6. Способ по п.5, в котором упомянутое распределение выполняют по множеству имеющихся каналов передачи, при этом передаваемая мощность, выделенная каждой группе, основывается на передаваемых мощностях, распределенных по множеству каналов передачи в этой группе.
7. Способ по п.5, в котором упомянутое распределение выполняют на основе средних значений отношения сигнала к шуму и помехам (SNR) для множества групп.
8. Способ по п.5, в котором упомянутое распределение выполняют на основе отношений сигнала к шуму и помехам (SNR) для множества имеющихся каналов передачи после инверсии каналов.
9. Способ по п.1, в котором, если группа должна использоваться для передачи данных, тогда для использования выбирают все каналы передачи в этой группе.
10. Способ по п.1, содержащий этапы, на которых кодируют и модулируют данные на основе одной или более схем кодирования и модуляции для обеспечения символов модуляции; и масштабируют каждый символ модуляции на основе масштабного коэффициента для канала передачи, используемого для передачи этого символа модуляции.
11. Способ по п.10, в котором данные для каждой группы каналов передачи кодируют на основе отдельной схемы кодирования.
12. Способ по п.10, в котором данные для всех групп каналов передачи кодируют на основе общей схемы кодирования, при этом в отношении кодированных данных для каждой группы выполняют исключение символов с частотой, выбранной для этой группы.

13. Способ по п.10, содержащий этап, на котором выполняют предварительную обработку масштабированных символов модуляции.

14. Способ по п.1, в котором система MIMO реализует мультиплексирование с ортогональным разделением частоты (OFDM).

5 15. Блок передатчика в системе связи со многими входами, многими выходами (MIMO), содержащий:

процессор передаваемых данных, выполненный с возможностью кодировать и модулировать данные на основе одной или более схем кодирования и модуляции для обеспечения символов модуляции; и

10 процессор передачи MIMO, выполненный с возможностью выбирать один или более каналов передачи в каждой из множества групп каналов передачи с целью использования для передачи данных, определять масштабный коэффициент для каждого выбранного канала передачи так, чтобы один или более выбранных каналов передачи в каждой группе имели сходное качество принятого сигнала, и масштабировать каждый символ модуляции
15 на основе масштабного коэффициента для канала передачи, используемого для передачи этого символа модуляции.

16. Блок передатчика по п.15, в котором процессор передачи MIMO выполнен с возможностью распределять полную передаваемую мощность по множеству групп, при этом один или более масштабных коэффициентов для одного или более выбранных
20 каналов передачи в каждой группе определяются частично на основе передаваемой мощности, выделенной этой группе.

17. Блок передатчика по п.15, в котором процессор передачи MIMO выполнен с возможностью распределять полную передаваемую мощность по множеству групп каналов передачи, при этом каждая группа содержит все каналы передачи, соответствующие
25 конкретной собственной моде канала MIMO.

18. Блок передатчика по п.15, в котором процессор передачи MIMO дополнительно выполнен с возможностью выполнять предварительную обработку масштабированных символов модуляции.

19. Устройство для выбора каналов передачи в системе связи со многими входами, многими выходами (MIMO), содержащее:
30 средство для организации множества имеющихся каналов передачи во множество групп; средство для выбора одного или более каналов передачи в каждой группе для использования для передачи данных; и

средство для определения масштабного коэффициента для каждого выбранного канала связи таким образом, чтобы один или более выбранных каналов передачи в каждой группе имели сходное качество принятого сигнала.
35

20. Устройство по п.19, содержащее:

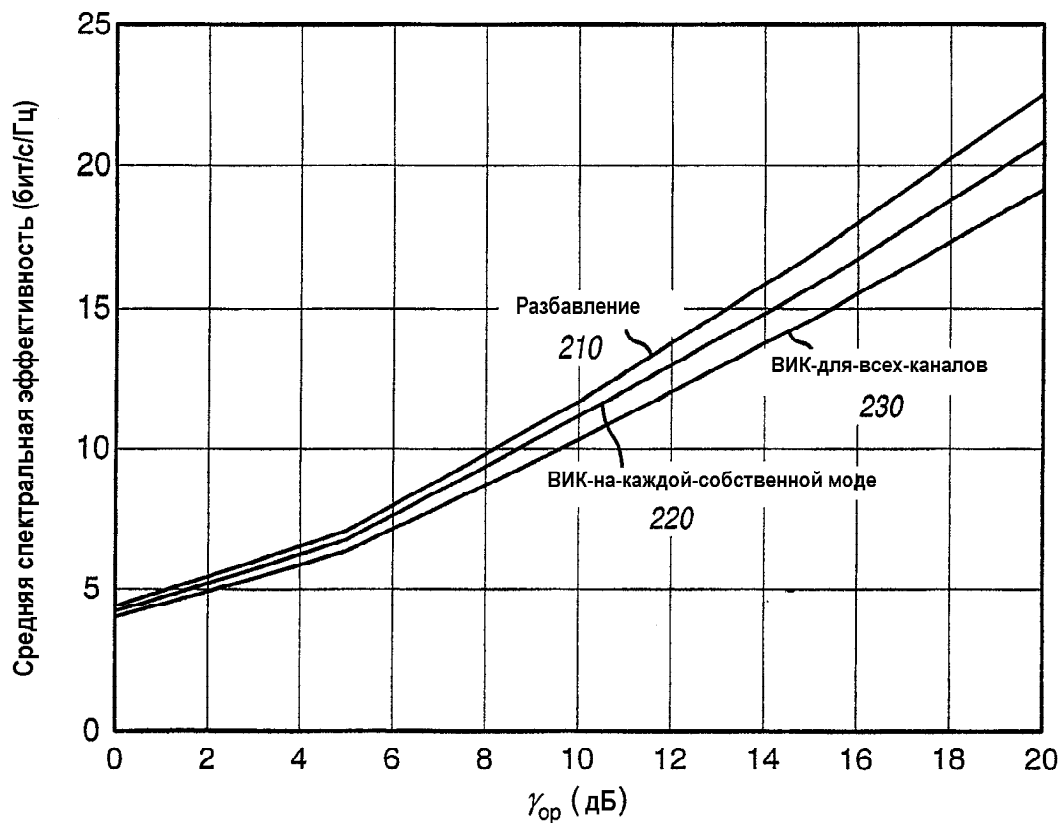
средство для кодирования и модулирования данных на основе одной или более схем кодирования и модуляции для обеспечения символов модуляции; и

