



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК

H04L 27/233 (2020.02)

(21)(22) Заявка: 2017110247, 17.05.2013

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
17.05.2013Дата регистрации:
24.08.2020

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:
18.05.2012 US 13/475,598Номер и дата приоритета первоначальной заявки,
из которой данная заявка выделена:
2014151216 18.05.2012

(43) Дата публикации заявки: 23.01.2019 Бюл. № 3

(45) Опубликовано: 24.08.2020 Бюл. № 24

Адрес для переписки:

101000, Москва, ул. Мясницкая, д. 13, стр. 5,
ООО "Союзпатент"

(72) Автор(ы):

ФОРЕНЦА Антонио (US),
ПИТМЭН Тимоти А. (US),
ДЖИРАСУТАЯСУНТОРН Бенявут (US),
АНДЖЕЕВСКИ Роберт Дж. (US),
ПЕРЛМЭН Стивен Дж. (US)

(73) Патентообладатель(и):

РИАРДЕН, ЛЛК (US)

(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: US 7756222 B2, 13.07.2010. US 2011/
003608 A1, 06.01.2011. RU 2010110620A,
27.09.2011. US 2009/318183 A1, 24.12.2009. US
2007/258531 A1, 08.11.2007.

RU 2730467 C2

RU 2730467 C2

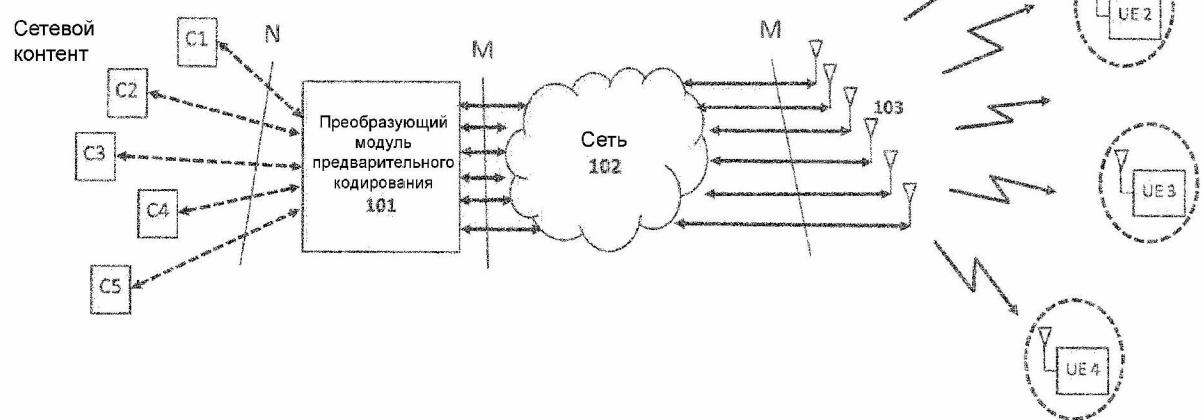
(54) СИСТЕМЫ И СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗНЕСЕНИЯ В
БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ВХОДОМ - РАСПРЕДЕЛЕННЫМ
ВЫХОДОМ

(57) Реферат:

Изобретение относится к беспроводной связи. Техническим результатом является обеспечение значительного прироста производительности в системах DIDO в практических условиях распространения. Описаны система и способ повышения пространственного разнесения каналов в многоантенной системе (MAS) с многопользовательскими (MU) передачами (MU-MAS) путем использования показателей избирательности канала. Предложенный способ включает: связывают с возможностью обмена

информацией один или несколько централизованных блоков с несколькими распределенными приемопередающими станциями или антennами, сеть содержит проводные или беспроводные линии связи или их комбинацию, используют сеть как транспортный канал связи и используют выбор передающей антенны, выбор пользователя или балансировку мощности передачи для улучшения пространственного разнесения канала в MU-MAS. 2 н. и 34 з.п. ф-лы, 53 ил.

R U 2 7 3 0 4 6 7 C 2



ФИГ. 1

R U 2 7 3 0 4 6 7 C 2

R U 2 7 3 0 4 6 7 C 2

RUSSIAN FEDERATION



(19) RU (11)

2 730 467⁽¹³⁾ C2

(51) Int. Cl.
H04L 27/233 (2006.01)

FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(52) CPC
H04L 27/233 (2020.02)

(21)(22) Application: 2017110247, 17.05.2013

(24) Effective date for property rights:
17.05.2013

Registration date:
24.08.2020

Priority:

(30) Convention priority:
18.05.2012 US 13/475,598

Number and date of priority of the initial application,
from which the given application is allocated:
2014151216 18.05.2012

(43) Application published: 23.01.2019 Bull. № 3

(45) Date of publication: 24.08.2020 Bull. № 24

Mail address:

101000, Moskva, ul. Myasnitskaya, d. 13, str. 5,
OOO "Soyuzpatent"

(72) Inventor(s):

FORENTSA Antonio (US),
PITMEN Timoti A. (US),
DZHIRASUTAYASUNTORN Benyavut (US),
ANDZHEEVSKI Robert Dzh. (US),
PERLMEN Stiven Dzh. (US)

(73) Proprietor(s):

RIARDEN, LLK (US)

(54) SYSTEMS AND METHODS FOR INCREASING SPATIAL DIVERSITY IN WIRELESS SYSTEMS WITH DISTRIBUTED INPUT-DISTRIBUTED OUTPUT

(57) Abstract:

FIELD: wireless communication.

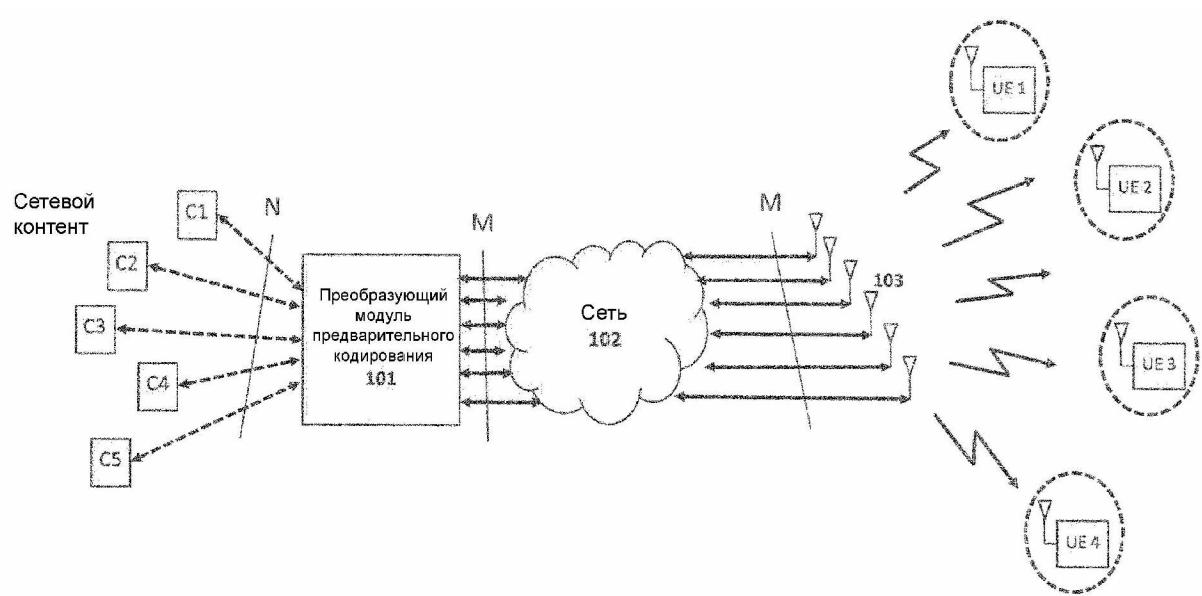
SUBSTANCE: described is a system and a method of increasing spatial diversity of channels in a multi-antenna system (MAS) with multi-user (MU) transmissions (MU-MAS) using channel selectivity parameters. Disclosed method comprises: communicating one or more centralized units with several distributed transceiving stations or antennas, network comprises wired or wireless communication

lines or a combination thereof, using the network as a transport communication channel and using the selection of the transmitting antenna, user selection or transmission power balancing to improve channel spatial diversity in MU-MAS.

