



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2009109419/09, 15.08.2007

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
15.08.2007(30) Конвенционный приоритет:
17.08.2006 US 60/838,273
21.08.2006 US 60/839,195
02.03.2007 US 60/892,719

(45) Опубликовано: 20.12.2010 Бюл. № 35

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: WO 03/041300 A, 15.05.2003. RU 2250563
C2, 20.04.2005. WO 2006/053340 A, 18.05.2006.
WO 02/078211 A, 03.10.2002.(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную
фазу: 17.03.2009(86) Заявка РСТ:
US 2007/018064 (15.08.2007)(87) Публикация РСТ:
WO 2008/021396 (21.02.2008)Адрес для переписки:
129090, Москва, ул.Б.Спасская, 25, стр.3,
ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову

(72) Автор(ы):

ПАНЬ Кайл Цзюн-Линь (US),
ОЛЕСЕН Роберт Л. (US),
ГРИЕКО Дональд М. (US)

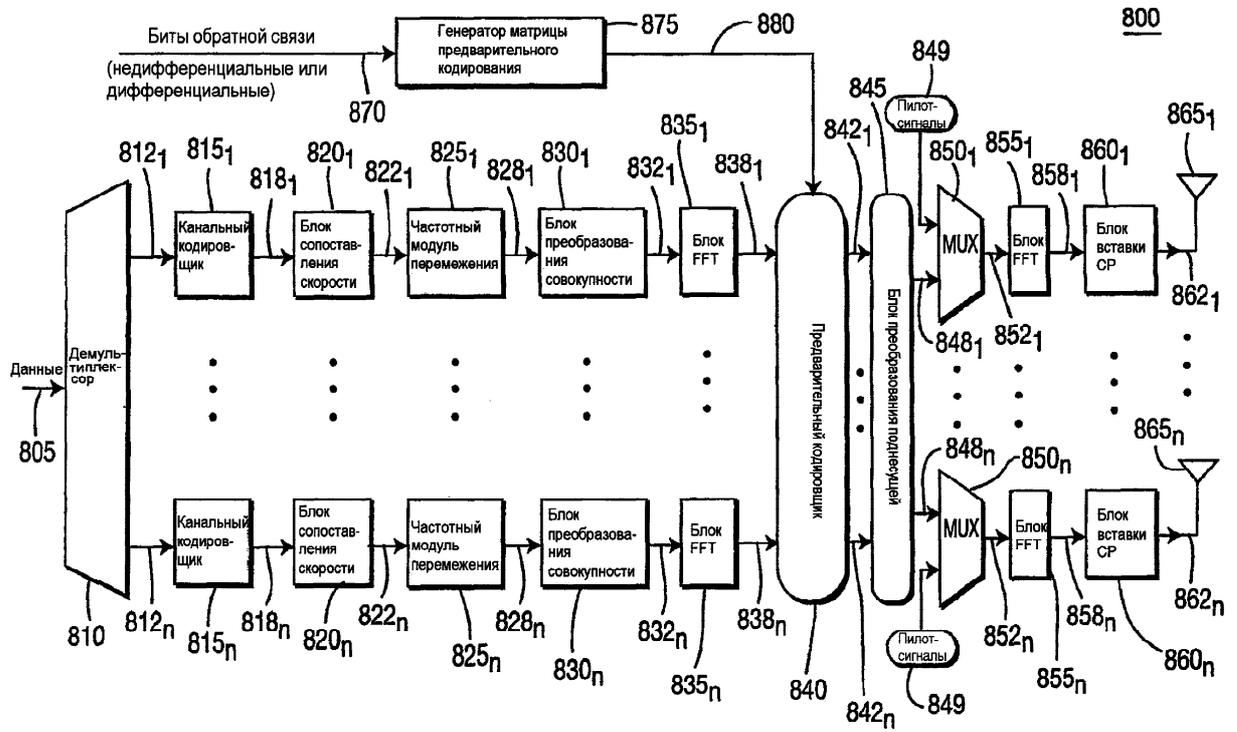
(73) Патентообладатель(и):

ИНТЕРДИДЖИТАЛ ТЕКНОЛОДЖИ
КОРПОРЕЙШН (US)(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ С
ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ КОДИРОВАНИЕМ В СИСТЕМЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ММО

(57) Реферат:

Изобретение относится к технике связи. Технический результат состоит в повышении надежности связи. Для этого в системе (ММО) используются предварительное кодирование и обратная связь в системе беспроводной связи, включающей в себя передатчик и приемник. Система может использовать либо единичное

кодированное слово (SCW), либо двойное кодированное слово (DCW). Схема предварительного кодирования базируется на формировании диаграммы направленности передачи (Т×ВФ). Рассматривается комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь с периодической переустановкой. 3 н. и 7 з.п. ф-лы, 12 ил., 2 табл.



Фиг. 8А



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.
H04B 7/06 (2006.01)

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: **2009109419/09, 15.08.2007**
 (24) Effective date for property rights:
15.08.2007
 (30) Priority:
17.08.2006 US 60/838,273
21.08.2006 US 60/839,195
02.03.2007 US 60/892,719
 (45) Date of publication: **20.12.2010 Bull. 35**
 (85) Commencement of national phase: **17.03.2009**
 (86) PCT application:
US 2007/018064 (15.08.2007)
 (87) PCT publication:
WO 2008/021396 (21.02.2008)

Mail address:
129090, Moskva, ul.B.Spasskaja, 25, str.3, OOO
"Juridicheskaja firma Gorodisskij i Partnery",
pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu

(72) Inventor(s):
PAN' Kajl Tszjun-Lin' (US),
OLESEN Robert L. (US),
GRIEKO Donal'd M. (US)
 (73) Proprietor(s):
INTERDIDZhITAL TEKNOLODZhI
KORPOREJShN (US)

RU 2 407 158 C1

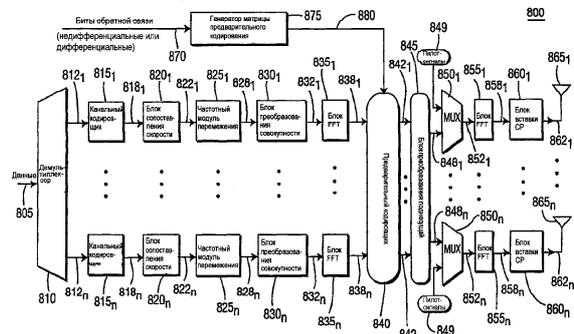
RU 2 407 158 C1

(54) METHOD AND DEVICE FOR PROVIDING EFFICIENT FEEDBACK WITH PRECODING IN MIMO WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

FIELD: information technology.
 SUBSTANCE: system (MIMO) employs precoding and feedback in a wireless communication system which includes a transmitter and a receiver. The system can use either a single code word (SCW) or a double code word (DCW). The precoding scheme is based on formation of directional patterns (TxBF). Combined differential and non-differential feedback with periodic resetting is provided.
 EFFECT: high communication reliability.

10 cl, 19 dwg, 2 tbl



ОБЛАСТЬ ТЕХНИКИ, К КОТОРОЙ ОТНОСИТСЯ ИЗОБРЕТЕНИЕ

Настоящее изобретение относится, в общем, к системам беспроводной связи. Более конкретно, настоящее изобретение относится к способу и устройству для выполнения эффективного предварительного кодирования множественного входа и множественного выхода (MIMO) с использованием дифференциальной обратной связи, скомбинированной с групповой обратной связью, что вызывает значительно уменьшенную служебную информацию обратной связи в системе с множественным доступом с разделением частот с единичной несущей (SC-FDMA).

УРОВЕНЬ ТЕХНИКИ

MIMO считается существенным для усовершенствованного универсального наземного радиодоступа (E-UTRA) для обеспечения высокой скорости данных и увеличенной емкости системы для нисходящей линии связи (DL) множественного доступа с ортогональным разделением частот (OFDMA). Желательно использовать MIMO для восходящей линии связи (UL) SC-FDMA по тем же причинам. Было показано значительное улучшение в скоростях данных и пропускной способности с использованием предварительного кодирования MIMO для SC-FDMA для восходящей линии связи. E-UTRA поддерживает мгновенную пиковую скорость данных восходящей линии связи в 50 Мб/с внутри 20 МГц назначения спектра восходящей линии связи (2,5 битов в секунду/Гц), предполагая модуляцию 16-QAM.

Когда используются практические скорости кодирования (например, 1/2), мгновенная пиковая скорость данных восходящей линии связи намного меньше, чем 50 Мб/с. Для достижения этой скорости данных при использовании практических скоростей кодирования использование конфигурации MIMO является необходимым. Также было замечено, что для достижения наивысшей пропускной способности в передаче восходящей линии связи, использование предварительного кодирования является необходимым. Использование MIMO для восходящей линии связи (UL) SC-FDMA требует использования, по меньшей мере, двух передатчиков, одного для каждой антенны MIMO восходящей линии связи. Дополнительным преимуществом к наличию двух или более передатчиков в WTRU является возможность использовать формирование диаграммы направленности для усиления многопользовательского MIMO и также схем разнесения передачи, таких как пространства времени (ST)/частотного декодирования (FD).

Эффективная обратная связь может уменьшать служебную информацию обратной связи или улучшать производительность. Потенциальное уменьшение служебной информации обратной связи достижимо, когда используется преобразование Якоби для обратной связи собственного базиса. Дополнительное уменьшение служебной информации достижимо с использованием дифференциальной обратной связи посредством итеративного подхода для преобразования Якоби для отслеживания дельты собственного базиса и затем обеспечения обратной связи для нового собственного базиса.

Является желательным использовать дифференциальную обратную связь и итеративное преобразование Якоби для потенциального уменьшения служебной информации обратной связи и улучшения производительности. Базирующаяся на итеративном преобразовании Якоби обратная связь является потенциальным решением для предложения MIMO с двумя или более антеннами передачи.

РАСКРЫТИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

Настоящее изобретение оценивает производительность схемы предварительного кодирования MIMO и рассматривает эффекты квантизации, групповой обратной связи

и задержки обратной связи для предварительного кодирования ММО в системе беспроводной связи, включающей в себя передатчик и приемник. Система может использовать либо конфигурацию единичного кодового слова (SCW), либо конфигурацию двойного кодового слова (DCW). Разложение по сингулярным значениям (SVD) может использоваться для генерирования матрицы предварительного кодирования. Квантизация для предварительного кодирования ММО или собственное формирование диаграммы направленности передачи (TxBF) может быть базирующейся на кодовой книге. Групповая обратная связь рассматривает одну обратную связь в расчете на группу поднесущих или ресурсных блоков (RB). Также обеспечивается базирующаяся на кодовой книге схема предварительного кодирования ММО с использованием комбинированной дифференциальной и недифференциальной обратной связи. Схема предварительного кодирования только может использовать недифференциальную обратную связь.

Настоящее изобретение оценивает производительность схемы предварительного кодирования ММО и рассматривает эффекты квантизации, групповой обратной связи и задержки обратной связи для предварительного кодирования ММО. SVD может использоваться для генерирования матрицы предварительного кодирования.

Квантизация для ММО предварительного кодирования или TxBF может быть базирующейся на кодовой книге. Групповая обратная связь рассматривает одну обратную связь в расчете на группу поднесущих или ресурсных блоков (RB). Мы рассматриваем базирующуюся на кодовой книге схему предварительного кодирования ММО с использованием комбинированной дифференциальной и недифференциальной обратной связи.

Настоящее изобретение обеспечивает схему обратной связи с предварительным кодированием на основе преобразований Якоби для ММО восходящей линии связи. Настоящее изобретение также может применяться к ММО нисходящей линии связи, где используется OFDM(A). Рассматривается комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь с периодической переустановкой. Показано, что дифференциальная обратная связь с должной переустановкой улучшает производительность. Дифференциальная обратная связь требует значительно меньше, около 33%, служебной информации обратной связи, чем недифференциальная обратная связь при сохранении производительности.

Изучается деградация производительности для предварительного кодирования ММО вследствие квантизации, групповой обратной связи и задержки обратной связи. Показано, что деградация производительности вследствие квантизации для предварительного кодирования ММО находится внутри дробного значения децибел. Деградация производительности предварительного кодирования ММО вследствие групповой обратной связи зависит от канальной когерентной полосы пропускания и размера группы обратной связи. Потеря находится в пределах 1 дБ для обратной связи каждые 25 RB (ресурсных блоков).

Также показано, что деградация производительности вследствие задержки обратной связи находится внутри дробного дБ для низкой скорости или более короткой задержки обратной связи, такой как 3 км/ч, или задержки обратной связи из 2 интервалов времени передачи (TTI). Производительность деградирует более по мере того, как скорость или задержка обратной связи увеличивается.

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЧЕРТЕЖЕЙ

Более детальное понимание этого изобретения может быть видно из последующего описания предпочтительного варианта осуществления, данного в качестве примера, и

должно пониматься в соединении с сопровождающими чертежами, где:

Фиг. 1 - это график, иллюстрирующий частоту ошибок кадра (FER) по отношению к отношению сигнала к шуму (SNR) с использованием Обычной Городской 6 (TU-6) канальной модели. Дано сравнение идеальной и квантованной обратной связи;

Фиг. 2 - это график, иллюстрирующий частоту ошибок кадра (FER) по отношению к отношению сигнала к шуму (SNR) с использованием канальной модели Пространственной Канальной Модели Расширенной C (SCME-C). Дано сравнение идеальной и квантованной обратной связи. Как наблюдается, имеется меньшая потеря от квантованной обратной связи для канальной модели SCME-C, чем канальной модели TU-6. Это вследствие свойств корреляции канальной модели SCME-C;

Фиг. 3 - это график, сравнивающий дифференциальную обратную связь и недифференциальную обратную связь;

Фиг. 4 - это график обратной связи с использованием разных интервалов переустановки;

Фиг. 5 - это график, сравнивающий дифференциальную обратную связь с задержкой обратной связи для SCME-C при более низкой скорости;

Фиг. 6 - это график дифференциальной обратной связи и задержки обратной связи для SCME-C при высокой скорости; и

Фиг. 7 - это график недифференциальной обратной связи и задержки обратной связи для SCME-C при высокой скорости.