40 средство для масштабирования каждого символа модуляции на основе масштабного коэффициента для канала передачи, используемого для передачи этого символа модуляции.

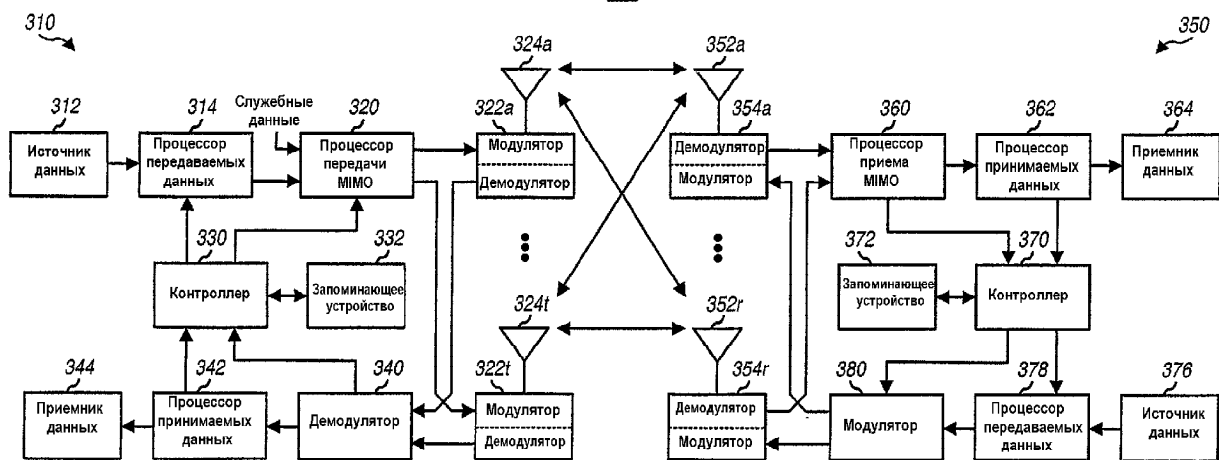
45

50

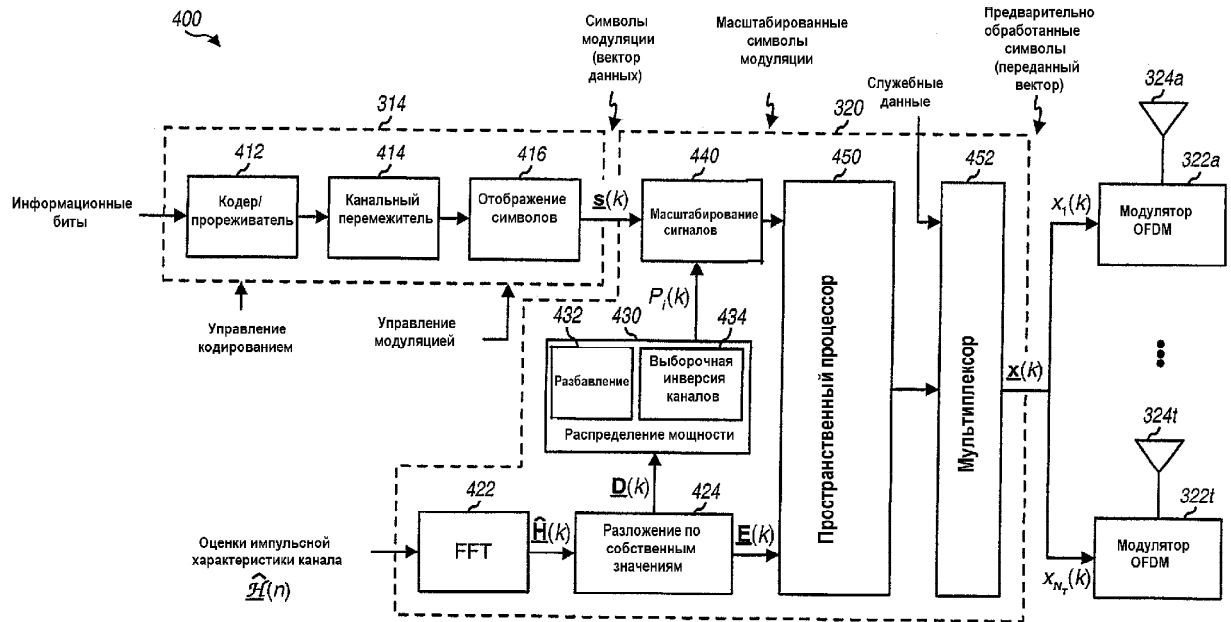
Средняя спектральная эффективность для системы MIMO 4x4