EFFECT: technical result is considerable improvement of performance in DIDO systems under practical propagation conditions.

36 cl, 53 dwg

R U 2 7 3 0 4 6 7 C 2



ФИГ. 1

Смежные заявки

Настоящая заявка является частичным продолжением перечисленных ниже заявок на патенты США, находящихся на одновременном рассмотрении, и выданных патентов.

Заявка на патент США № 13/464,648 «Системы и способы компенсации эффектов

- 5 Доплера в системах распределенного входа — распределенного выхода»; заявка на патент США № 12/917,257 «Системы и способы координации передач в распределенных беспроводных системах посредством кластеризации пользователей»; заявка на патент США № 12/802,988 «Управление помехами, стратегия эстафетной передачи, управление мощностью и адаптация линий связи в системах распределенного входа —
10 распределенного выхода (DIDO)»; патент US 8,170,081, выдан 1 мая 2012 г., «Системы и способы оптимизации подавления помех в DIDO, использующие измерения мощности сигнала»; заявка на патент США № 12/802,974 «Системы и способы управления межклUSTERНЫМИ эстафетными передачами клиентов, которые проходят через множество кластеров DIDO»; заявка на патент США № 12/802,989 «Системы и способы управления
15 эстафетными передачами клиентов между различными сетями распределенного входа — распределенного выхода (DIDO), использующие измерение скорости клиента»; заявка на патент США № 12/802,958 «Системы и способы управления мощностью и группировки антенн в сетях распределенного входа — распределенного выхода (DIDO)»; заявка на патент США № 12/802,975 «Системы и способы адаптации линий связи в
20 системах DIDO на нескольких несущих»; заявка на патент США № 12/802,938 «Системы и способы интерполяции предварительного кодирования в системах DIDO на нескольких несущих»; заявка на патент США № 12/630,627 «Системы и способы беспроводной связи с распределенными антеннами»; патент US 7,599,420, выдан 6 октября 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным
25 выходом»; патент US 7,633,994, выдан 15 декабря 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»; патент US 7,636,381, выдан 22 декабря 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»; патент US 8,160,121, выдан 17 апреля 2012 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом —
30 распределенным выходом»; заявка на патент США № 11/256,478 «Системы и способы связи с пространственно-мультиплексированным тропосферным рассеянием», по заявке выдан патент US 7,711,030 от 4 мая 2010 г.; патент US 7,418,053, выдан 26 августа 2008 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом —
распределенным выходом»; заявка на патент США № 10/817,731 «Системы и способы
35 улучшения качества связи посредством волн с почти вертикальным ионосферным отражением (NVIS), использующие пространственно-временное кодирование», по заявке выдан патент US 7,885,354 от 8 февраля 2011 г.

Уровень техники

Многопользовательские беспроводные системы предшествующего уровня техники

- 40 усложняют и накладывают ограничения на беспроводные сети, в результате чего на работу отдельно взятого пользователя (например, в отношении доступной пропускной способности, задержки, предсказуемости, надежности) оказывает влияние факт использования спектра другими пользователями в области покрытия. Учитывая растущий спрос на совокупную ширину полосы в пределах спектра беспроводной связи,
45 совместно используемого множеством пользователей, и увеличивающееся количество приложений, основанных на надежности, предсказуемости и низкой задержке многопользовательской беспроводной сети для конкретного пользователя, очевидно, что многопользовательская технология беспроводной связи предшествующего уровня

техники имеет множество ограничений. Действительно, при ограниченной доступности спектра, пригодного для определенных типов беспроводной связи (например, длины волн, которые могут эффективно проникать через стены здания), беспроводных способов предшествующего уровня техники будет недостаточно для удовлетворения 5 растущего спроса на пропускную способность, которая надежна, предсказуема и обладает низкой задержкой.

Краткое описание чертежей

Файл патента или заявки содержит по меньшей мере один цветной чертеж. Копии настоящего патента или публикации с цветными чертежами предоставляются Бюро по 10 регистрации патентов и торговых марок США по запросу и после уплаты необходимых взносов.

Для наилучшего понимания настоящего изобретения последующее подробное описание необходимо рассматривать в сочетании с описанными ниже чертежами.

На фиг. 1 представлен вариант осуществления многопользовательской (MU) 15 многоантенной системы (MAS), или MU-MAS, которая состоит из преобразующего модуля предварительного кодирования.

На фиг. 2 представлен вариант осуществления, в котором базовые приемопередающие станции (BTS) напрямую подключены к централизованному процессору (CP).

На фиг. 3 представлен вариант осуществления, в котором базовые приемопередающие станции (BTS) подключены через сеть базовых станций.

На фиг. 4 представлен другой вариант осуществления, в котором базовые приемопередающие станции (BTS) подключены через сеть.

На фиг. 5 представлены смоделированные ковариационные матрицы передачи для 25 систем DIDO 6x6 с тремя моделями.

На фиг. 6 представлена интегральная функция распределения (CDF) метрики разнесения, а также частота появления ошибочных символов (SER) в зависимости от отношения «сигнал/шум» (SNR) для трех моделей каналов.

На фиг. 7 представлено примерное распределение базовых приемопередающих 30 станций.

На фиг. 8 представлен показатель пространственной избирательности (SSI) в зависимости от максимальных коэффициентов автокорреляции и взаимной корреляции пространственной ковариационной матрицы.

На фиг. 9 представлены примерные значения SSI для трех моделей каналов.

На фиг. 10 представлено сравнение интегральной функции распределения показателя SSI для трех описанных выше сценариев.

На фиг. 11 показан показатель SNDR клиентских устройств в системе DIDO 2x2 для одномерного набора.

На фиг. 12 показана комбинированная диаграмма для SNDR, TSI и SSI.

На фиг. 13 показаны результаты для второй модели канала, где RX2 перемещается из местоположения с высоким дисбалансом мощности в место с низким дисбалансом.

На фиг. 14 показано, что даже характеристики RX1 (стационарного клиента) улучшаются по мере увеличения SSI.

На фиг. 15 представлен показатель SNDR относительно (a) среднего показателя SSI 45 и (b) среднеквадратичного отклонения SSI.

На фиг. 16 показано, что показатель SNDR уменьшается вместе со среднеквадратичным отклонением TSI из-за глубокого замирания по времени, вызванного перемещениями клиента и эффектом Доплера.

На фиг. 17а представлен график зависимости числа обусловленности CN, определенного уравнением (7), от минимального коэффициента автокорреляции и максимального коэффициента взаимной корреляции, где каждая точка представляет собой данные за период 100 мс.

5 На фиг. 17б показана интегральная функция распределения (CDF) для показателя SSI, который задан числом CN.

На фиг. 18 представлена трехмерная версия ФИГ. 17а.

На фиг. 19 представлено среднее отношение SNDR в зависимости от среднего CN.

10 На фиг. 20 показана производительность систем DIDO различной размерности в н.о.р.-каналах при условии одинаковой мощности передачи на всех антенах.

На фиг. 21 представлены смоделированные характеристики системы DIDO 4x4 в н.о.р.-каналах.

На фиг. 22 представлено усиление SNR в зависимости от усиления метрики разнесения в (9).

15 На фиг. 23 представлены кривые SNDR, SSI (обозначенные как λ_{\min}) и TSI (который представляет собой абсолютное значение комплексного усиления канала от каждого передатчика, обозначенного как TX1, ..., M).

На фиг. 24 представлены результаты, полученные тем же способом, что на фиг. 23, но с использованием двух дополнительных антенн.

20 На фиг. 25–28 показаны смоделированные показатель SER и интегральная функция распределения показателя SSI для систем DIDO 4x2, 6x4, 8x6 и 10x8.

На фиг. 29 представлено среднее отношение SNDR (за период 5 с) относительно среднего SSI.

На фиг. 30 представлены результаты для систем DIDO 4x4 и 6x4.