Фиг. 8А - это блок-схема передатчика, включающего в себя генератор матрицы предварительного кодирования для обработки битов дифференциальной или недифференциальной обратной связи в соответствии с настоящим изобретением;

Фиг. 8В и 8С иллюстрируют детали генератора матрицы предварительного кодирования из Фиг. 8А;

Фиг. 9А - это блок-схема приемника, включающего в себя генератор обратной связи, который генерирует биты обратной связи, обработанные генератором матрицы предварительного кодирования передатчика из Фиг. 8А в соответствии с настоящим изобретением;

Фиг. 9В и 9С показывают детали генератора обратной связи приемника из Фиг. 9А;

Фиг. 10А и 10В показывают разные варианты осуществления генератора матрицы предварительного кодирования, используемого в генераторе обратной связи из Фиг. 9В;

Фиг. 10С и 10D показывают разные варианты осуществления генератора матрицы предварительного кодирования, используемого в генераторе обратной связи из Фиг. 9С;

Фиг. 11 показывает сравнение производительности двойного кодового слова для единичного пользовательского MIMO (SU-MIMO) с единичным входом, множественным выходом (SIMO) для областей SNR высокой пропускной способности данных; и

Фиг. 12 показывает сравнение производительности для единичного и двойного кодовых слов с использованием MIMO предварительного кодирования восходящей линии связи для двух или более антенн в WTRU и усовершенствованном Узле-В (eNodeB) с каналом SCME-C.

ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

При указании в дальнейшем термин "блок беспроводной передачи/приема (WTRU)" включает в себя, но не ограничен этим, пользовательское оборудование (UE), мобильную станцию, фиксированный или мобильный блок абонента, пейджер,

сотовый телефон, персональный цифровой ассистент (PDA), компьютер или любой другой тип пользовательского устройства, способного работать в беспроводной среде. При указании в дальнейшем терминология "базовая станция" включает в себя, но не ограничена этим, Узел-В, контроллер сайта, точку доступа (AP) или любой

Недифференциальная обратная связь

Преобразование Якоби используется для выполнения диагонализации матрицы. Матрица H отклика канала (или оценка матрицы отклика канала) может быть

$$H=UDV^H, \quad \text{Уравнение (1)}$$

где U и V - это унитарные матрицы, т.е. $U^H U=I$ и $V^H V=I$. D - это диагональная матрица, которая имеет сингулярные значения на диагонали, V - это собственная матрица (состоящая из собственных векторов) и может использоваться как матрица предварительного кодирования в передатчике, и V^H - это Эрмитово преобразование матрицы предварительного кодирования (собственной матрицы) V . Матрица R канальной корреляции определяется как:

$$R \equiv H^H H, \quad \text{Уравнение (2)}$$

что является произведением Эрмитового транспонирования матрицы H отклика канала и матрицы H отклика канала самой. Матрица R канальной корреляции может быть разложена в:

$$R=VD^2V^H \quad \text{Уравнение (3)}$$

Преобразование Якоби используется для выполнения диагонализации матрицы над матрицей R канальной корреляции, так что:

$$D^2=J^H R J \quad \text{Уравнение (4)}$$

Диагонализация является процессом преобразования любой произвольной матрицы в диагональную матрицу. Диагонализация обычно используется в приложениях беспроводной связи и обработки сигналов для отделения множественных сигналов и/или для отделения требуемого сигнала и помехи. Уравнение (4) описывает процесс диагонализации матрицы R канальной корреляции в диагональную матрицу D^2 . В Уравнении (4) матрица J преобразования Якоби умножается с матрицей R канальной корреляции с правой стороны, и Эрмитово транспонирование матрицы J преобразования Якоби умножается с матрицей R канальной корреляции с левой стороны. Результирующая матрица - это D^2 , которая является диагональной матрицей. При сравнении уравнений (1) и (3) наблюдается, что диагонализация матрицы H отклика канала для нахождения собственной матрицы V эквивалентна диагонализации матрицы R канальной корреляции для нахождения собственной матрицы V . Уравнение (3) может быть переписано как:

$$V^H R V=D^2 \quad \text{Уравнение (5)}$$

При сравнении уравнений (4) и (5) наблюдается, что матрица J Якоби становится собственной матрицей V , когда матрица R канальной корреляции диагонализуется с использованием разложения по собственным значениям (или SVD) и преобразования Якоби для преобразования диагонализации. Преобразование преобразования Якоби или матрица предварительного кодирования (или оценка преобразования Якоби или матрицы предварительного кодирования) для 2x2 конфигурации представляется как:

$$J(\hat{\theta}, \hat{\phi}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) e^{j\hat{\phi}} & \sin(\hat{\theta}) e^{j\hat{\phi}} \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}, \quad \text{Уравнение (6a)}$$

где $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$ - это оценки параметров для преобразования Якоби.

Параметры $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$ могут быть получены посредством уравнений 9 и 10. Параметры

5 $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$ могут также быть получены посредством решения уравнения 6b ниже.

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} = J(\hat{\theta}, \hat{\phi}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} & \sin(\hat{\theta})e^{j\hat{\phi}} \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad \text{Уравнение (6b)}$$

10 Матрица предварительного кодирования (собственная матрица) V представляется как:

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Уравнение (7)}$$

15 Матрица R канальной корреляции представляется как:

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Уравнение (8)}$$

20 Для недифференциальной обратной связи выполняется обратная связь матрицы предварительного кодирования V. Так как матрица предварительного кодирования V эквивалентна матрице преобразования Якоби J, посредством сравнения уравнений (4) и (5), как описано в предыдущих разделах, матрица предварительного кодирования V может быть преобразована в матрицу преобразования Якоби J. Подача назад

25 матрицы предварительного кодирования V эквивалентна подаче назад матрицы J преобразования Якоби или подаче назад параметров $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$ матрицы преобразования Якоби. Обратная связь матрицы предварительного кодирования V может быть представлена посредством двух элементов: $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$, вместо v_{11} , v_{12} , v_{21} и v_{22} (элементы

30 или собственные векторы матрицы предварительного кодирования V) или r_{11} , r_{12} , r_{21} и r_{22} (элементы матрицы R канальной корреляции). Обратная связь параметров матричного преобразования (такого как обратная связь $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$) является более

35 эффективной, чем обратная связь целой матрицы предварительного кодирования или векторов предварительного кодирования самих (как например, обратная связь матрицы предварительного кодирования V или эквивалентно ее элементов v_{11} , v_{12} , v_{21} и v_{22} или обратная связь матрицы R канальной корреляции или эквивалентно ее элементов r_{11} , r_{12} , r_{21} и r_{22}).

40 Параметры преобразования Якоби $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$ могут быть вычислены с использованием следующих двух уравнений:

$$45 \tan(\hat{\theta})^2 + \frac{(r_{22} - r_{11})}{|r_{12}|} \tan(\hat{\theta}) - 1 = 0; \quad \text{и} \quad \text{Уравнение (9)}$$

$$e^{j\hat{\phi}} = \frac{r_{12}}{|r_{12}|}, \quad \text{Уравнение (10)}$$

50 где r_{ij} - это элемент матрицы R канальной корреляции, который соответствует i-й строке и j-му столбцу.

Чтобы дополнительно уменьшить служебную информацию обратной связи, вводится дифференциальная обработка, на которой только изменения или различия

параметров матричного преобразования (Δ_{θ}^{\wedge} и Δ_{ϕ}^{\wedge}) между обновлениями вычисляются и подаются назад.

Чтобы избежать накопления и распространения ошибок, введенных дифференциальной обработкой, рассматривается подход, который комбинирует дифференциальную и недифференциальную обратную связь, в котором предлагается дифференциальная обратная связь с периодической переустановкой ошибок.

Дифференциальная обратная связь

Предлагается дифференциальная обратная связь с использованием итеративного преобразования Якоби. Для примера обратной связи n преобразование Якоби $J(n)$ применяется над матрицей R канальной корреляции и выражается посредством:

$$J(n)^H R(n) J(n) = D^2 \quad \text{Уравнение (11)}$$

Для следующего экземпляра обратной связи $n+1$, если матрица преобразования Якоби не обновляется, диагонализация матрицы R с использованием преобразования Якоби экземпляра обратной связи n может быть выражена посредством:

$$J(n)^H R(n+1) J(n) = \tilde{D}^2 \quad \text{Уравнение (12)}$$

\tilde{D}^2 недиагональная. Однако когда канал изменяется медленно, \tilde{D}^2 является близкой к диагональной. Когда канал не изменяется, \tilde{D}^2 является диагональной. Когда ММО каналы изменяются, \tilde{D}^2 больше не является диагональной. Матрица предварительного кодирования, и поэтому, матрица преобразования Якоби, должна быть обновлена для корректной диагонализации. Назовем ΔJ (или $\Delta J(n)$)

дифференциальной матрицей предварительного кодирования (дельта матрицей предварительного кодирования), которая представляет дельту обновления матрицы обратной связи в экземпляре обратной связи n . Параметры Δ_{θ}^{\wedge} и Δ_{ϕ}^{\wedge} для преобразования Якоби дельта матрицы предварительного кодирования посылаются назад в передатчик от приемника. Это в отличие от недифференциальной обратной связи, в которой полная матрица предварительного кодирования вместо дельта матрицы предварительного кодирования подается назад. Параметры Δ_{θ}^{\wedge} и Δ_{ϕ}^{\wedge} для

преобразования Якоби полной матрицы предварительного кодирования подаются назад в передатчик. Когда канал изменяется, преобразование Якоби или преобразование должно быть обновлено для корректной диагонализации:

$$\Delta J(n)^H [J(n)^H R(n+1) J(n)] \Delta J(n) = \Delta J(n)^H \tilde{D}^2 \Delta J(n) = D^2, \quad \text{Уравнение (13)}$$

где $\Delta J(n)$ - это дельта обновления обратной связи в экземпляре обратной связи n . Дифференциальная обратная связь или дельта обратная связь $\Delta J(n)$ оценивается и вычисляется в приемнике и посылается назад в передатчик от приемника для обновления матрицы предварительного кодирования $J(n)$ для следующей обработки предварительного кодирования $J(n+1)$ в передатчике (и/или в приемнике, если необходимо).

Дифференциальная обратная связь или дельта обратная связь ΔJ может быть получена из \tilde{D}^2 , где:

$$\tilde{D}^2 = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Уравнение (14)}$$

Последующие уравнения (15) и (16) могут использоваться для получения дифференциальной матрицы предварительного кодирования ΔJ (т.е. для получения Δ_{θ}^{\wedge}

и $\Delta \hat{\phi}$):

$$\tan(\Delta \hat{\theta})^2 + \frac{(d_{22} - d_{11})}{|d_{12}|} \tan(\Delta \hat{\theta}) - 1 = 0; \text{ и} \quad \text{Уравнение (15)}$$

$$e^{j\Delta \hat{\theta}} = \frac{d_{12}}{|d_{12}|} \quad \text{Уравнение (16)}$$

Альтернативно, дифференциальная обратная связь ΔJ может быть вычислена в приемнике посредством умножения Эрмитового транспонирования предыдущей матрицы предварительного кодирования $J(n)$ с матрицей предварительного кодирования $J(n+1)$ посредством:

$$\Delta J(n) = J(n)^H J(n+1), \quad \text{Уравнение (17)}$$

где $J(n+1)$ может быть вычислено из матрицы корреляции $R(n+1)$ в приемнике, как описано в уравнениях (2) и (4) для экземпляра обратной связи $n+1$. Передатчик принимает обратную связь $\Delta J(n)$ и использует ее для обновления матрицы предварительного кодирования для $J(n+1)$. Отметим, что матрица предварительного кодирования обозначается как J (что равно V , так как J и V эквивалентны, как описано в предыдущих разделах). Предыдущая матрица предварительного кодирования $J(n)$ в передатчике обновляется для получения следующей матрицы предварительного кодирования $J(n+1)$. Передатчик сначала принимает и декодирует биты обратной связи, и транслирует эти биты обратной связи в дельта матрицу предварительного кодирования ΔJ . Это может быть выполнено в передатчике посредством умножения предыдущей матрицы предварительного кодирования $J(n)$, которая используется в передатчике, с дифференциальной матрицей предварительного кодирования $\Delta J(n)$, которая принимается, декодируется и транслируется посредством передатчика из приемника, посредством:

$$J(n+1) = J(n) \cdot \Delta J(n). \quad \text{Уравнение (18)}$$

$J(n+1)$ может быть вычислена из $R(n+1)$, и $R(n+1)$ вычисляется из $H(n+1)$.

Диагонализация достигается с использованием обновленной дифференциальной матрицы предварительного кодирования ΔJ , как описано посредством уравнения (13), и результирующее уравнение может быть переписано как:

$$J(n+1)^H R(n+1) J(n+1) = D^2, \quad \text{Уравнение (19)}$$

где $J(n+1)$ и ΔJ связаны посредством уравнения (18).

Комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь

Отметим, что как комбинированная дифференциальная, так и недифференциальная обратная связь может использоваться с групповой обратной связью. Групповая обратная связь предполагает, что смежные поднесущие или ресурсный блок (КВ) будут демонстрировать аналогичное поведение замиранья, и как таковые эти технологии могут применяться к ним совместно.