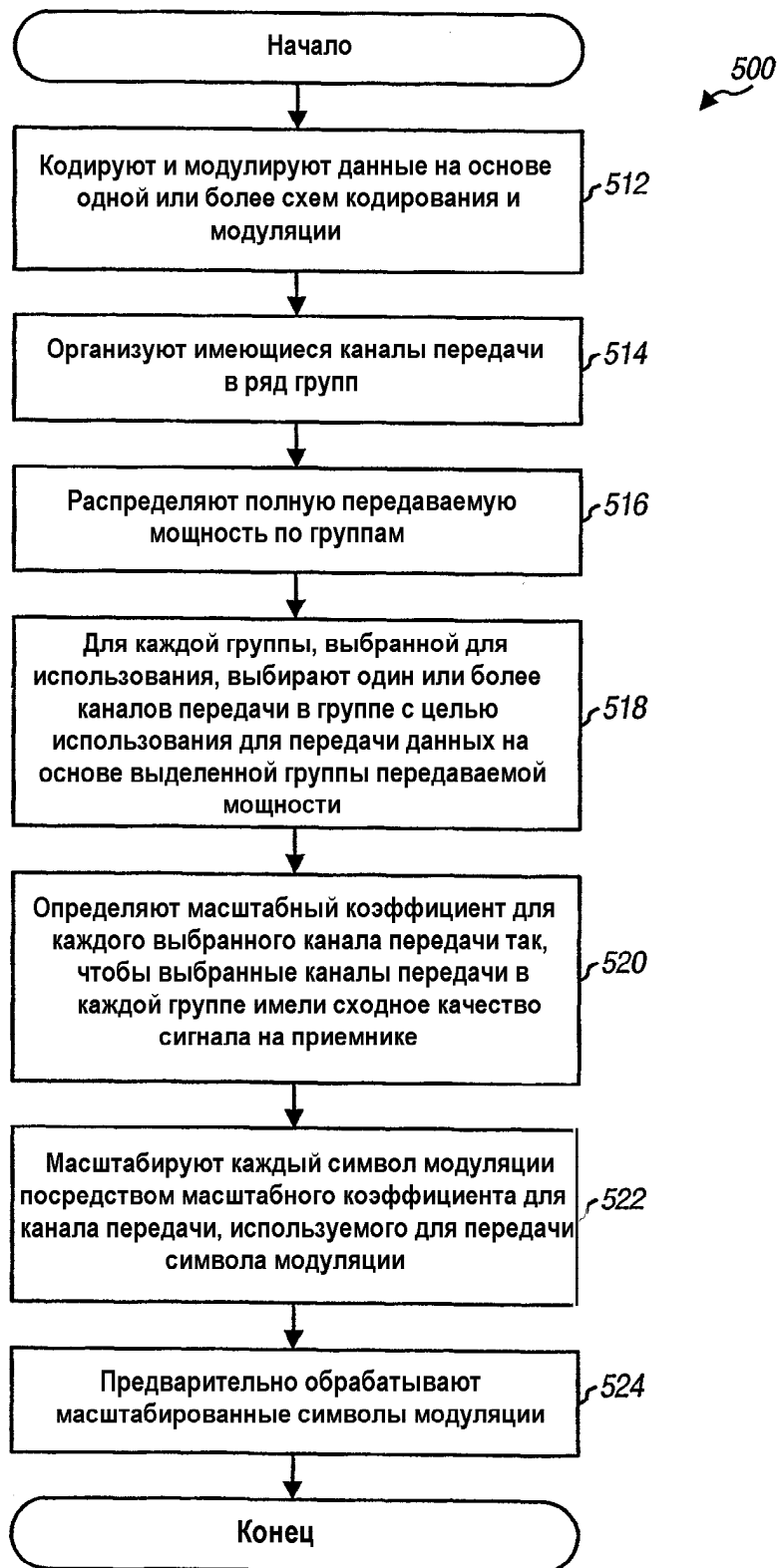
ФИГ.2



ФИГ.3



ФИГ.4



ФИГ.5