25 На фиг. 31 представлено среднее отношение SNDR в зависимости от среднеквадратичного отклонения TSI для систем DIDO 2x4 и 4x2.

На фиг. 32 представлены результаты для систем DIDO 4x4 и 6x4.

На фиг. 33 представлено сравнение интегральной функции распределения текущего SSI для четырех систем DIDO.

30 На фиг. 34 представлены результаты отдельного набора измерений данных за период приблизительно 20 с.

На фиг. 35 представлен вариант осуществления, в котором целевое значение SSI повышают до -15 дБ, в результате чего показатель SER улучшается.

35 На фиг. 36 представлены улучшения, полученные путем повышения целевого значения SSI.

На фиг. 37 представлен примерный сценарий, в котором множество пользовательских устройств (UE) сгруппированы вокруг одной BTS.

На фиг. 38 представлены характеристики SER систем DIDO различного порядка для различных значений максимального коэффициента автокорреляции.

40 На фиг. 39 представлена функция CDF показателя SSI для различных значений максимума автокорреляции.

На фиг. 40 представлен вариант осуществления способа балансировки мощности передачи по всем BTS в системе MU-MAS или DIDO.

На фиг. 41 представлен другой вариант осуществления способа балансировки мощности передачи по всем BTS в системе MU-MAS или DIDO.

На фиг. 42 представлена реализация способов балансировки мощности передачи в реальных условиях распространения вне помещений.

На фиг. 43 представлено распределение числа обусловленности с дисбалансом

мощности и без него.

На фиг. 44–46 представлены кривые каналов (SNDR, SSI и TSI) для трех различных случаев: i) система DIDO 2x2 без применения способа балансировки мощности передачи; ii) система DIDO 2x2 с применением способа балансировки мощности передачи; iii)

5 система DIDO 4x2 с применением способа балансировки мощности передачи в сочетании со способом выбора антенны.

На фиг. 47 представлен сценарий, в котором источником дисбаланса мощности передачи является определенная BTS.

10 На фиг. 48 представлено распределение числа обусловленности с дисбалансом мощности и без него.

На фиг. 49–51 изображены кривые каналов для различных алгоритмов.

На фиг. 52 представлена частота SER и функция CDF показателя SSI для систем DIDO с 4 клиентами.

15 На фиг. 53 представлена статистика по BTS, которые были выбраны для передачи и соответствующего использования.

Подробное описание

Одним из решений по преодолению многих из упомянутых выше ограничений предшествующего уровня техники является вариант осуществления технологии распределенного входа — распределенного выхода (DIDO). Технология DIDO описана

20 в следующих патентах и патентных заявках, которые все переустановлены правопреемнику настоящего патента и включены сюда посредством ссылки: Эти патенты и заявки все вместе иногда упоминаются в настоящем документе как «смежные патенты и заявки»:

заявка на патент США № 13/464,648 «Системы и способы компенсации эффектов Доплера в системах распределенного входа — распределенного выхода»;

25 заявка на патент США № 12/917,257 «Системы и способы координации передач в распределенных беспроводных системах посредством кластеризации пользователей»;

заявка на патент США № 12/802,988 «Управление помехами, стратегия эстафетной передачи, управление мощностью и адаптация линий связи в системах связи распределенного входа — распределенного выхода (DIDO)»;

30 заявка на патент США 8,170,081, выданная 1 мая 2012 г., «Системы и способы оптимизации подавления помех в DIDO, использующие измерения мощности сигнала»;

заявка на патент США № 12/802,974 «Системы и способы управления межклUSTERНЫМИ эстафетными передачами клиентов, которые проходят через множество кластеров DIDO»;

35 заявка на патент США № 12/802,989 «Системы и способы управления эстафетными передачами клиентов между различными сетями распределенного входа — распределенного выхода (DIDO), использующие измерение скорости клиента»;

заявка на патент США № 12/802,958 «Системы и способы управления мощностью и группировкой антенн в сетях распределенного входа — распределенного выхода (DIDO)»;

40 заявка на патент США № 12/802,975 «Системы и способы адаптации линий связи в системах DIDO на нескольких несущих»;

заявка на патент США № 12/802,938 «Системы и способы интерполяции предварительного кодирования в системах DIDO на нескольких несущих»;

45 заявка на патент США № 12/630,627 «Системы и способы беспроводной связи с распределенными антеннами»;

патент US № 7,599,420, выдан 6 октября 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»;

патент US № 7,633,994, выдан 15 декабря 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»;

патент US № 7,636,381, выдан 22 декабря 2009 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»;

5 патент US № 8,160,121, выдан 17 апреля 2012 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»;

заявка на патент США № 11/256,478 «Системы и способы связи с пространственно-мультиплексированным тропосферным рассеянием»;

10 патент US № 7,418,053, выдан 26 августа 2008 г., «Системы и способы беспроводной связи с распределенным входом — распределенным выходом»;

заявка на патент США № 10/817,731 «Системы и способы для улучшения качества связи посредством волн с почти вертикальным ионосферным отражением (NVIS), использующие пространственно-временное кодирование».

В целях уменьшения размера и сложности настоящей патентной заявки некоторые 15 смежные патенты и заявки не раскрываются здесь в явном виде. Для получения подробного описания соответствующих изобретений обратитесь к смежным патентам и заявкам.

1. Системная модель

Ниже представлена многопользовательская (MU) многоантенная система (MAS), 20 или MU-MAS, которая состоит из преобразующего модуля 101 предварительного кодирования, сети 102 и M приемопередающих станций 103, которые по беспроводной связи соединяются с N клиентскими устройствами UE1—UE4, как показано на фиг. 1. Преобразующий модуль 101 предварительного кодирования получает N потоков информации с различным сетевым контентом, предназначенным для клиентских 25 устройств (например, видео, веб-страницы, видеоигры, текст, голосовые сообщения и т.д., направленные с веб-серверов или других сетевых источников C1—C5). В дальнейшем под термином «поток информации» подразумевается любой поток данных, передаваемых по сети, содержащий информацию, которую можно демодулировать или декодировать как отдельный поток в соответствии с определенной схемой или 30 протоколом модуляции либо кодирования для формирования определенного голосового или видео контента, а также контента с данными. В одном варианте осуществления поток информации представляет собой последовательность битов, содержащую сетевой контент, которую можно демодулировать или декодировать как отдельный поток. В одном варианте осуществления сетевой контент передается в преобразующий 35 модуль 101 предварительного кодирования по сети. Технология сетевого доступа может быть любой, в том числе проводной и беспроводной. Кроме того, сеть может быть локальной (например, LAN, WLAN и т.д.), глобальной, сетью Интернет или любой их комбинацией.

В одном варианте осуществления преобразующий модуль 101 предварительного 40 кодирования обрабатывает информацию о состоянии канала (CSI) для каждого канала связи, установленного с каждым клиентским устройством UE1—UE4 для преобразования предварительного кодирования. В другом варианте осуществления информация о качестве канала (например, соотношение сигнал/шум и т.д.) или статистическая информация о канале (например, пространственная ковариационная матрица и т.д.) 45 используются для расчета преобразования предварительного кодирования.

Преобразование предварительного кодирования может быть линейным (например, обнуление незначащих коэффициентов [1], блочная диагонализация [2], обращение матрицы и т.д.) либо нелинейным (например, кодирование dirty-paper coding [3—5] или

предкодирование Томлинсона–Харашимы [6–7]).

В одном варианте осуществления преобразующий модуль 101 предварительного кодирования использует преобразование предварительного кодирования для объединения (в соответствии с определенным алгоритмом) N потоков информации из

- 5 сетевого контента $C1–C5$ в M потоков битов. В дальнейшем под термином «поток битов» подразумевается любая последовательность битов, которая необязательно содержит полезные биты данных и которую по этой причине нельзя демодулировать или декодировать как отдельный поток для восстановления сетевого контента. В одном варианте осуществления изобретения поток битов представляет собой сложный сигнал
- 10 основной полосы частот, который формируется преобразующим модулем предварительного кодирования и квантуется заданным числом битов для передачи на одну из M приемопередающих станций 103. В одном варианте осуществления M потоков битов передаются с преобразующего модуля предварительного кодирования на M приемопередающих станций 103 по сети 102 (которая может быть проводной или
- 15 беспроводной, сетью Интернет, глобальной или локальной сетью, а также любой их комбинацией).