В общем, дифференциальная обратная связь может быть более подходящей для низкоскоростных каналов и недифференциальная обратная связь может быть подходящей для высокоскоростных каналов. Комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь может рассматриваться для уменьшения служебной информации обратной связи и улучшения производительности.

Дифференциальная обратная связь может переустанавливаться каждые N ТТИ, каждые N интервалов обратной связи, каждый некоторый период времени или

апериодически для избегания накопления или распространения ошибок вследствие дифференциальной обработки. N является предопределенным целым числом. В каждой переустановке используется недифференциальная обратная связь.

5 Недифференциальная обратная связь происходит каждые N ТТІ или каждые N интервалов обратной связи и дифференциальная обратная связь используется для оставшихся ТТІ или интервалов обратной связи. В период переустановки полная матрица предварительного кодирования подается назад, в то время как между переустановками или между недифференциальными обратными связями только дельта
10 матрица предварительного кодирования подается назад.

Служебная информация обратной связи может быть уменьшена. Для дифференциальной обратной связи меньше битов (например, 2 бита) требуется для квантизации. Для недифференциальной обратной связи больше битов (например, 3
15 бита) требуются для квантизации.

20 Например, кодовая книга, состоящая из восьми кодовых слов, которая требует три (3) бита обратной связи для квантизации, используется для недифференциальной обратной связи, в то время как четыре кодовых слова используются для дифференциальной обратной связи, что требует меньше битов обратной связи (2 бита). Обратная связь может базироваться на средних по множественным ресурсным блоках (RB) (например, 2, 5, 6, 10 RB), где RB определяется как блок с
множественными поднесущими (например, 12 или 25 поднесущих).

Используются две кодовые книги. Кодовая книга (дифференциальная кодовая книга), используемая для квантизации, концентрируется на начале плоскости (θ , ϕ)
25 для дифференциальной обратной связи, в то время как кодовая книга (недифференциальная кодовая книга) для недифференциальной обратной связи является единообразной с кодовыми словами распределенными равномерно. Для одного варианта осуществления дифференциальная кодовая книга состоит из четырех
30 кодовых слов. Недифференциальная кодовая книга состоит из восьми кодовых слов. Комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь может уменьшать служебную информацию обратной связи и улучшать производительность для предварительного кодирования ММО.

Предположения моделирования

35 Предположение моделирования и параметры, которые используются, даны в таблице 1 ниже.

		Таблица 1
Параметр	Предположение	
40 Несущая частота	2,0 ГГц	
Символьная скорость	4,096 миллионов символов/сек	
Полоса пропускания передачи	5 МГц	
Длина ТТІ	0,5 мс (2048 символов)	
Количество блоков данных в расчете на ТТІ	6	
45 Количество символов данных в расчете на ТТІ	1536	
Размер блока быстрого преобразования Фурье (FFT)	512	
Количество занятых поднесущих	256	
Длина циклического префикса (CP)	7,8125 мкс (32 выборки)	
Канальная модель	Обычная Городская (TU6), SCME-C	
50 Антенные конфигурации	2x2 (MIMO)	
Корреляция замирания между антеннами передачи/приема	$\rho=0$ для TU6 и SCME-C	
Скорость перемещения	3 км/ч, 30 км/ч, 120 км/ч	
Модуляция данных	QPSK и 16QAM	
Канальное кодирование	Турбокод с декодированием мягкого решения	

Скорость кодирования	1/2 и 1/3
Эквалайзер	LMMSE
Групповая обратная связь	Одна обратная связь в расчете на 1, 12 и 25 поднесущих
Ошибка обратной связи	Отсутствует (предполагается идеальной)
Задержка обратной связи	2 и 6 ТТИ
Канальное оценивание	Идеальное канальное оценивание

Результаты моделирования и описания

Фиг. 1 иллюстрирует производительность предварительного кодирования ММО для канальной модели TU6 и скорости транспортного средства при 3 км/ч.

Сравнивается производительность предварительного кодирования ММО с групповой обратной связью разных групповых размеров. Никакая групповая обратная связь не является обратной связью в расчете на поднесущую, которая требует наивысшей служебной информации обратной связи. Групповая обратная связь использует одну обратную связь для каждой L поднесущих. Около 0,3 дБ деградация наблюдается для групповой обратной связи с использованием одной обратной связи в расчете на 12 поднесущих по отношению к производительности не групповой обратной связи, т.е. L=1. Около 0,8 дБ деградация в производительности наблюдается для групповой обратной связи с использованием одной обратной связи в расчете на 25 поднесущих по отношению к негрупповой обратной связи.

В дополнение производительность предварительного кодирования ММО с и без квантизации сравнивается на Фиг. 1. С дифференциальной обратной связью, которая использует 2 бита в расчете на группу обратной связи, около 0,3 дБ деградация является результатом квантизации для всех размеров групповой обратной связи, L=1, 12 и 25 поднесущих наблюдается. Обратная связь обновлялась каждый ТТИ и переустанавливалась каждые 10 ТТИ.

Фиг. 2 иллюстрирует производительность предварительного кодирования ММО с использованием групповой обратной связи и квантизации кодовой книги для канала SCME-C и скорости транспортного средства при 3 км/ч. Около 0,1 дБ деградация наблюдается для групповой обратной связи с использованием одной обратной связи в расчете на 12 поднесущих по отношению к производительности негрупповой обратной связи, т.е. L=1. Около 0,2 дБ деградация наблюдается для групповой обратной связи с использованием одной обратной связи в расчете на 25 поднесущих по отношению к негрупповой обратной связи. В дополнение наблюдается около 0,3 дБ деградация вследствие квантизации, которая использует 2 бита в расчете на группу обратной связи.

Фиг. 3 иллюстрирует сравнение производительности для предварительного кодирования ММО с использованием дифференциальной и недифференциальной обратной связи. Производительность комбинированной дифференциальной и недифференциальной обратной связи, которая использует смешанную схему 2 бита/3 бита, сравнивается с недифференциальной обратной связью с использованием 3 бит. Комбинированная дифференциальная и недифференциальная обратная связь использует 2-битовую квантизацию с 3-битовой квантизацией в каждом периоде переустановки.

Наблюдается, что производительность дифференциальной обратной связи с использованием меньшего количества бит (2 бита) с должным интервалом переустановки для дифференциальной обработки аналогична производительности недифференциальной обратной связи с использованием полной обратной связи и большего количества бит (3 бита). Комбинированная дифференциальная и

недифференциальная обратная связь может уменьшать служебную информацию обратной связи на столько много, как 33%, по сравнению со служебной информацией обратной связи недифференциальной обратной связи, в зависимости от интервала итерации и периода переустановки. Около 0,3-0,4 дБ деградация в производительности для предварительного кодирования с использованием квантизации по отношению к идеальному предварительному кодированию/ $T \times BF$ с отсутствующей квантизацией.

Фиг. 4 показывает производительность предварительного кодирования ММО с использованием дифференциальной обратной связи с переустановкой. Показано, что производительность дифференциальной обратной связи каждый ТТИ с должной переустановкой может улучшать производительность на 2 дБ. Это из-за того, что ошибка предварительного кодирования вследствие квантизации может накапливаться или распространяться для дифференциальной обратной связи. Процесс переустановки корректирует ошибку, таким образом, улучшая производительность.

Сравниваются производительность дифференциальной обратной связи с разными интервалами переустановки $N=10, 20, 30$ и 50 ТТИ. Деградация производительности является незначительной; около 0,1 дБ деградация в производительности наблюдается с самым длинным интервалом переустановки из 50 ТТИ. Отметим, что это не учитывает эффекты возможных ошибок битов обратной связи; однако предполагается, что такие ошибки будут редкими из-за защиты от ошибок.

Фиг. 5 иллюстрирует производительность предварительного кодирования ММО с использованием дифференциальной обратной связи с задержкой обратной связи для канала SCME-C и скорости транспортного средства 3 км/ч. Комбинированная деградация производительности для 2-битной квантизации и задержки обратной связи - это около 0,3 дБ для задержки обратной связи из 2 ТТИ и около 0,4 дБ для задержки обратной связи из 6 ТТИ по отношению к отсутствующей квантизации и отсутствующей задержке обратной связи.

Фиг. 6 иллюстрирует производительность предварительного кодирования ММО с использованием дифференциальной обратной связи с задержкой обратной связи для канала SCME-C и скорости транспортного средства 120 км/ч. Показано, что около 0,6 дБ деградация является результатом 2 ТТИ задержки обратной связи и около 1,5 дБ деградация является результатом 6 ТТИ задержки обратной связи по отношению к производительности отсутствующей задержки обратной связи. При сравнении с производительностью идеального предварительного кодирования с отсутствующей квантизацией и отсутствующей обратной связью производительность дифференциальной обратной связи имеет около 1,7 дБ и 2,7 дБ деградацию для комбинированной квантизации и задержки обратной связи из 2 ТТИ и 6 ТТИ соответственно.

Фиг. 7 иллюстрирует производительность предварительного кодирования ММО с использованием недифференциальной обратной связи для канала SCME-C и 120 км/ч. Показано, что производительность деградирует около 0,5 дБ для 2 ТТИ задержки обратной связи и около 2 дБ для 6 ТТИ задержки обратной связи по сравнению с производительностью незадержки обратной связи. При сравнении с производительностью идеального предварительного кодирования с отсутствующей квантизацией и отсутствующей обратной связью производительность дифференциальной обратной связи имеет около 0,7 дБ и 2,2 дБ деградацию для комбинированной квантизации и задержки обратной связи из 2 ТТИ и 6 ТТИ соответственно. Более короткая задержка обратной связи является очевидно предпочтительной для таких высокоскоростных каналов для уменьшения потери

производительности вследствие скорости.

Предварительное кодирование ММО с использованием дифференциальной обратной связи, недифференциальной и групповой обратной связи может применяться к ММО восходящей линии связи или нисходящей линии связи для SC-FDMA или OFDMA эфирных интерфейсов. Последующее показывает работу дифференциальной обратной связи для ММО восходящей линии связи с эфирным интерфейсом SC-FDMA.

Эти техники могут быть расширены до любого количества антенн больше, чем одна.

Архитектура

Фиг. 8А - это блок-схема передатчика 800 для конфигурации DCW ММО восходящей линии связи с использованием предварительного кодирования с дуальными передающими цепями в соответствии с настоящим изобретением. В случае SCW кодированные данные разбивают в параллельные потоки, каждый с разной модуляцией. Передатчик 800 может быть eNodeB или базовой станцией (т.е. eNodeB в терминологии LTE).

Ссылаясь на Фиг. 8А, передатчик 800 включает в себя демультимплексор 810, множество канальных кодировщиков 815_1-815_n , множество блоков 820_1-820_n сопоставления скорости, множество частотных модулей 825_1-825_n перемежения, множество блоков 830_1-830_n преобразования совокупности, множество блоков 835_1-835_n быстрого преобразования Фурье (FFT), предварительный кодировщик 840, блок 845 преобразования поднесущей, множество мультиплексоров 850_1-850_n , множество блоков 855_1-855_n обратного FFT (IFFT), множество блоков 860_1-860_n вставки циклического префикса (CP), множество антенн 865_1-865_n и генератор 875 матрицы предварительного кодирования. Следует отметить, что конфигурация передатчика 800 предоставляется в качестве примера, не как ограничение, и обработка может выполняться посредством большего количества или меньшего количества компонентов и порядок обработки может изменяться.

Данные 805 передачи сначала демультимплексируются во множество потоков 812_1-812_n данных посредством демультимплексора 810. Адаптивная модуляция и кодирование (АМС) могут использоваться для каждого из потоков 812_1-812_n данных. Биты на каждом из потоков 812_1-812_n данных затем кодируются посредством каждого из канальных кодировщиков 815_1-815_n для генерирования кодированных битов 818_1-818_n , которые затем прокалываются для сопоставления скорости посредством каждого из блоков 820_1-820_n сопоставления скорости. Альтернативно, множественные входные потоки данных могут кодироваться и прокалываться канальными кодировщиками и блоками сопоставления скорости, нежели осуществлять синтаксический разбор одних данных передачи во множественные потоки данных.

Кодированные данные после сопоставления 822_1-822_n скорости предпочтительно перемежаются посредством модулей 825_1-825_n перемежения. Биты данных после перемежения 828_1-828_n затем преобразуются в символы 832_1-832_n посредством блоков 830_1-830_n преобразования совокупности в соответствии с выбранной схемой модуляции. Схема модуляции может быть двоичной фазовой манипуляцией (БИТ/СК), четвертичной фазовой манипуляцией (QPSK), 8PSK, 16 квадратурной амплитудной модуляцией (QAM), 64 QAM или аналогичными схемами модуляции. Символы 832_1-832_n на каждом потоке данных обрабатываются посредством блоков 835_1-835_n FFT, что выводит данные 838_1-838_n частотной области.

Генератор 875 матрицы предварительного кодирования использует биты недифференциальной или дифференциальной обратной связи (или метрики канала обратной связи) для генерирования набора весов 880 предварительного кодирования (т.е. матрицы предварительного кодирования), которые подаются в предварительный кодировщик 840 для выполнения предварительного кодирования над потоками 838₁-838_n данных частотной области.

Фиг. 8В и 8С иллюстрируют детали генератора 875 матрицы предварительного кодирования передатчика 800 из Фиг. 8А.

Если биты 870 обратной связи включают в себя биты 870' недифференциальной обратной связи, генератор 875 матрицы предварительного кодирования может быть сконфигурирован как генератор 875' предварительного кодирования, показанный на Фиг. 8В. Генератор 875' матрицы предварительного кодирования включает в себя блок 890 преобразования битов обратной связи в полную матрицу предварительного кодирования, который транслирует биты 870' недифференциальной обратной связи в полную матрицу 880' предварительного кодирования (J) с использованием недифференциальной кодовой книги 888.