И наконец, M приемопередающих станций 103 направляют потоки битов на клиентские устройства UE1–UE4, которые восстанавливают потоки информации и демодулируют сетевой контент. Следует отметить, что число клиентов K в системе

- 20 может быть любым. Например, если $K > M$ дополнительные клиенты ($K–M$) мультиплексируются с помощью различных способов, описанных в смежных патентах и заявках и в предшествующем уровне техники (например, TDMA, FDMA, OFDM, CDMA и т.д.). Также если $K \leq M$, но $K < N$, некоторым клиентским устройствам доступно больше одного потока информации. Такие клиентские устройства могут демодулировать
- 25 множество потоков информации с помощью существующих способов MIMO или DIDO, если они оснащены множеством антенн.

Одной из важных особенностей настоящего изобретения является то, что MU-MAS так преобразует потоки информации в потоки битов, передаваемых по сети на приемопередающие станции 103, что клиентские устройства UE1–UE4 могут

- 30 восстановить поток информации при одновременном приеме потоков битов от всех приемопередающих станций. Заметим, что, в отличие от предшествующего уровня техники, M потоков битов, переданных через сеть, являются комбинациями некоторых или всех N потоков информации. По этой причине, если клиентское устройство должно было принять поток битов только от одной из M приемопередающих станций (даже
- 35 при условии хорошего качества связи и высокого показателя SNR от этой станции к клиенту), то такая информация была бы совершенно бесполезной и восстановить исходный сетевой контент было бы невозможно. Каждое клиентское устройство может восстанавливать потоки информации и демодулировать сетевой контент $C1–C5$, только принимая потоки битов от всех M приемопередающих станций или их подмножества.

- 40 В одном варианте осуществления данного изобретения MU-MAS представляет собой систему распределенного входа — распределенного выхода (DIDO), которая состоит из централизованного процессора (CP) 201, базовых приемопередающих станций (BTS) 203 и пользовательского оборудования (UE) UE1–UE4, как показано на фиг. 2 и описано в смежных патентах и заявках, ссылки на которые приведены выше. BTS могут быть
- 45 подключены к CP 201 либо напрямую, как на фиг. 2, либо через сеть базовых станций (BSN) 301, как изображено на фиг. 3. В другом варианте осуществления, как показано на фиг. 4, сетевой контент $C1–C5$ и станции BTS 203 связываются с CP 201 через одну и ту же сеть 401, которая может быть локальной, глобальной и/или сетью Интернет.

Для того чтобы клиентские устройства могли достоверно восстанавливать сетевой контент из полученных потоков информации, беспроводной канал должен иметь достаточное число степеней свободы или, что тождественно, высокое пространственное разнесение. Пространственное разнесение зависит от распределения в пространстве приемопередающих станций 203 и клиентских устройств UE1–UE4, а также пространственного распределения многолучевого распространения в среде (или углового разброса канала). Ниже представлены различные метрики для оценки пространственного разнесения беспроводного канала, которые будут использованы в способах и методах, описанных далее в настоящей заявке.

10 2. Метрики разнесения и модели каналов

Принятый целевым клиентом k сигнал имеет вид

$$r_k = H_k W_k s_k + H_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^K W_u s_u + n_k \quad (1)$$

где $k = 1, \dots, K$, а K — число клиентов. Кроме того, $r_k \in \mathbb{C}^{RxM}$ представляет собой вектор, содержащий потоки приема данных на клиенте k , где M — число передающих антенн DIDO и R — число приемных антенн на клиентских устройствах; $s_k \in \mathbb{C}^{Nx1}$ представляет собой вектор потоков передачи данных до клиента k в главном кластере DIDO; $s_u \in \mathbb{C}^{Nx1}$ — вектор потоков передачи данных для клиента u в главном кластере DIDO; $n_k \in \mathbb{C}^{Nx1}$ — вектор аддитивного белого гауссова шума (AWGN) в R приемных антенных клиента k ; $H_k \in \mathbb{C}^{RxM}$ — канальная матрица DIDO от M передающих антенн DIDO к R приемным антенам на клиенте k ; $W_k \in \mathbb{C}^{MxR}$ — матрица весов

предварительного кодирования DIDO для клиента k в главном кластере DIDO; $W_u \in \mathbb{C}^{MxR}$ — матрица весов предварительного кодирования DIDO для клиента u в главном кластере DIDO.

Для того чтобы упростить условные обозначения без потери общности, предполагаем, что все клиенты снабжены R приемными антennами и имеется M распределенных антенн DIDO с $M \geq (R \cdot K)$. Если M больше общего числа приемных антенн, используются дополнительные передающие антенны, чтобы предварительно устранить помехи целевым клиентам или улучшить устойчивость линии связи для клиентов в пределах того же самого кластера через схемы разнесения, описанные в смежных патентах и заявках, в том числе, в патентах 7,599,420; 7,633,994; 7,636,381 и заявке № 12/143,503.

Веса предварительного кодирования DIDO вычисляются, чтобы предварительно устранить межклиентские помехи. Например, предварительное кодирование с блочной диагонализацией (BD), описанное в смежных патентах и заявках, в том числе в патентах 7,599,420; 7,633,994; 7,636,381 и заявке № 12/143,503 и [2], может использоваться для удаления межклиентских помех, так что в основном кластере удовлетворяется следующее условие:

$$H_k W_u = 0^{RxR}; \forall u = 1, \dots, K; \text{ with } u \neq k. \text{ где } H_k W_u = 0^{RxR}; \forall u = 1, \dots, K; \text{ with } u \neq k. \quad (2)$$

Подставляя условия (2) в (1), получаем принятые потоки данных для целевого клиента k , в которых межклиентские помехи удалены.

$$r_k = H_k W_k s_k + n_k. \quad (3)$$

Эффективная канальная матрица для пользователя к определяется следующим образом:

$$\tilde{H}_k = H_k W_k. \quad (4)$$

Один из вариантов осуществления настоящего изобретения определяет метрику разнесения как минимум по всем клиентам минимальных значений сингулярных чисел эффективной канальной матрицы в (4):

$$\lambda_{\min.} = \min_{k=1, \dots, K} \lambda_{\min.}^{(k)}(\tilde{H}_k). \quad (5)$$

Другой вариант осуществления использует минимальное или максимальное

сингулярное значение или число обусловленности составной канальной матрицы DIDO, полученной путем прикрепления матриц каналов от каждого клиента:

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} H_1 \\ \vdots \\ H_K \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Число обусловленности (CN) задается как соотношение между максимальным и минимальным значениями сингулярного числа составной канальной матрицы DIDO:

$$CN = \frac{\lambda_{\max.}(\bar{H})}{\lambda_{\min.}(\bar{H})}. \quad (7)$$

Далее определяем различные модели каналов, которые будут использованы для моделирования работы системы и способов, описанных в настоящей заявке, в реальных условиях распространения. Берем известную структуру Кронекера [8, 9] и формируем пространственную ковариационную матрицу с элементами взаимной корреляции

$r_{i,j} = \rho_c^{|i-j|}$, где i, j , и элементами автокорреляции, которые задаются выражением

$$r_{i,i} = \{ \quad i = 1. \quad (8)$$

Преимущество модели (8) заключается в том, что она позволяет записать диагональные элементы пространственной ковариационной матрицы в виде функции с единственным параметром ρ_a .

Определяем три различные модели канала для пространственной ковариационной матрицы передачи: i) «н.о.р.-модель», где $\rho_c = 0,00001$, $\rho_a = 1$, которая аппроксимирует независимые одинаково распределенные модели; ii) «модель с высокой взаимной корреляцией», где $\rho_c = 0,8$, $\rho_a = 1$, для моделирования беспроводных систем, в которых

антенны имеют одинаковую мощность передачи и расположены на близком расстоянии друг от друга (например, патологический случай в системах ММО), что дает высокие коэффициенты взаимной корреляции; iii) «модель с высокой автокорреляцией», где $\rho_c = 0,00001$, $\rho_a = 5,9$, для моделирования беспроводных систем, в которых антенны

распределены на большой площади с низкой пространственной корреляцией, причем одна из антенн подавляет остальные ввиду близкого расположения к клиентам (например, патологический случай в системах DIDO). Смоделированные ковариационные матрицы передачи для систем DIDO 6x6 с тремя этими моделями показаны на фиг. 5. Во всех результатах ниже предполагается, что ковариационная матрица приема является единичной, поскольку клиенты предположительно расположены на большой площади на расстоянии нескольких длин волн друг от друга.

На фиг. 6 показана интегральная функция распределения (CDF) метрики разнесения (т.е. минимальное значение сингулярного числа), а также частота появления ошибочных символов (SER) в зависимости от отношения сигнал/шум (SNR) для трех моделей

каналов, описанных выше. Как видно, частота появления ошибочных символов (SER) в «модели с высокой взаимной корреляцией» и «модели с высокой автокорреляцией» снижается из-за недостаточного пространственного разнесения. В «модели с высокой взаимной корреляцией» недостаточность разнесения связана с высокой

- 5 пространственной корреляцией между передающими антеннами антенной решетки MIMO. В «модели с высокой автокорреляцией» снижение разнесения объясняется дисбалансом мощности передачи между антеннами. Один из способов улучшить пространственное разнесение в «модели с высокой взаимной корреляцией» — расположить антенны далеко друг от друга, что может быть недопустимо в системах
- 10 MIMO на практике. В «модели с высокой автокорреляцией» разнесение можно улучшить путем балансировки мощности распределенных антенн, как описано ниже в настоящей заявке.

Мы собрали метрики разнесения в системах Dido для различных условий распространения. В рамках эксперимента были использованы BTS Dido, установленные 15 в различных зданиях в центре Пало-Альто, как показано на фиг. 7. Мы начали с измерения «показателя пространственной избирательности» (SSI) в (5) для систем Dido 2x2 в различных сценариях распространения и с различными комбинациями BTS и получили расположение антенн вокруг центра города Пало-Альто.

На фиг. 8 представлен показатель пространственной избирательности (SSI) в 20 зависимости от максимальных коэффициентов автокорреляции и взаимной корреляции пространственной ковариационной матрицы. Каждая точка получается усреднением пространственной ковариационной матрицы за период 5 секунд, что достаточно для того, чтобы свести на нет эффект замирания на скорости, полученной 25 экспериментальным путем (т.е. для стационарных клиентов, а также клиентов, которые перемещаются со скоростью 3 мили/ч). Как видно, наибольшие значения SSI (которые указывают на высокую пространственную избирательность канала) возникают, когда максимальная взаимная корреляция равна 0 (т.е. при низкой пространственной корреляции между передающими антеннами из-за большого физического расстояния между антеннами или высокого углового разброса канала) и максимальная 30 автокорреляция равна 1 (т.е. при хорошем балансе мощности среди передающих антенн). Любой сценарий, который отклоняется от этих двух случаев, дает низкие значения SSI и низкое пространственное разнесение.

На фиг. 9 представлены примерные значения SSI для трех моделей каналов. Случай «н.о.р.» на фиг. 9а показывает сценарий, где BTS Dido физически далеко расположены 35 друг от друга; случай «высокой взаимной корреляции» получен путем расположения передающих антенн на расстоянии одной длины волны друг от друга, при этом клиенты могли свободно перемещаться в зоне покрытия; случай «высокой автокорреляции» получен путем размещения всех клиентов в непосредственной близости от антенн 10 на фиг. 7 таким образом, что она пересиливает остальные передатчики. Розовая область 40 на каждом графике указывает на средние коэффициенты взаимной корреляции и автокорреляции. На фиг. 9б средняя взаимная корреляция повышается относительно фиг. 9а из-за малого расстояния между антеннами, а средняя автокорреляция снижается ввиду балансировки мощности передачи. Напротив, на фиг. 9с средняя взаимная корреляция повышается из-за дисбаланса мощности передачи, а средняя автокорреляция 45 снижается из-за большого расстояния между антеннами BTS.

На фиг. 10 представлено сравнение интегральной функции распределения (CDF) показателя SSI для трех описанных выше сценариев. Как видно, случай н.о.р. демонстрирует наилучшие характеристики относительно двух других режимов канала.

Далее анализируем, как отношение «сигнал-шум-плюс-искажение» (SNDR) и показатель SER систем DIDO изменяются в зависимости от пространственных и временных изменений. Пространственные вариации рассчитываются с помощью заданного выше показателя SSI. Временные вариации рассчитываются с помощью «показателя временной избирательности» (TSI). Один из вариантов осуществления изобретения определяет показатель TSI как абсолютное значение суммы комплексного усиления канала некоторых или всех антенн в системе DIDO. В качестве показателя TSI также можно использовать любые другие метрики отслеживания изменений канала, а также скорость или продолжительность глубокого замирания. В верхнем ряду на 5 фиг. 11 представлен показатель SNDR для обоих клиентских устройств в системе DIDO 2x2 для одномерного набора. На графиках во втором ряду представлен показатель TSI: как видно, кривая TSI клиента 1 плоская, потому что он находится в стационарном положении, а кривая TSI клиента 2 со временем затухает из-за подвижности клиента. В третьем ряду представлен показатель SSI, а также коэффициенты автокорреляции 10 15 для каждого из двух передатчиков. Заметим, что при приближении коэффициентов автокорреляции к 1, SSI возрастает.

На фиг. 12 описанные выше результаты представлены на общем графике. Для первого получателя (т.е., RX1) кривая SNDR затухает, даже если клиент находится в неподвижном состоянии и кривая TSI плоская. Действительно, из-за подвижности RX2 20 показатель SSI изменяется с течением времени, и эти изменения дают затухания SNDR и для RX1. Кроме того, заметим, что SSI на TSI может затухать независимо. В действительности, затухания TSI свидетельствуют о плохом качестве сигнала с обоих передатчиков из-за гасящей интерференции многолучевого распространения, однако канал DIDO все еще может иметь достаточно пространственных степеней свободы (т.е., 25 большой SSI) для поддержки множества пространственных потоков данных.

Альтернативно затухания SSI указывают на то, что канальная матрица DIDO является вырожденной и не может поддерживать множество параллельных потоков данных, однако качество сигнала от всех передающих антенн все еще может быть хорошим, что дает большое значение TSI. В настоящем изобретении показатели TSI, SSI или 30 комбинация из двух метрик используются, чтобы оценивать разнесение канала и настраивать параметры системы для повышения разнесения.

SSI можно применять для измерения и прогнозирования областей когерентности в системах DIDO. Например, один из вариантов осуществления настоящего изобретения измеряет значение SSI, отслеживает его с течением времени и прогнозирует его будущее 35 поведение. На основании этого прогноза он адаптирует параметры передачи и приема системы (например, число BTS для передачи потоков данных или число клиентских устройств для их приема).

На фиг. 13 показаны результаты для второй модели канала, где RX2 перемещается из местоположения с высоким дисбалансом мощности в место с низким дисбалансом.

40 В результате этого изменения улучшается показатель SSI. На фиг. 14 изображены сводные данные по тому же сценарию измерений. Заметим, что даже характеристики RX1 (стационарного клиента) улучшаются по мере увеличения SSI.