Если биты 870 обратной связи включают в себя биты 870" дифференциальной обратной связи, генератор 875 матрицы предварительного кодирования может быть сконфигурирован как генератор 875" матрицы предварительного кодирования, показанный на Фиг. 8С. Генератор 875" матрицы предварительного кодирования включает в себя блок 894 преобразования битов обратной связи в дельта матрицу предварительного кодирования, который транслирует биты 870" дифференциальной обратной связи в дельта матрицу 896 предварительного кодирования (ΔJ) с использованием дифференциальной кодовой книги 892. Дельта матрица 896 предварительного кодирования представляется посредством $\Delta \hat{\theta}$ и $\Delta \hat{\phi}$. Генератор 875"

матрицы предварительного кодирования дополнительно включает в себя блок 898 генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования, который транслирует дельта матрицу 896 предварительного кодирования в полную матрицу 880" предварительного кодирования (J), которая представляется посредством $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$.

Ссылаясь назад на Фиг. 8А, предварительный кодировщик 840 применяет веса к каждому потоку данных 838₁-838_n частотной области аналогично пространственному разбросу или формированию диаграммы направленности и выводит предварительно закодированные потоки 842₁-842_n данных. Блок 845 преобразования поднесущей преобразует предварительно закодированные потоки 842₁-842_n данных в поднесущие, которые назначаются для пользователя. Преобразование поднесущих может быть либо распределенным преобразованием поднесущих, либо локализованным преобразованием поднесущих.

Преобразованные в поднесущие данные 842₁-842_n мультиплексируются с пилот-сигналами 849 посредством мультиплексоров 850₁-850_n, выходы 852₁-852_n которых затем обрабатываются блоками 855₁-855_n IFFT. Блоки 855₁-855_n IFFT выводят данные 858₁-858_n временной области. CP добавляется к каждому потоку 858₁-858_n данных временной области посредством блоков 860₁-860_n вставки CP. Данные временной области с CP 862₁-862_n затем передаются через антенны 865₁-865_n.

Фиг. 9А - это блок-схема приемника 900, который принимает и обрабатывает сигналы, переданные передатчиком 800 из Фиг. 8А в соответствии с настоящим изобретением. Единичный декодер может использоваться в случае SCW. Приемник 900

может быть WTRU.

Предполагается, что индекс кодового слова матрицы предварительного кодировщика подается назад из базовой станции (т.е. eNodeB в терминологии LTE) в WTRU.

5 Приемник 900 включает в себя множество антенн 905_1-905_n , множество блоков 910_1-910_n удаления CP, множество блоков 915_1-915_n FFT, канальный модуль 920 оценивания, блок 925 обратного преобразования поднесущих, декодер 930 MIMO, множество блоков 935_1-935_n IFFT, множества демодуляторов 940_1-940_n данных,
10 множество модулей 945_1-945_n устранения перемежения, множество блоков 950_1-950_n прямой коррекции ошибок (FEC), пространственный блок 955 обратного синтаксического разбора и генератор 960 обратной связи. Декодер 930 MIMO может быть декодером минимальной среднеквадратической ошибки (MMSE),
15 декодером MMSE-последовательного аннулирования помех (SIC), декодером максимального правдоподобия (ML) или декодером, использующим любые другие передовые технологии для MIMO.

Все еще ссылаясь на Фиг. 9А, блоки 910_1-910_n удаления CP удаляют CP из каждого из потоков 908_1-908_n данных, принятых антеннами 905_1-905_n . После удаления CP
20 обработанные потоки 912_1-912_n данных, выведенные блоками 910_1-910_n удаления CP преобразуются в данные 918_1-918_n частотной области блоками 915_1-915_n FFT. Канальный модуль 920 оценивания генерирует канальную оценку 922 из данных 918_1-918_n частотной области с использованием стандартных способов. Канальное
25 оценивание выполняется на основе в расчете на поднесущую. Блок 925 обратного преобразования поднесущей выполняет противоположную операцию, которая выполняется в передатчике 800 из Фиг. 8А. Обратные преобразованные данные 928_1-928_n поднесущих затем обрабатываются декодером 930 MIMO.

После декодирования MIMO декодированные данные 932_1-932_n обрабатываются
30 блоками 935_1-935_n IFFT для преобразования в данные 938_1-938_n временной области. Данные 938_1-938_n временной области обрабатываются демодуляторами 940_1-940_n данных для генерирования битовых потоков 942_1-942_n . Битовые потоки 942_1-942_n обрабатываются модулями 945_1-945_n устранения перемежения, которые выполняют
35 противоположную операцию модулей 825_1-825_n перемежения передатчика 800 из Фиг. 8А. Каждый из битовых потоков 948_1-948_n устраненного перемежения затем обрабатывается каждым из блоков 950_1-950_n FEC. Битовые потоки 952_1-952_n данных, выведенные блоками 950_1-950_n FEC, объединяются пространственным блоком 955
40 обратного синтаксического разбора для восстановления данных 962. Генератор обратной связи генерирует биты недифференциальной или дифференциальной обратной связи, которые подаются назад в генератор 875 матрицы предварительного кодирования передатчика 800.

Фиг. 9В и 9С показывают подробности генератора 960 обратной связи
45 приемника 900 из Фиг. 9А.

Если биты 870 обратной связи включают в себя биты 870' недифференциальной обратной связи, генератор 960 обратной связи может быть сконфигурирован как генератор 960' обратной связи, показанный на Фиг. 9В. Генератор 960' обратной связи
50 включает в себя генератор 1005' матрицы предварительного кодирования, который выводит полную матрицу 1010 (J) предварительного кодирования в форме ее параметров $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$. Полная матрица 1010 предварительного кодирования подается в генератор 1020' битов обратной связи, который использует недифференциальную

кодovou книгу 1015 для генерирования битов 870' недифференциальной обратной связи.

Если биты 870 обратной связи включают в себя биты 870" дифференциальной обратной связи, генератор 960 обратной связи может быть сконфигурирован как генератор 960" обратной связи, показанный на Фиг. 9С. Генератор 960" обратной связи включает в себя генератор 1005" матрицы предварительного кодирования, который выводит дельта матрицу 1012 предварительного кодирования (ΔJ) в форме ее параметров Δ_{θ}^{\wedge} и Δ_{ϕ}^{\wedge} . Дельта матрица 1012 предварительного кодирования подается в генератор 1020" битов обратной связи, который использует дифференциальную кодovou книгу 1018 для генерирования битов 870" дифференциальной обратной связи.

Фиг. 10А и 10В показывают разные варианты осуществления генератора 1005' матрицы предварительного кодирования, используемой в генераторе 960' обратной связи из Фиг. 9В. В одном варианте осуществления генератор 1005' матрицы предварительного кодирования генерирует полную матрицу 1010' предварительного кодирования, используемую для генерирования битов недифференциальной обратной связи на основе уравнений (1) и (6b). В другом варианте осуществления генератор 1005' матрицы предварительного кодирования генерирует полную матрицу 1010" предварительного кодирования, используемую для генерирования битов недифференциальной обратной связи на основе уравнений (2), (9) и (10).

Фиг. 10С и 10D показывают разные варианты осуществления генератора 1005" матрицы предварительного кодирования, используемого в генераторе 960" обратной связи из Фиг. 9С. В одном варианте осуществления генератор 1005" матрицы предварительного кодирования генерирует дельта матрицу 1012' предварительного кодирования, используемую для генерирования битов дифференциальной обратной связи на основе уравнений (2), (12), (15) и (16). В другом варианте осуществления генератор 1005" матрицы предварительного кодирования генерирует дельта матрицу 1012" предварительного кодирования, используемую для генерирования битов дифференциальной обратной связи на основе уравнения (17).

Предварительное кодирование

Предварительное кодирование основывается на формировании диаграммы направленности передачи (TxBF) с использованием, например, собственного формирования диаграммы направленности на основе SVD. В то время как SVD является оптимальным, Узлом В могут использоваться другие алгоритмы.

Как показано ранее посредством уравнения (1), канальная матрица разлагается с использованием SVD или эквивалентной операции как

$$H=UDV^H,$$

где H - это канальная матрица. Предварительное кодирование для пространственного мультиплексирования, формирования диаграммы направленности, и подобного, может быть выражено как:

$$x=Ts, \quad \text{Уравнение (20)}$$

где s - это вектор данных и T - это обобщенная матрица предварительного кодирования или матрица преобразования. В случае, когда используется собственное формирование диаграммы направленности передачи, предварительное кодирование или матрица преобразования T выбирается, чтобы быть матрицей формирования диаграммы направленности V, которая получается из операции SVD выше, т.е. T=V. Альтернативно, предварительное кодирование или матрица преобразования T выбирается из кодовой книги или квантизации. Выбор кодового слова из кодовой

книги или квантизации для матрицы предварительного кодирования T основывается на некотором предопределенном критерии, таком как SINR, среднеквадратическая ошибка (МСЕ), канальная емкость и подобное. На основе оцененной канальной матрицы H выбирается матрица предварительного кодирования среди всех кандидатов-матриц предварительного кодирования, которая имеет наивысшие метрики, такие как наивысшее SNIR, самую большую канальную емкость или наименьшую МСЕ. Альтернативно, на основе операции SVD выбирается кодовое слово или матрица предварительного кодирования среди всех кандидатов-матриц предварительного кодирования в кодовой книге, которая является наилучшей квантизацией матрицы V . Это аналогично собственному формированию диаграммы направленности для OFDMA, модифицированному для применения к SC-FDMA.

Так как операция SVD дает результатом ортогональные потоки, eNodeB может использовать приемник простого линейного MMSE (LMMSE). Это может быть выражено как:

$$R = R_{ss} \tilde{H}^H (\tilde{H} R_{ss} \tilde{H}^H + R_{vv})^{-1}, \quad \text{Уравнение (21)}$$

где R - это матрица обработки приема, R_{ss} и R_{vv} - это матрицы корреляции и \tilde{H} - это эффективная канальная матрица, которая включает в себя действие V матрицы на оцененный отклик канала. На Фиг. 8А предварительный кодировщик 840 в eNodeB (т.е. передатчик 800) формирует эффективную канальную матрицу в WTRU с использованием последней квантованной матрицы предварительного кодировщика, посланной от eNodeB в WTRU.

Обратная связь

Подход к обратной передаче матрицы предварительного кодирования применяет базирующуюся на кодовой книге схему предварительного кодирования MIMO с использованием комбинированной дифференциальной и недифференциальной обратной связи, как это описано выше.

Данный раздел представляет выбранные результаты моделирования для SU-MIMO. Первым описывается сравнение между SU-MIMO и SIMO, за которым следует сравнение производительности для SU-MIMO единичного и двойного кодового слова.

Параметры моделирования

Предполагаемые параметры моделирования предоставляются в таблице 1. Достижимые пропускные способности для различных выборов MCS для каждого пространственного потока предоставляются в таблице 2 ниже.

Таблица 2		
MCS	Достижимая скорость данных (Мбит/с)	Спектральная эффективность (битов в секунду/Гц)
16QAM r7/8-16QAM r3/4	19,9680	3,99
16QAM r7/8-16QAM r1/2	16,8960	3,38
16QAM r7/8-16QAM r1/3	14,8480	2,97
16QAM r5/6-QPSK r1/8	11,08	2,22
16QAM r5/6-QPSK r1/2	10,752	2,15
16QAM r3/4-QPSK r1/6	10,24	2,05
16QAM r1/2-QPSK r1/3	8,192	1,64
16QAM r1/2-QPSK r1/6	7,168	1,43
16QAM r1/3-QPSK r1/8	4,864	0,97
16QAM r1/4-QPSK r1/8	3,840	0,77

Следует отметить, что максимальная достижимая пропускная способность с использованием двойного кодового слова и практических кодовых скоростей в 5

МГц - это 19,968 Мбит/с, что масштабируется в 79,87 Мбит/с в 20 МГц полосе пропускания, и имеет спектральную эффективность 4 битов в секунду/Гц. SIMO, с другой стороны, ограничен 10,75 Мбит/с в 5 МГц, спектральная эффективность 2,15. Поэтому SU-MIMO может почти удваивать скорость данных восходящей линии связи, по сравнению с SIMO.

Сравнение SU-MIMO с SIMO

Фиг. 11 показывает сравнение производительности двойного кодового слова для SU-MIMO с SIMO для областей SNR высокой пропускной способности данных. Когда SNR - это 24 дБ максимальная достижимая пропускная способность приблизительно 19 Мбит/с и когда SNR больше чем 26 дБ достижимая пропускная способность приблизительно 19,97 Мбит/с. Из этого сравнения следует заметить, что с использованием SIMO максимальная достижимая пропускная способность - это 10,5 Мбит/с при SNR 20 дБ.

Сравнение SU-MIMO с единичным и двойным кодовыми словами

Этот раздел представляет сравнение производительности для единичного и двойного кодовых слов с использованием MIMO предварительного кодирования восходящей линии связи для двух антенн в WTRU и eNodeB с каналом SCME-C. Так как HARQ не был смоделирован, одна и та же кодовая скорость была использована как для SCW, так и DCW, чтобы сравнить их справедливо. Также является непрактичным использовать одну и ту же модуляцию для SCW для обоих потоков, при использовании предварительного кодирования, таким образом, показаны только комбинации QPSK и 16QAM. Поэтому более высокая пропускная способность, достижимая с DCW, не показана.

Фиг. 12 иллюстрирует сравнение производительности для единичного и двойного кодовых слов с использованием MIMO предварительного кодирования восходящей линии связи для двух антенн в WTRU и eNodeB с каналом SCME-C.