Мы сравнили характеристики SNDR и SSI в большом наборе условий распространения. На фиг. 15 изображен показатель SNDR относительно а) среднего 45 SSI и б) среднеквадратичного отклонения SSI. Каждая точка представляет собой одно измерение, собранное в течение 5 секунд. Красная сплошная линия представляет линейную регрессию всех точек измерения, где максимальные и минимальные 10% измерений удалены из расчета. Заметим, что на фиг. 15а среднее отношение SNDR

увеличивается в зависимости от среднего SSI из-за большого пространственного разнесения, доступного в беспроводном канале. Например, сценарии, характеризующиеся большим дисбалансом мощности, дают низкий средний SSI, что приводит к низкому SNDR. Кроме того, на фиг. 15b среднее отношение SNDR

5 уменьшается в зависимости от среднеквадратичного отклонения SSI из-за частых глубоких замираний SSI, связанных с подвижностью клиента. Следует отметить, что в практических системах среднее и среднеквадратичное отклонения SSI могут быть вычислены с помощью методов скользящего среднего или методов, построенных на факторе забывания для эффективного использования памяти и снижения вычислительной 10 сложности.

На фиг. 16 представлены аналогичные результаты для временных изменений канала. SNDR уменьшается вместе со среднеквадратичным отклонением TSI из-за глубокого замирания по времени, вызванного перемещениями клиента и эффектом Доплера.

Другой вариант осуществления настоящего изобретения в качестве показателя SSI 15 использует число обусловленности (CN). Число обусловленности CN, определенное уравнением (7), построено в зависимости от минимального коэффициента автокорреляции и максимального коэффициента взаимной корреляции на фиг. 17b, где каждая точка представляет собой данные за период 100 мс. В противоположность минимальному значению сингулярного числа эффективной канальной матрицы, более 20 низкое число CN указывает на каналы с высоким пространственным разнесением. На фиг. 17a показана функция интегрального распределения CDF для показателя SSI, который задан числом CN. На фиг. 18 изображена трехмерная версия фиг. 17a.

На фиг. 19 представлена зависимость среднего SNDR от среднего CN. Каждая точка 25 представляет усредненные данные за 20 с. Заметим, что SNDR убывает по мере роста значений среднего CN.

3. Способы выбора передающей антенны

Один из способов увеличения числа пространственных степеней свободы в беспроводной линии связи заключается в добавлении количества передающих антенн, большего чем число клиентов в системе, и выборе одной антенны, которая 30 удовлетворяет определенному целевому показателю SSI. Этот алгоритм известен как выбор передающих антенн, что описано в [10] и предшествующей заявке на патент США 7,636,381. В одном варианте осуществления сначала идентифицируют все возможные комбинации подмножеств передающих антенн. Затем для каждого набора антенн вычисляют SSI. И наконец, набор, который дает максимальную метрику 35 разнесения или максимальный SSI, выбирают в качестве оптимального подмножества передающих антенн.

На фиг. 20 показана производительность систем DIDO различной размерности в н.о.р.-каналах при условии одинаковой мощности передачи на всех антенных. Показатель SSI снижается при увеличении числа передающих антенн по мере того, как функция 40 CDF смещается влево от 2x2 до 8x8, однако показатели SER аналогичны для систем DIDO любого порядка.

На фиг. 21 представлены смоделированные характеристики системы DIDO 4x4 в н.о.р.-каналах. Выбор антенн обеспечивает значительное усиление SNR в зависимости от целевого SER. Например, при значении целевого SER в 1% добавление двух 45 дополнительных антенн дает усиление в 12 дБ, а при значении в 0,1% усиление возрастает до 18 дБ. Также на фиг. 21b показано, что выбор антенн улучшает функцию CDF для SSI благодаря улучшенному пространственному разнесению. Следует отметить, что на фиг. 21 построен максимум (по всем возможным подмножествам

передающих антенн) минимального значения сингулярного числа эффективной канальной матрицы. Определим среднее значение функции CDF на фиг. 21b в децибелах как

$$D_{dB} = 20 \log_{10}(E\{\max(\lambda_{min.})\}) \quad (9)$$

На фиг. 22 представлено усиление SNR в зависимости от усиления метрики разнесения в (9). Значения в таблице а) получают из смоделированного показателя SER на фиг. 21a. Заметим, что на фиг. 22b отношение между двумя усилениями близко к линейному. В одном варианте осуществления настоящего изобретения средний показатель SSI

используется для принятия решения о применении алгоритма выбора. В

действительности алгоритмы выбора антенн требуют дополнительной вычислительной сложности, поскольку значения SSI необходимо рассчитать по всем подмножествам антенн. Понимание того, для каких режимов работы канала действительно необходим алгоритм выбора антennы, позволяет при необходимости отключить алгоритм, тем самым улучшая вычислительную сложность системы. Например, если средний SSI выше

определенного порогового значения, вызывать алгоритм выбора антennы нет необходимости и для передачи используют фиксированное количество антенн. Если средний SSI уменьшается (например, из-за подвижности клиента), алгоритм вызовет алгоритм выбора антennы таким образом, что для передачи по беспроводной линии связи будет выбрано наилучшее подмножество антенн.

Пороговое значение SSI может быть предварительно рассчитано на основе анализа экспериментальных данных из практических измерений. Например, на фиг. 23 представлены кривые SNDR, SSI (обозначенные как $\lambda_{min.}$) и TSI (который представляет собой абсолютное значение суммарного усиления канала от каждого передатчика, обозначенных как TX1, ..., M). Заметим, что из значений TSI намеренно вычтены 20 dB,

чтобы все кривые были расположены на одном графике и не накладывались друг на друга. В данном эксперименте первый клиент RX1 — стационарный, в то время как второй RX2 — подвижен. Заметим, что даже для стационарного клиента кривая SNDR меняется с течением времени из-за замираний в кривой SSI. В частности, каждый раз, когда SSI падает ниже -10 dB, SNDR претерпевает глубокие замирания. Пороговое

значение SSI задаем равным -10 dB. Настоящее изобретение не ограничено данным значением SSI, и на основе различных критериев эффективности могут быть выбраны другие значения. Для подвижного клиента глубокие замирания вызваны либо замираниями SSI, либо замираниями TSI. Как уже было отмечено выше, два этих типа замираний некоррелированы и могут происходить в разное время.

На фиг. 24 представлены результаты, полученные тем же способом, что на фиг. 23, но с использованием двух дополнительных антенн. Заметим, что кривая SNDR не совпадает с кривой на фиг. 24, потому что текущий канал изменяется от одного эксперимента к другому за счет эффектов быстрых замираний. Заметим, что путем

дополнения двух дополнительных антенн и использования алгоритма выбора передающей антennы можно избавиться от глубоких замираний в кривой SSI и повысить характеристики SNDR для обоих клиентов. На фиг. 24a показано, что стационарный клиент не подвержен каким-либо глубоким замираниям SNDR. На фиг. 24a показано, что замирания SNDR подвижного клиента связаны только с TSI, в то время как замирания SSI полностью устранены.

Один из вариантов осуществления настоящего изобретения сканирует подмножества доступных передающих антенн до тех пор, пока не будет найдено первое подмножество, которое обеспечивает значение SSI выше заданного порога. Как только это подмножество найдено, поиск прекращается, что в результате снижает вычислительную

сложность алгоритма.

Как видно на фиг. 23 и 24, SSI демонстрирует упорядоченное поведение с периодами глубоких замираний, которые следуют за периодами высоких усилений. Эту временную корреляцию между последовательными образцами SSI можно использовать для

5 уменьшения сложности алгоритма выбора подмножества антенн. В одном варианте осуществления то же подмножество антенн сохраняется до тех пор, пока SSI не пройдет глубокие замирания и его значение не опустится ниже заданного порогового значения. В другом варианте осуществления система отслеживает статистику подмножества антенн, которые были выбраны ранее, и выбирает их для будущих передач.

10 Еще один способ снижения вычислительной сложности системы заключается в уменьшении количества перебираемых комбинаций передающих антенн при помощи способа выбора антенн. На фиг. 25–28 показаны смоделированные характеристики SER и функция CDF для показателя SSI для систем DIDO 4x2, 6x4, 8x6 и 10x8. Все эти системы используют число антенн, которое на две единицы превышает число клиентов.

15 Представлены характеристики для различных значений N количества подмножеств антенн. Заметим, что для системы DIDO любого порядка достаточно 10 или менее подмножеств передающих антенн, чтобы получить близкие значения SER той же системы, но использующей все возможные комбинации подмножеств антенн.

Уменьшение числа подмножеств антенн может дать значительное снижение сложности 20 вычислений, поскольку SSI не нужно рассчитывать по всем подмножествам. В одном из вариантов осуществления настоящего изобретения выбирают ограниченное число подмножеств, чтобы снизить вычислительную сложность системы и сохранить при этом характеристики системы близкими к идеальным.

Один из вариантов осуществления настоящего изобретения использует комбинацию 25 SSI и TSI для выбора оптимального подмножества антенн. Например, выбирают подмножество антенн, которое обеспечивает максимальные значения SSI и TSI. Другой вариант осуществления определяет первый этап отбора, который определяет все подмножества антенн, обеспечивающие SSI выше заданного порогового значения. Затем на втором этапе отбора выбирают подмножество, которое дает наибольшее 30 значение TSI. Альтернативно задают другое пороговое значение для TSI и выбирают подмножество, которое удовлетворяет обоим пороговым значениям SSI и TSI.

Все способы и результаты, описанные выше для систем с одной несущей, можно 35 естественным образом распространить на системы с множеством несущих и/или системы с мультиплексированием с ортогональным разделением частот (OFDM) путем ввода «показателя частотной избирательности» (FSI). Например, в системах OFDM каждый тональный сигнал проходит через канал с частотно-независимыми замираниями. Тогда все способы, описанные выше, можно применять по принципу «тон за тоном». В другом варианте осуществления различные комбинации SSI, TSI и FSI используют для выбора оптимального подмножества антенн в соответствии с критериями, определенными 40 выше.

Наконец, мы показываем производительность алгоритмов выбора антенн в различных условиях распространения. На фиг. 29 представлено среднее отношение SNDR (за период 5 с) относительно среднего SSI. Высокий средний SSI указывает на каналы с высоким пространственным разнесением, что дает высокие значения среднего 45 SNDR. Заметим, что две дополнительные антенны, которые используются для выбора антенн при переходе от системы DIDO 2x2 к системе 4x2 увеличивают и SNDR, и SSI. На фиг. 30 представлены аналогичные результаты для систем DIDO 4x4 и 6x4.

На фиг. 31 представлено среднее отношение SNDR в зависимости от

среднеквадратичного отклонения TSI для систем DIDO 2x4 и 4x2. Высокое среднеквадратичное отклонение указывает на большую избирательность по времени из-за эффектов Доплера, которые ухудшают показатель SNDR. На фиг. 32 представлены аналогичные результаты для систем DIDO 4x4 и 6x4.

5 Наконец, на фиг. 33 представлено сравнение функции CDF текущего SSI для всех четырех систем DIDO, описанных выше. Заметим, что в системе 4x4 функция CDF ведет себя хуже, чем в системе 2x2, в связи с сокращением количества степеней свободы при переходе к системе DIDO более высокого порядка. В обоих случаях добавление 2 дополнительных антенн с алгоритмами выбора передатчиков дает значительное
10 улучшение показателя SSI.

4. Способы выбора пользователя

В одном варианте осуществления пространственное разнесение в каналах DIDO усиливается при помощи выбора пользователя. В этом варианте осуществления, если количество степеней свободы в беспроводном канале недостаточно для заданного
15 числа передающих антенн, доступных в системе, система прекращает передачу одному или множеству клиентов. В этом методе SSI может быть использован для измерения пространственного разнесения в беспроводной линии связи. Когда значение SSI опускается ниже заданного порогового значения, одного или множество клиентов исключают.

20 В одном варианте осуществления настоящего изобретения исключают клиента, который перемещается быстрее всех. В действительности клиент, который сильнее других испытывает эффект Доплера, наиболее подвержен глубоким замираниям. Другой вариант осуществления использует показатели TSI и FSI, чтобы выбрать клиента с наихудшим качеством канала, и исключает его. При отключении клиента биты, передаваемые в течение этого периода, искажаются, и их можно восстановить с помощью кодирования с прямой коррекцией ошибок (FEC). Другой вариант осуществления использует альтернативный метод мультиплексирования, как, например, TDMA, FDMA, OFDMA или CDMA, чтобы обслуживать отключенных клиентов.

На фиг. 34 представлены результаты отдельного набора измерений данных за период
30 приблизительно 20 с. Первый ряд показывает кривую измерений SNDR для двух клиентов, обозначенных как RX1 (стационарный клиент) и RX2 (подвижный клиент); второй ряд представляет смоделированный показатель SNDR с целевым значением, зафиксированным на уровне 10 дБ для достоверной демодуляции комбинаций 4-QAM; третий ряд представляет смоделированный показатель SER; и наконец, в четвертом ряду изображены SSI и коэффициенты автокорреляции. Следует отметить, что даже
35 если клиент RX1 стационарен, SNDR опускается ниже целевого значения из-за недостаточного пространственного разнесения, на что указывает низкий SSI. Если целевое значение SSI является слишком низким (например, -20 дБ на фиг.), алгоритм выбора пользователей никогда не запускается и RX1 испытывает значительное
40 ухудшение SER.

На фиг. 35 представлен случай, когда целевое значение SSI повышают до -15 дБ, в результате чего показатель SER улучшается. Дальнейшее улучшение достигается за счет увеличения целевого SSI до -10 дБ, как показано на фиг. 36, и в этом случае SER для RX1 снижается до нуля в течение указанного периода измерений. В данном случае
45 пороговое значение SSI определяют с помощью показателя SER, но настоящее изобретение не ограничено этим критерием, и можно использовать любой другой критерий характеристики.

5. Способы балансировки мощности передачи

Дисбаланс мощности передачи возникает тогда, когда большинство клиентов или все они расположены вокруг одной BTS и на удалении от всех остальных, так что одна BTS пересиливает все остальные. Дисбаланс мощности передачи снижает пространственное разнесение канала (то есть уменьшает SSI), тем самым отрицательно влияя на характеристики системы. Один из примерных сценариев представлен на фиг. 37, где множество устройств UE 3701 (обозначенные квадратами) сгруппированы вокруг одной конкретной BTS 3702 (обозначенной кругом) и находятся далеко от других BTS. Этот сценарий возможен, например, когда в одном месте проходит какое-либо мероприятие, в котором участвует группа клиентов, а все остальные BTS расположены далеко. Один вариант осуществления настоящего изобретения адаптивно регулирует мощность BTS таким образом, что мощность, полученная для всех клиентов от всех BTS, уравновешивается. В одном варианте осуществления настоящего изобретения мощность BTS, которая пересиливает все остальные, уменьшают до тех пор, пока мощность, принятая клиентами, не уравновешивает мощность, полученную от всех других BTS. В другом варианте осуществления настоящего изобретения мощности от всех других BTS увеличиваются до тех пор, пока мощность приема на каждом клиенте от всех BTS не выровняется.

В системах TDD, в которых используется обратимость каналов, информацию о состоянии канала (CSI) для исходящей линии связи получают из восходящей линии связи. Контрольный сигнал по восходящей линии связи квантуется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в приемнике BTS и, таким образом, имеет ограниченный динамический диапазон, зависящий от количества битов АЦП. Если все клиенты сгруппированы вокруг одной из BTS, CSI для этой BTS будет иметь гораздо большую амплитуду, чем для всех остальных BTS, в результате чего канальная 25 матрица DIDO будет вырожденной, а линия связи будет иметь ограниченное число пространственных степеней свободы. В этом проявляется эффект дисбаланса мощности передачи. В системах FDD или TDD, которые не используют обратимость каналов, та же самая проблема проявляется в приемнике клиентских устройств, которые также оснащены АЦП. Кроме того, CSI может понадобиться квантовать или преобразовать 30 в биты с помощью ограниченных методов обратной связи до передачи по беспроводной линии связи. Это квантование также ограничивает динамический диапазон для CSI и дает дисбаланс мощности, если одна из BTS пересиливает остальные. В варианте осуществления настоящего изобретения, описанном в настоящей заявке, использованы методы для предотвращения дисбаланса мощности в системах MU-MAS и DIDO.