DCW достигает более высокой пропускной способности при более низких SNR, в то время как противоположное истинно при более высоких SNR. SCW осуществляет выполнение лучше, чем DCW. Различие более заявляется при наивысших скоростях данных, где 3 дБ различие может быть видно. В конечном счете, так как были использованы равная модуляция и кодирование, обе схемы достигают одной и той же максимальной пропускной способности, почти 14 Мбит/с в 5 МГц для наивысшей смоделированной MCS.

Причина, что DCW осуществляет выполнение лучше при более низком SNR, - это так как верхний собственный режим имеет более высокое SNR, чем полное SNR системы. Поэтому при низком SNR этот поток вносит некоторые успешные передачи, в то время как более низкий поток, в общем, нет. Однако при более высоком SNR более низкий поток все еще имеет относительно высокую BLER, что имеет тенденцию уменьшать полную пропускную способность для DCW. Но в случае SCW верхний поток защищает более низкий поток, так как кодирование покрывает оба потока. Это дает результатом полную более низкую BLER для SCW при более высоких SNR.

Из этих результатов можно заключить, что очень высокая спектральная эффективность восходящей линии связи, около 2,8 битов в секунду/Гц, может быть достигнута с использованием каждого способа. Однако DCW может достигать более высокой спектральной эффективности, около 4 битов в секунду/Гц, так как оно может использовать 16QAM с разными кодовыми скоростями на каждом потоке, тогда как SCW должно использовать единичную кодовую скорость и разные модуляции.

Резюмируя, SU-MIMO восходящей линии связи для SC-FDMA согласно

предпочтительным вариантам осуществления достигает следующее:

1) Предварительное кодирование в UE может базироваться на SVD или соизмеримом алгоритме, выполняемом в eNodeB. Для канала SCME-C кодовая книга может базироваться на канальных средних взятых по нескольким, например, шести смежным RB.

2) Обратная связь индекса матрицы предварительного кодирования может выполняться эффективно с использованием комбинированной дифференциальной и недифференциальной обратной связи. Показательные параметры обратной связи - это 2 бита каждые 6 RB, посылаемые каждые 6 TTI, или максимум 1333 бит/с для 24 RB в 5 МГц. Так как эквивалентная максимальная скорость данных - это 19,968 Мбит/с, эффективность обратной связи очень высока.

3) Моделирования показали, что SU-MIMO может почти удвоить (186%) скорость данных восходящей линии связи по сравнению с SIMO.

Варианты осуществления

1. Способ обеспечения обратной связи с предварительным кодированием в системе беспроводной связи множественного входа и множественного выхода (MIMO), включающий в себя приемник и передатчик, при этом способ содержит этапы, на которых:

приемник передает либо биты недифференциальной обратной связи, либо биты дифференциальной обратной связи; и

передатчик обновляет первую матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи и предварительно кодирует множество потоков данных частотной области с использованием первой матрицы предварительного кодирования.

2. Способ по варианту 1 осуществления, дополнительно содержащий этапы, на которых:

передатчик передает множество потоков данных временной области, каждый поток данных временной области включает в себя циклический префикс (CP);

приемник принимает потоки данных временной области;

приемник удаляет CP из потоков данных временной области, чтобы генерировать множество обработанных потоков данных;

приемник преобразует обработанные потоки данных в данные частотной области;

приемник выполняет канальное оценивание над данными частотной области, чтобы сгенерировать канальную оценку;

приемник генерирует вторую матрицу предварительного кодирования на основе канальной оценки; и

приемник генерирует и передает биты обратной связи на основе второй матрицы предварительного кодирования.

3. Способ по варианту 2 осуществления, в котором вторая матрица предварительного кодирования является дельта матрицей предварительного кодирования и биты обратной связи являются битами дифференциальной обратной связи.

4. Способ по варианту 2 осуществления, в котором вторая матрица предварительного кодирования является полной матрицей предварительного кодирования и биты обратной связи являются битами недифференциальной обратной связи.

5. Способ по варианту 4 осуществления, в котором биты недифференциальной обратной связи генерируются посредством использования преобразования Якоби для выполнения диагонализации матрицы над, по меньшей мере, одной из матриц

отклика канала и матрицей канальной корреляции, ассоциированной с канальной оценкой.

6. Способ по любому из вариантов 1-5 осуществления, в котором биты обратной связи являются битами недифференциальной обратной связи, способ дополнительно

содержит:
передатчик, преобразующий биты недифференциальной обратной связи в полную матрицу предварительного кодирования посредством использования недифференциальной кодовой книги.

7. Способ по любому из вариантов 1-5 осуществления, в котором биты обратной связи являются битами дифференциальной обратной связи, причем способ дополнительно содержит этапы, на которых:

передатчик преобразует биты недифференциальной обратной связи в дельта матрицу предварительного кодирования посредством использования дифференциальной кодовой книги; и

передатчик генерирует полную матрицу предварительного кодирования на основе дельта матрицы предварительного кодирования.

8. Способ по любому из вариантов 1-7 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводной передачи/приема (WTRU).

9. Способ по любому из вариантов 1-8 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

10. Способ по любому из вариантов 1-8 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

11. Способ обеспечения обратной связи с предварительным кодированием в системе беспроводной связи множественного входа и множественного выхода (MIMO), включающей в себя приемник и передатчик, при этом способ содержит этапы, на которых:

приемник передает биты недифференциальной обратной связи и биты дифференциальной обратной связи; и

передатчик обновляет первую матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи и предварительно кодирует множество потоков данных частотной области с использованием первой матрицы предварительного кодирования.

12. Способ по варианту 11 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N временных интервалов передачи (TTI), где N - это предопределенное целое число.

13. Способ по варианту 11 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

14. Способ по варианту 11 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается аperiodически для избегания накопления или распространения ошибки вследствие дифференциальной обработки.

15. Способ по варианту 11 осуществления, в котором недифференциальная обратная связь происходит каждые N временных интервалов передачи (TTI) или каждые N интервалов обратной связи, и дифференциальная обратная связь используется для оставшихся TTI или интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

16. Способ по варианту 11 осуществления, в котором два (2) бита используются для дифференциальной обратной связи и три (3) бита используются для недифференциальной обратной связи.

17. Способ по варианту 11 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из восьми кодовых слов, которые требуют три (3) бита обратной связи для квантизации, используется для недифференциальной обратной связи.

18. Способ по варианту 11 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из четырех кодовых слов, которые требуют два (2) бита обратной связи для квантизации, используется для дифференциальной обратной связи.

19. Способ по любому из вариантов 11-18 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводной передачи/приема (WTRU).

20. Способ по любому из вариантов 11-19 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

21. Способ по любому из вариантов 11-19 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

22. Приемник для обеспечения обратной связи передатчику для обновления первой матрицы предварительного кодирования, используемой передатчиком для предварительного кодирования множества потоков данных частотной области, причем приемник содержит:

канальный модуль оценивания, сконфигурированный генерировать канальную оценку посредством выполнения канального оценивания на данных частотной области, ассоциированных с множеством потоков данных временной области, переданных передатчиком; и

генератор обратной связи, электрически соединенный с канальным модулем оценивания, генератор обратной связи сконфигурирован, чтобы генерировать биты обратной связи для передачи передатчику на основе канальной оценки, при этом биты обратной связи являются либо битами недифференциальной обратной связи, либо битами дифференциальной обратной связи.

23. Приемник по варианту 22 осуществления, дополнительно содержащий:

множество антенн, сконфигурированных, чтобы принимать потоки данных временной области;

множество блоков удаления циклического префикса (CP), электрически соединенных с соответствующими одними из антенн, каждый блок удаления CP сконфигурирован, чтобы удалять CP из каждого из множества потоков данных временной области, принятых антеннами, чтобы генерировать обработанные потоки данных; и

множество блоков быстрого преобразования Фурье (FFT), электрически соединенных с соответствующими одними из блоков удаления CP и канальным модулем оценивания, каждый блок FFT сконфигурирован, чтобы преобразовывать обработанные потоки данных в данные частотной области.

24. Приемник по варианту 22 осуществления, в котором генератор обратной связи содержит:

генератор матрицы предварительного кодирования, сконфигурированный, чтобы генерировать вторую матрицу предварительного кодирования на основе канальной оценки; и

генератор битов обратной связи, электрически соединенный с генератором матрицы предварительного кодирования, причем генератор битов обратной связи сконфигурирован, чтобы генерировать и передавать биты обратной связи на основе второй матрицы предварительного кодирования.

25. Приемник по варианту 24 осуществления, в котором вторая матрица предварительного кодирования является дельта матрицей предварительного

кодирования и биты обратной связи являются битами дифференциальной обратной связи.

26. Приемник по варианту 24 осуществления, в котором вторая матрица предварительного кодирования является полной матрицей предварительного кодирования и биты обратной связи являются битами недифференциальной обратной связи.

27. Приемник по любому из вариантов 22-26 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводным передачи/приема (WTRU).

28. Приемник по любому из вариантов 22-27 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

29. Приемник по любому из вариантов 22-27 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

30. Приемник для обеспечения обратной связи передатчику для обновления первой матрицы предварительного кодирования, используемой передатчиком, чтобы предварительно кодировать множество потоков данных частотной области, причем приемник содержит:

канальный модуль оценивания, сконфигурированный, чтобы генерировать канальную оценку посредством выполнения канального оценивания на данных частотной области, ассоциированных с множеством потоков данных временной области, переданных передатчиком; и

генератор обратной связи, электрически соединенный с канальным модулем оценивания, генератор обратной связи сконфигурирован, чтобы генерировать биты обратной связи для передачи в передатчик на основе канальной оценки, при этом биты обратной связи включают в себя биты дифференциальной обратной связи и недифференциальные биты.

31. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N временных интервалов передачи (TTI), где N - это предопределенное целое число.

32. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

33. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается аperiodически для избегания накопления или распространения ошибки вследствие дифференциальной обработки.

34. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором недифференциальная обратная связь происходит каждые N временных интервалов передачи (TTI) или каждые N интервалов обратной связи, и дифференциальная обратная связь используется для оставшихся TTI или интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

35. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором два (2) бита используются для дифференциальной обратной связи и три (3) бита используются для недифференциальной обратной связи.

36. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из восьми кодовых слов, которые требуют три (3) бита обратной связи для квантизации, используется для недифференциальной обратной связи.

37. Приемник по варианту 30 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из четырех кодовых слов, которые требуют два (2) бита обратной связи для квантизации, используется для дифференциальной обратной связи.

38. Приемник по любому из вариантов 30-37 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводной передачи/приема (WTRU).

39. Приемник по любому из вариантов 30-38 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

40. Приемник по любому из вариантов 30-38 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

41. Передатчик, который выполняет предварительное кодирование на основе обратной связи, обеспеченной приемником, обратная связь генерируется на основе множества потоков данных временной области, которые приемник принимает от передатчика, передатчик содержит:

генератор матрицы предварительного кодирования, сконфигурированный, чтобы принимать биты обратной связи от приемника и обновлять матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи, при этом биты обратной связи являются либо битами недифференциальной обратной связи, либо битами дифференциальной обратной связи; и

предварительный кодировщик, электрически соединенный с генератором матрицы предварительного кодирования, предварительный кодировщик сконфигурирован, чтобы предварительно кодировать множество потоков данных частотной области с использованием матрицы предварительного кодирования.

42. Передатчик по варианту 41 осуществления, в котором предварительный кодировщик содержит:

блок преобразования битов обратной связи в дельта предварительное кодирование для преобразования битов дифференциальной обратной связи в дельта матрицу предварительного кодирования; и

блок генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования для генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования на основе дельта матрицы предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования для предварительного кодирования потоков данных частотной области.

43. Передатчик по варианту 41 осуществления, в котором предварительный кодировщик содержит:

блок преобразования битов обратной связи в полное предварительное кодирование для преобразования битов недифференциальной обратной связи в полную матрицу предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования для предварительного кодирования потоков данных частотной области.

44. Передатчик по любому из вариантов 41-43 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводной передачи/приема (WTRU).

45. Передатчик по любому из вариантов 41-44 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

46. Передатчик по любому из вариантов 41-44 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

47. Передатчик, который выполняет предварительное кодирование на основе обратной связи, обеспеченной приемником, обратная связь генерируется на основе сигналов, которые приемник принимает от передатчика, причем передатчик содержит:

генератор матрицы предварительного кодирования, сконфигурированный, чтобы принимать биты обратной связи от приемника и генерировать матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи, при этом биты

обратной связи включают в себя биты дифференциальной обратной связи и недифференциальные биты; и

предварительный кодировщик, электрически соединенный с генератором матрицы предварительного кодирования, предварительный кодировщик сконфигурирован, чтобы предварительно кодировать множество потоков данных частотной области с использованием матрицы предварительного кодирования.

48. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N временных интервалов передачи (ТТИ), где N - это предопределенное целое число.

49. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается каждые N интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

50. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором дифференциальная обратная связь переустанавливается аperiodически для избегания накопления или распространения ошибки вследствие дифференциальной обработки.

51. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором недифференциальная обратная связь происходит каждые N временных интервалов передачи (ТТИ) или каждые N интервалов обратной связи, и дифференциальная обратная связь используется для оставшихся ТТИ или интервалов обратной связи, где N - это предопределенное целое число.

52. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором два (2) бита используются для дифференциальной обратной связи и три (3) бита используются для недифференциальной обратной связи.

53. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из восьми кодовых слов, которые требуют три (3) бита обратной связи для квантизации, используется для недифференциальной обратной связи.

54. Передатчик по варианту 47 осуществления, в котором кодовая книга, состоящая из четырех кодовых слов, которые требуют два (2) бита обратной связи для квантизации, используется для дифференциальной обратной связи.

55. Передатчик по любому из вариантов 47-54 осуществления, в котором предварительный кодировщик содержит:

блок преобразования битов обратной связи в дельта предварительное кодирование для преобразования битов дифференциальной обратной связи в дельта матрицу предварительного кодирования; и

блок генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования для генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования на основе дельта матрицы предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования для предварительного кодирования потоков данных частотной области.

56. Передатчик по любому из вариантов 47-54 осуществления, в котором предварительный кодировщик содержит:

блок преобразования битов обратной связи в полное предварительное кодирование для преобразования битов недифференциальной обратной связи в полную матрицу предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования для предварительного кодирования потоков данных частотной области.

57. Передатчик по любому из вариантов 47-56 осуществления, в котором приемник является блоком беспроводной передачи/приема (WTRU).

58. Передатчик по любому из вариантов 47-57 осуществления, в котором передатчик является усовершенствованным Узлом-B (eNodeB).

59. Передатчик по любому из вариантов 47-57 осуществления, в котором передатчик является базовой станцией.

5 Хотя признаки и элементы настоящего изобретения описаны в предпочтительных вариантах осуществления в конкретных комбинациях, каждый признак или элемент может использоваться одиночно без других признаков и элементов предпочтительных вариантов осуществления или в различных комбинациях с или без другими признаками и элементами настоящего изобретения. Способы или блок-схемы последовательности операций, предоставленные в настоящем изобретении, могут быть реализованы в компьютерной программе, программном обеспечении, или встроеном программном обеспечении, материально воплощенном в машиночитаемом носителе хранения для исполнения общего назначения компьютером или процессором. Примеры машиночитаемых запоминающих носителей включают в себя постоянное запоминающее устройство (ROM), оперативное запоминающее устройство (RAM), регистр, кэш память, полупроводниковые устройства памяти, магнитные носители, такие как внутренние жесткие диски и съемные диски, магнитооптические носители, и оптические носители, такие как диски CD-ROM, и универсальные цифровые диски (DVD).

Подходящие процессоры включают в себя в качестве примера процессор общего назначения, процессор специального назначения, стандартный процессор, цифровой сигнальный процессор (DSP), множество микропроцессоров, один или более микропроцессоров в связи с ядром DSP, контроллер, микроконтроллер, специализированные интегральные схемы (ASIC), схемы программируемых пользователем вентильных матриц (FPGA), любой другой тип интегральной схемы (IC) и/или конечного автомата.

30 Процессор в ассоциации с программным обеспечением может использоваться для реализации радиочастотного приемопередатчика для использования в блоке беспроводной передачи приема (WTRU), пользовательском оборудовании (UE), терминале, базовой станции, радиосетевом контроллере (RNC) или любом хостовом компьютере. WTRU может использоваться в соединении с модулями, реализованными в аппаратном обеспечении и/или программном обеспечении, таком как камера, модуль видеокamеры, видеотелефон, спикерфон, вибрационное устройство, громкоговоритель, микрофон, телевизионный приемопередатчик, гарнитура "свободные руки", клавиатура, модуль Bluetooth®, частотно модулируемый (FM) радиоблок, устройство отображения жидкокристаллического отображения (LCD), устройство отображения органического светоизлучающего диода (OLED), цифровой музыкальный проигрыватель, медиапроигрыватель, модуль проигрывателя видеоигры, Интернет браузер, и/или любой модуль беспроводной локальной сети (WLAN).

Формула изобретения

1. Способ обеспечения обратной связи предварительного кодирования, при этом способ содержит этапы, на которых:

50 принимают биты обратной связи, при этом биты обратной связи представляют изменения или различия параметров матричного преобразования;

обновляют первую матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи и

предварительно кодируют множество потоков данных частотной области с использованием первой матрицы предварительного кодирования.

2. Способ по п.1, дополнительно содержащий этапы, на которых:

5 принимают множество потоков данных временной области, причем каждый поток данных временной области включает в себя циклический префикс (CP);

удаляют CP из потоков данных временной области, чтобы сгенерировать множество обработанных потоков данных;

преобразуют обработанные потоки данных в данные частотной области;

10 осуществляют канальное оценивание на данных частотной области, чтобы сгенерировать канальную оценку;

генерируют вторую матрицу предварительного кодирования на основе канальной оценки и

15 генерируют и передают биты обратной связи на основе второй матрицы предварительного кодирования.

3. Способ по п.2, в котором вторая матрица предварительного кодирования является дельта-матрицей предварительного кодирования.

4. Способ по п.2, в котором вторая матрица предварительного кодирования является полной матрицей предварительного кодирования.

20 5. Блок беспроводной передачи/приема (WTRU), содержащий модуль оценивания канала, сконфигурированный для

25 генерирования канальной оценки посредством выполнения оценивания канала на данных частотной области, ассоциированных с множеством потоков данных временной области; и

30 генератор обратной связи, электрически связанный с модулем оценивания канала, причем генератор обратной связи сконфигурирован для генерирования битов обратной связи на основе канальной оценки, при этом биты обратной связи представляют изменения или различия параметров матричного преобразования.

6. Блок по п.5, дополнительно содержащий:

множество антенн, сконфигурированных для приема потоков данных временной области;

35 множество блоков удаления циклического префикса (CP), электрически связанных с соответствующими антеннами, причем каждый блок удаления CP сконфигурирован для удаления CP из каждого из множества потоков данных временной области, принятых антеннами, чтобы генерировать обработанные потоки данных; и

40 множество блоков быстрого преобразования Фурье (FFT), электрически связанных с соответствующими блоками удаления CP и модулем оценивания канала, при этом каждый блок FFT сконфигурирован для преобразования обработанных потоков данных в данные частотной области.

7. Блок по п.6, в котором генератор обратной связи содержит:

45 генератор матрицы предварительного кодирования, сконфигурированный для генерации второй матрицы предварительного кодирования на основе канальной оценки; и

50 генератор битов обратной связи, электрически связанный с генератором матрицы предварительного кодирования, при этом генератор битов обратной связи сконфигурирован, чтобы генерировать и передавать биты обратной связи на основе второй матрицы предварительного кодирования.

8. Блок беспроводной передачи/приема (WTRU), содержащий:

генератор матрицы предварительного кодирования, сконфигурированный, чтобы

принимать биты обратной связи от приемника и обновлять матрицу предварительного кодирования на основе битов обратной связи, при этом биты обратной связи представляют изменения или различия параметров матричного преобразования; и

5 предварительный кодировщик, электрически связанный с генератором матрицы предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик сконфигурирован, чтобы предварительно кодировать множество потоков данных частотной области с использованием матрицы предварительного кодирования.

10 9. Блок по п.8, в котором предварительный кодировщик содержит:

 блок преобразования битов обратной связи в дельта-предварительное кодирование для преобразования битов дифференциальной обратной связи в дельта-матрицу предварительного кодирования; и

15 блок генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования для генерирования и обновления полной матрицы предварительного кодирования на основе дельта-матрицы предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования, чтобы предварительно кодировать потоки данных частотной области.

20 10. Блок по п.9, в котором предварительный кодировщик содержит:

 блок преобразования битов обратной связи в полное предварительное кодирование для преобразования битов недифференциальной обратной связи в полную матрицу предварительного кодирования, при этом предварительный кодировщик использует полную матрицу предварительного кодирования, чтобы предварительно кодировать

25 потоки данных частотной области.

30

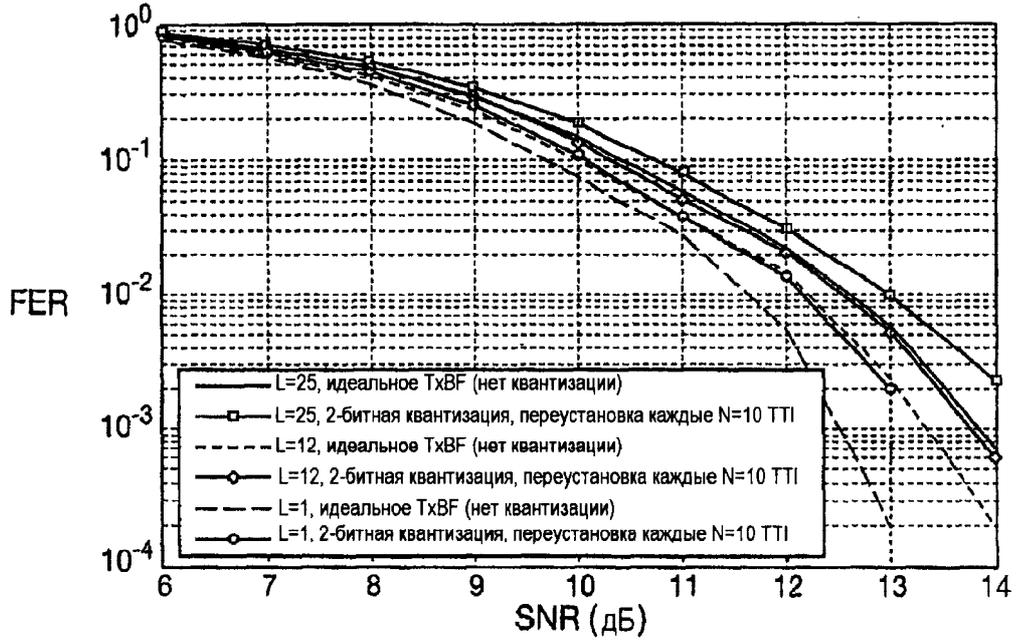
35

40

45

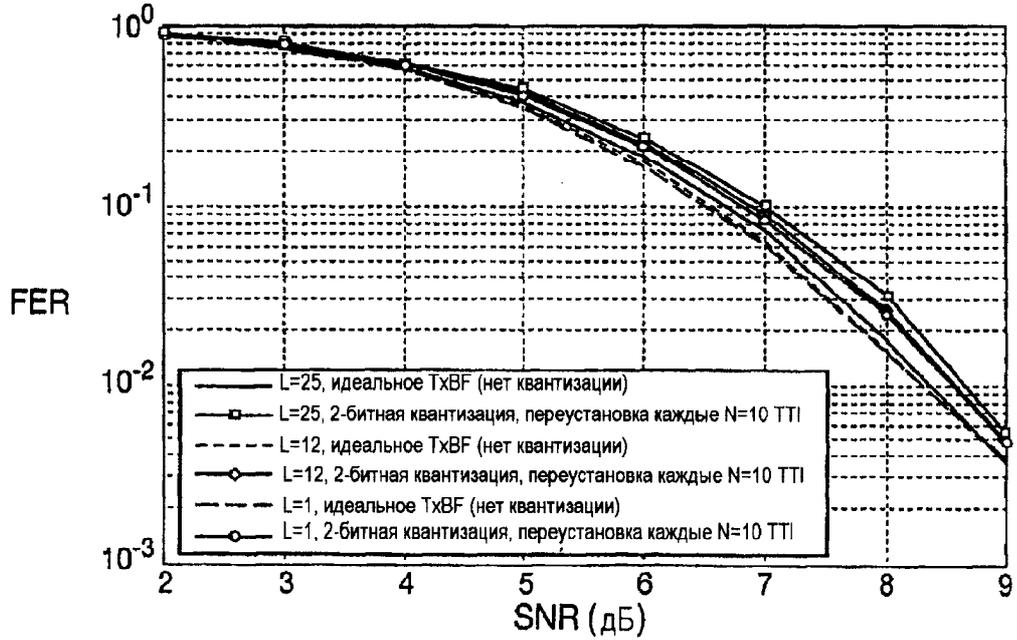
50

Базирующаяся на преобразовании дифференциальная обратная связь.
Кодовые книги. 5 МГц полоса пропускания. Канал TU6. 3 км/ч



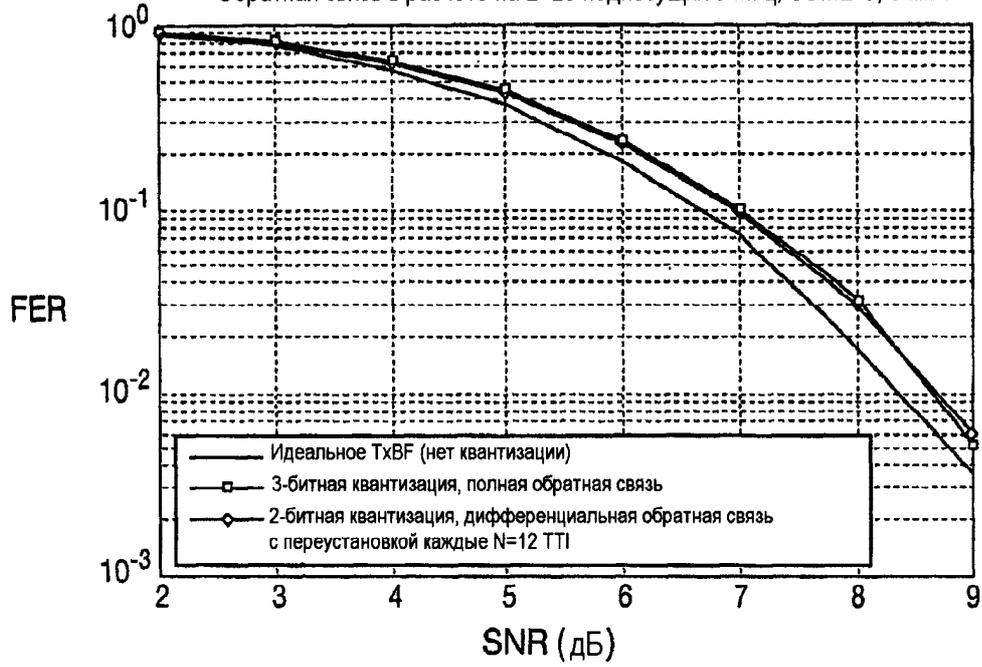
Фиг. 1

Базирующаяся на преобразовании дифференциальная обратная связь.
Кодовые книги. 5 МГц полоса пропускания. SCME-C, 3 км/ч



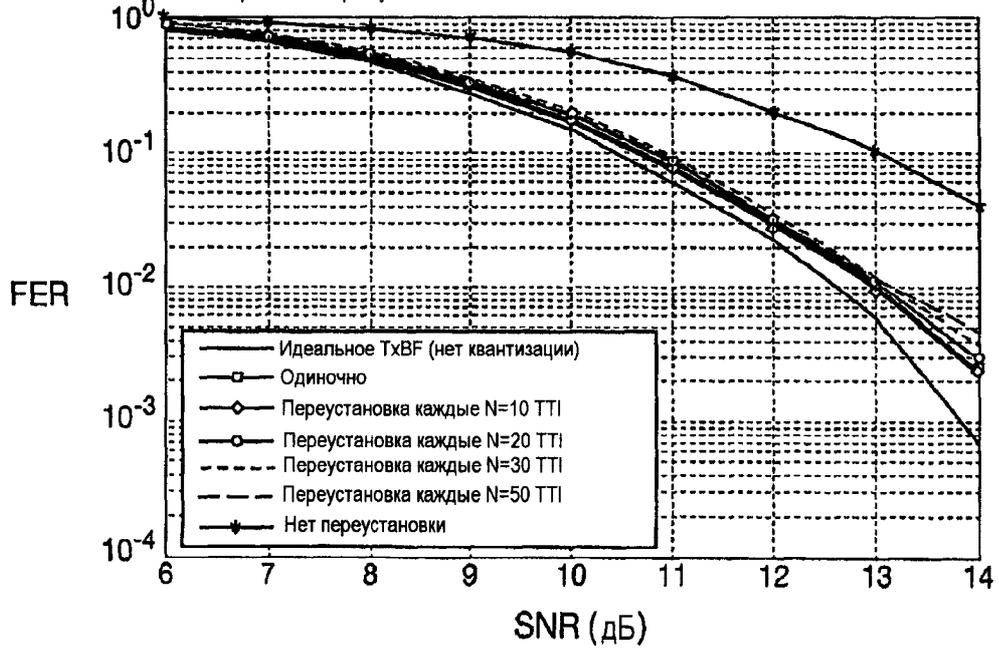
Фиг. 2

Базирующаяся на преобразовании обратная связь. Кодовые книги.
 Обратная связь в расчете на L=25 поднесущих 5 МГц, SCME-C, 3 км/ч



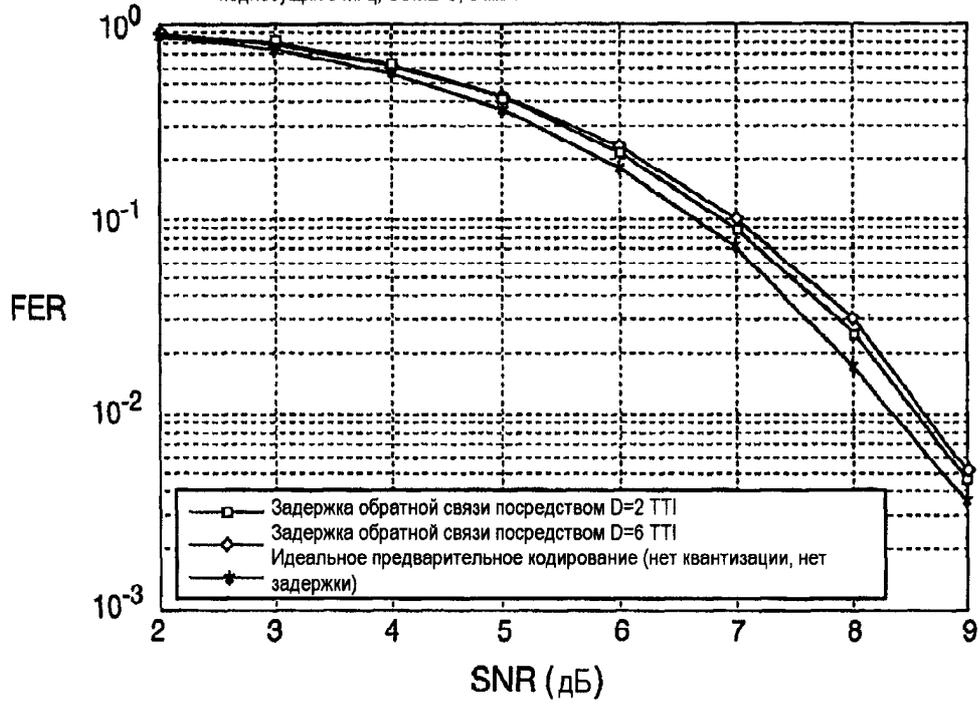
Фиг. 3

Базирующаяся на преобразовании обратная связь. 2-битные кодовые книги.
 5 МГц полоса пропускания. Канал TU6 3 км/ч



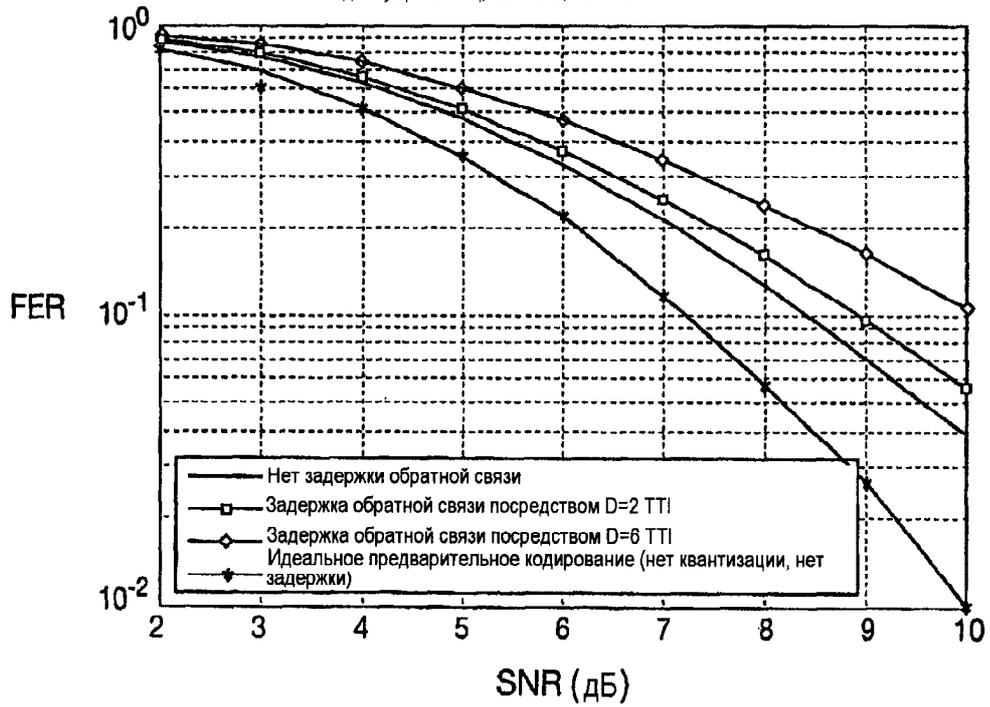
Фиг. 4

Дифференциальная обратная связь. 2 битная квантизация в расчете на L=25
поднесущих 5 МГц, SCME-C, 3 км/ч



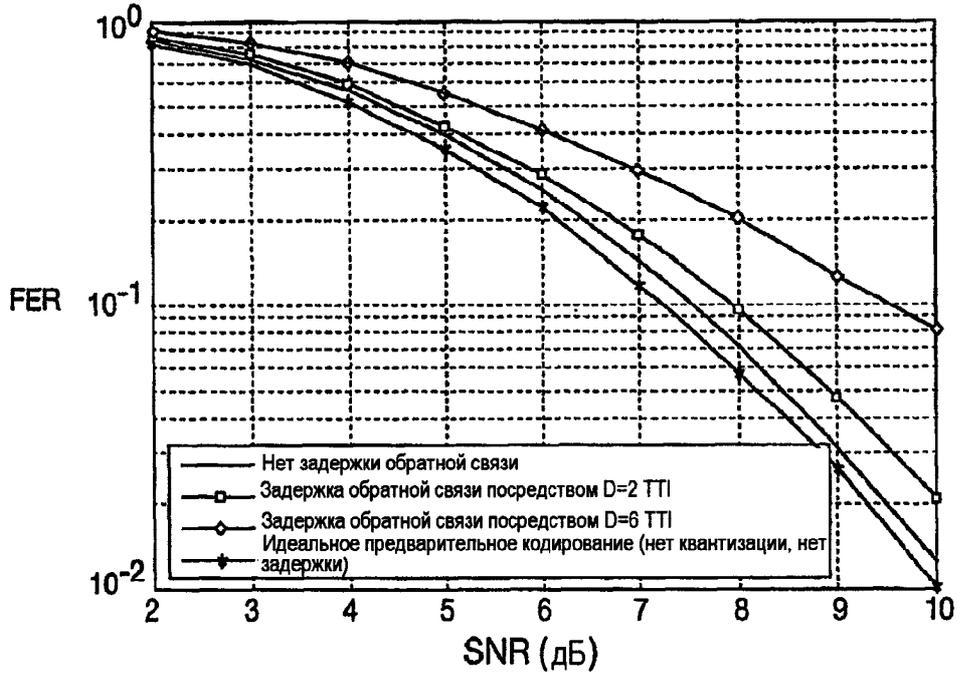
Фиг. 5

Дифференциальная обратная связь. 2 бита в расчете на L=25
поднесущих 5 МГц, SCME-C, 120 км/ч



Фиг. 6

Недифференциальная обратная связь. 2 бита в расчете на L=25 поднесущих.
5 МГц, SCME-C, 120 км/ч



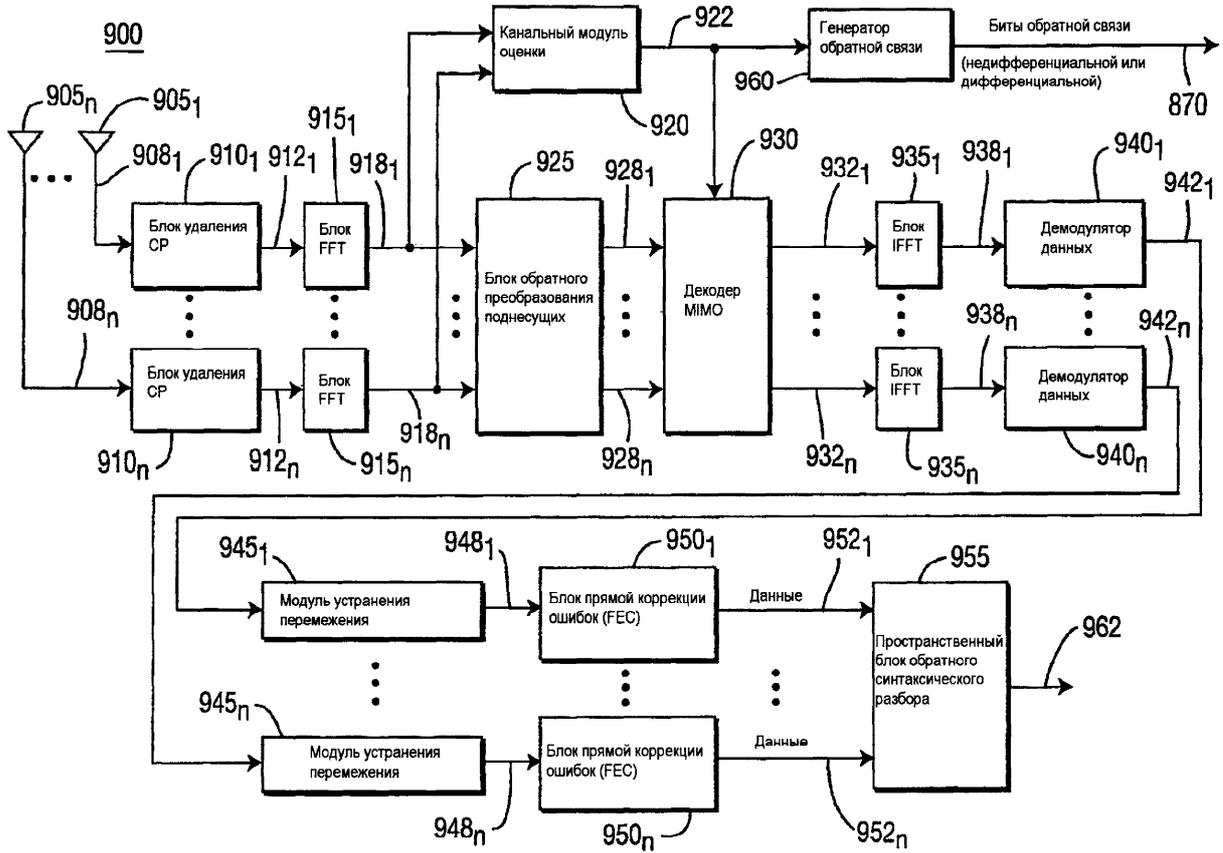
Фиг. 7



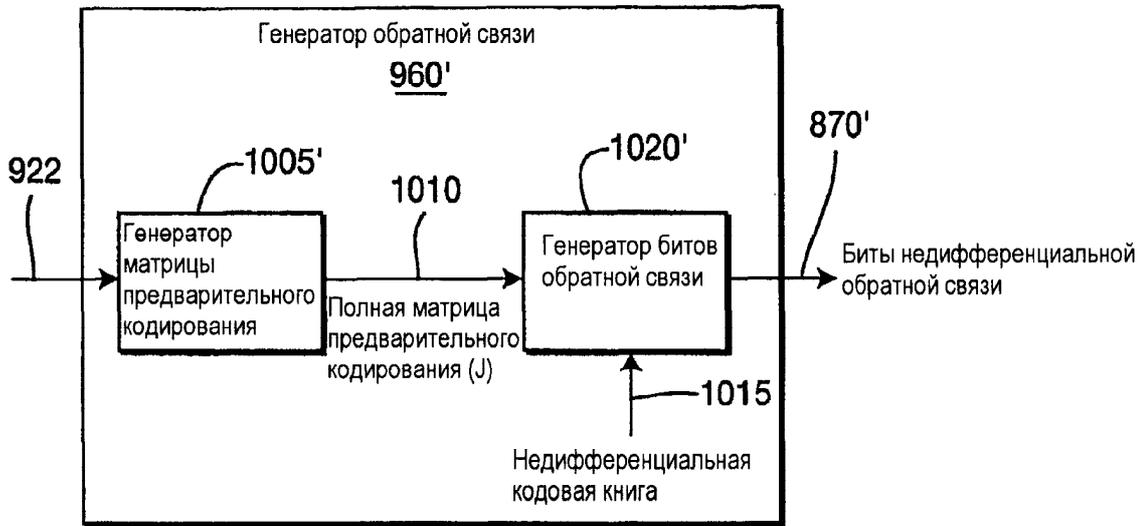
Фиг. 8B



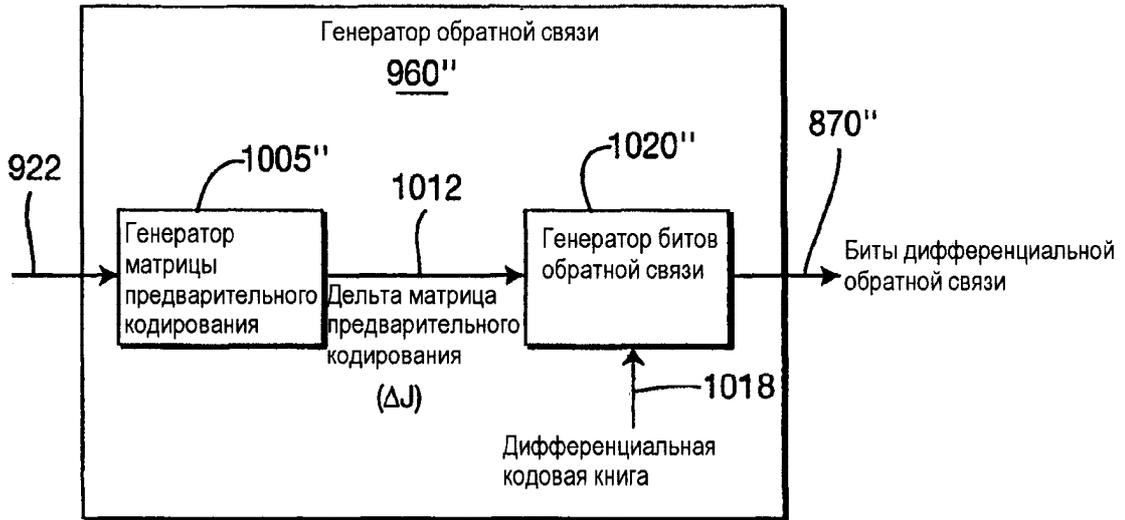
Фиг. 8C



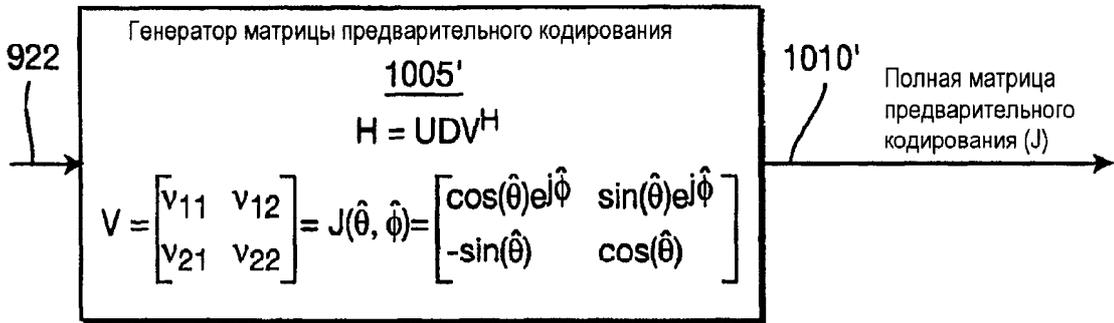
Фиг. 9А



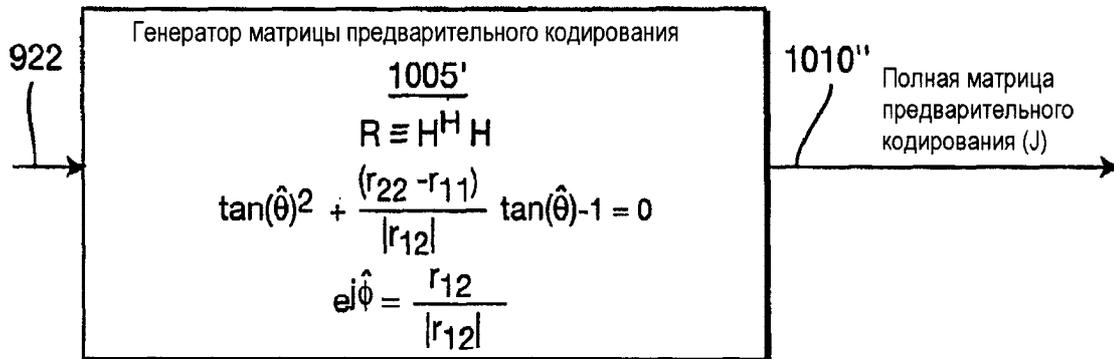
Фиг. 9В



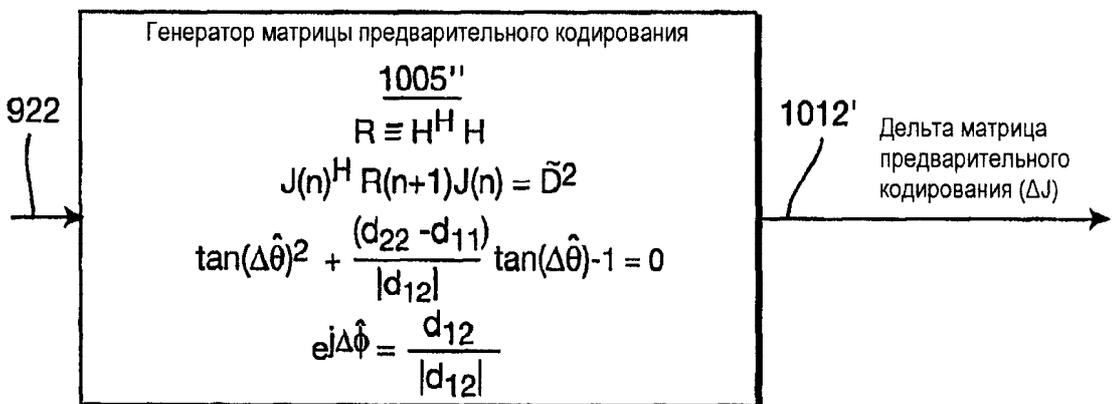
Фиг. 9С



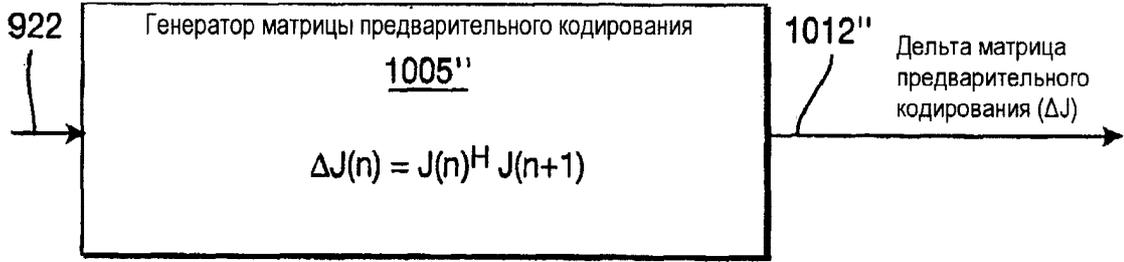
Фиг. 10А



Фиг. 10В

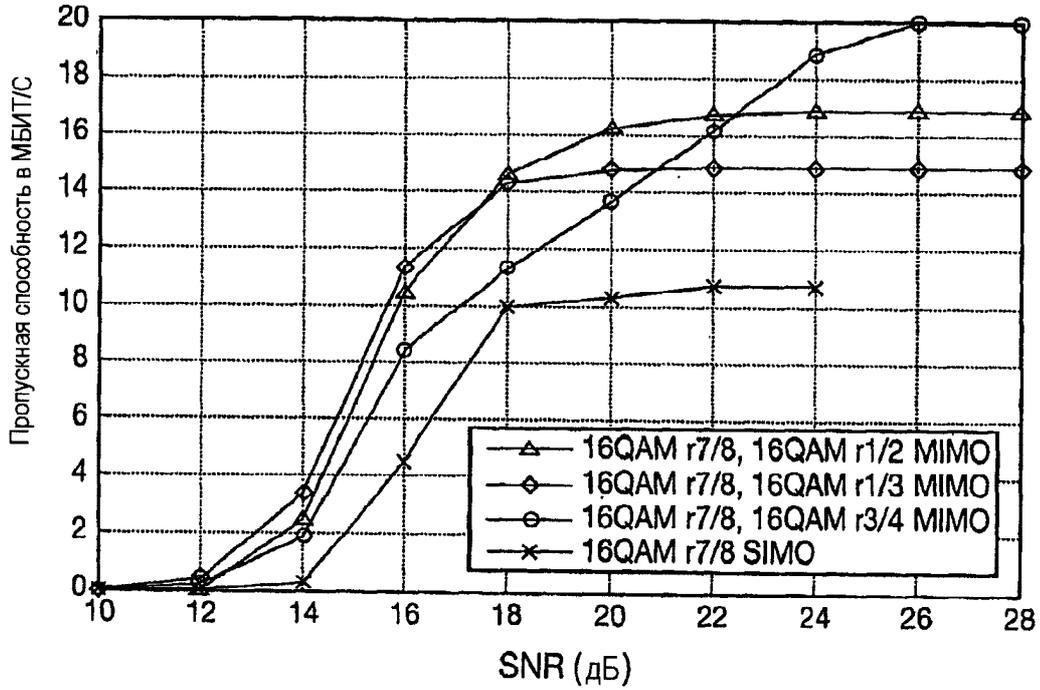


Фиг. 10С



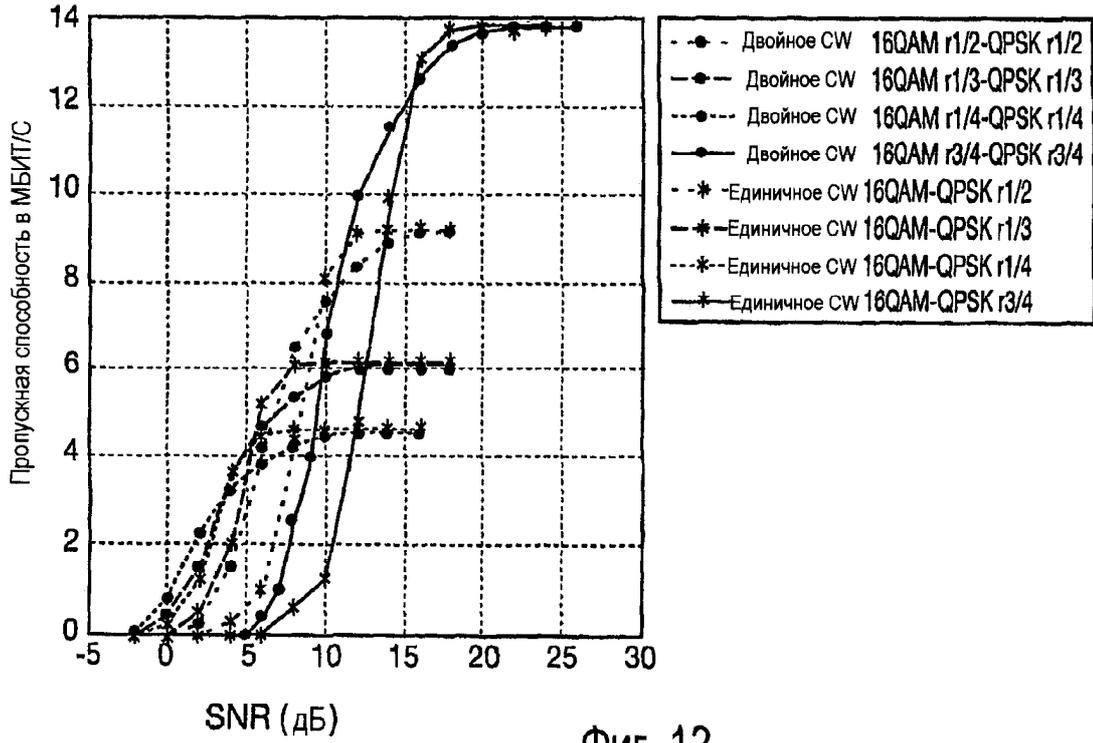
Фиг. 10D

Пропускная способность в высокой области SNR



Фиг. 11

Сравнение пропускной способности единичного кодового слова и двойного кодового слова, канал SCME-C



Фиг. 12