Как показано на фиг. 13, один из способов определить дисбаланс мощности передачи связан с анализом коэффициента автокорреляции ρ_a : когда значение автокорреляции приближается к количеству BTS (при условии, что пространственная ковариационная матрица передачи нормализована со следом, равным количеству BTS), система испытывает дисбаланс мощности передачи. Например, в системе DIDO 4x4 с 40 несбалансированной мощностью один коэффициент автокорреляции будет близок к 4, а все остальные — к нулю. Наоборот, в идеально сбалансированной системе все коэффициенты автокорреляции будут равны 1.

Дисбаланс мощности передачи негативно влияет на характеристики системы. Например, на фиг. 38 представлены характеристики SER систем DIDO различного 45 порядка для различных значений максимального коэффициента автокорреляции. По мере того как максимум автокорреляции уменьшается до 1, показатель SER приближается к идеальному случаю н.о.р.-канала. Эти результаты SER можно использовать для определения пороговых значений, которые отличают

сбалансированные системы от несбалансированных. Эти пороговые значения автокорреляции можно определить посредством численных, аналитических или эмпирических способов. Например, на фиг. 38 выбраны такие пороговые значения, что показатель SER не опускается меньше, чем на 3 дБ относительно идеального случая 5 н.о.р.-канала. Однако настояще изобретение не ограничено этим критерием и можно использовать любые другие критерии, которые измеряют характеристики системы. В другом варианте осуществления настоящего изобретения используют петлю гистерезиса, где для коэффициента автокорреляции задают два различных пороговых значения, представленных в таблице на фиг. 38.

10 На фиг. 39 представлена функция CDF показателя SSI для различных значений максимальной автокорреляции. Заметим, что увеличение максимума автокорреляции ухудшает показатель SSI из-за снижения пространственного разнесения.

15 Варианты осуществления настоящего изобретения предлагают различные способы балансировки мощности передачи по всем BTS в системе MU-MAS или DIDO. Эти способы могут быть выполнены на обычной скорости. В одном варианте осуществления предложенные способы запускаются в каждый цикл выполнения. Тем не менее в зависимости от ограничений системы можно использовать более низкую скорость. Ниже эти способы описаны подробнее.

20 В одном варианте осуществления настоящего изобретения мощность передачи каждой BTS стремится поддерживать на максимально возможном уровне, сохраняя в рамках пороговых значений автокорреляции. Определим два различных пороговых значения, как показано на фиг. 38. Верхнее пороговое значение, MAX_AUTO_CORR, представляет собой точку, в которой число автокорреляции дает значительное снижение пространственного разнесения. Если коэффициент автокорреляции поднимется выше 25 этого значения, производительность системы значительно упадет.

25 Нижнее пороговое значение, MIN_AUTO_CORR, выступает в качестве буфера для предотвращения слишком частых изменений параметров мощности системы. Если автокорреляция рассматриваемой BTS ниже числа MIN_AUTO_CORR, можно безопасно увеличить ее коэффициент усиления передачи (при условии, что оно не выставлено на максимум). Следует отметить, что усиление передачи может представлять собой аналоговое усиление на усилителе мощности в РЧ-цепи и/или цифровое усиление, соответствующее определенному уровню цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). При наличии автокорреляции между значениями MIN_AUTO_CORR и MAX_AUTO_CORR никаких действий не предпринимают. Если в данном примере 30 увеличить мощность, это может привести к увеличению коэффициента автокорреляции до тех пор, пока она не станет выше MAX_AUTO_CORR, после чего мощность будет падать до тех пор, пока коэффициент автокорреляции не опустится ниже MAX_AUTO_CORR и т.д. Этот эффект вызовет постоянные изменения мощности, что неэффективно и потенциально может привести к снижению производительности.

40 Один вариант осуществления способа представлен на фиг. 40. Связанный с ним псевдокод имеет следующий вид:

```

BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET highestAutoCorrNum = 0
 45  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTSS
    IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
      SET maxAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
  
```

```

SET N = K
END IF
INCREMENT K
END REPEAT
5 IF highestAutoCorrNum > MAX_AUTO_CORR AND
txGain for BTS N > MIN_TX_GAIN THEN
Decrease the txGain for BTS N by TX_GAIN_STEP
Set radio TX gain for BTS N = txGain for BTS N
SET K = 0
10 REPEAT WHILE K < number of BTSS
IF txGain for BTS K < MAX_TX_GAIN AND
auto correlation number for BTS K < MIN_AUTO_CORR THEN
INCREASE txGain for BTS K by TX_GAIN_STEP
SET radio TX gain for BTS K to txGain for BTS K
15 END IF
INCREMENT K
END REPEAT
END

```

Таким образом, данный способ сначала определяет, какие станции BTS имеют самую высокую корреляцию. Значение корреляции и индекс соответствующей станции BTS сохраняются. Затем, если максимальная корреляция выше верхнего порогового значения, усиление при передаче снижают. Усиление при передаче не опустится ниже заданного минимума. Затем для каждой BTS усиление при передаче повышают, если максимальная корреляция ниже нижнего порогового значения. Если максимальный коэффициент автокорреляции находится между двумя пороговыми значениями, никаких действий не предпринимают. Это целевой режим работы предлагаемого способа.

Обращаясь к деталям фиг. 40, на стадии 4001 переменным highestAutoCorrNumber и K присваивается значение ноль. Стадии 4002 и 4004 гарантируют, что цикл будет повторяться для каждой BTS. На стадии 4002, если текущее значение K в данный момент меньше, чем количество BTS, на стадии 4003 определяют, превышает ли коэффициент автокорреляции для BTS K текущий максимальный коэффициент автокорреляции. Если это так, то в 4005 переменной highestAutoCorrNum присваивают коэффициент автокорреляции для BTS K (т.е. BTS K имеет самый высокий коэффициент автокорреляции), а управляющей переменной N присваивают значение, равное K.

35 В 4006, если переменная highestAutoCorrNum больше максимума автокорреляции (MAX_AUTO_CORR) и усиление передачи (txGain) для BTS N больше минимального усиления передачи (MIN_TX_GAIN), то на стадии 4008 коэффициент усиления передачи для BTS N уменьшают, используя указанный размер шага (TX_GAIN_STEP), а коэффициенту усиления антенны BTS N txGain присваивают новое значение txGain.

40 На стадии 4009 управляющей переменной K присваивают значение, равное нулю. Стадия 4010 гарантирует, что цикл стадий 4011–4012 будет пройден для всех BTS. Таким образом, если K в данный момент меньше количества BTS (т. е. если были проанализированы не все BTS), то на стадии 4011 определяют, является ли коэффициент автокорреляции для BTS K меньше минимальной автокорреляции (MIN AUTO CORR) и переменная txGain для BTS K — меньше максимально допустимого значение коэффициента усиления передачи (MAX_TX_GAIN). Если оба условия выполнены, на стадии 4012 коэффициент усиления передачи для BTS K увеличивают на заданный размер шага (TX_GAIN_STEP), а для BTS K устанавливают новый коэффициент txGain.

На стадии 4013 значение управляющей переменной K увеличивают, и на стадии 4010, если K равна числу BTS (т.е. проанализированы все BTS), процесс завершается.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения значения автокорреляции преобразуют в коэффициенты усиления передачи. Один из вариантов осуществления

5 использует линейное отображение, как показано ниже. Несмотря на то, что линейное отображение характеризуется простотой реализации, отрицательное влияние автокорреляции на производительность системы не изменяется линейно. Как правило, производительность системы в значительной степени изменяется только после того, как коэффициент автокорреляции достигнет определенной части от своего

10 максимального значения. Например, в системе DIDO 2x2 производительность серьезно страдает, только когда максимальная автокорреляция превышает 1,95 (или 97,5% от ее максимального значения). Другой алгоритм преобразования вместо линейной функции может использовать экспоненциальную функцию или другую степенную функцию, предназначенную для работы в этих диапазонах.

15 Один из вариантов осуществления способа представлен на фиг. 41, его псевдокод имеет следующий вид:

```
BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET K = 0
  20 REPEAT WHILE K < number of BTSs
    SET autoCorr = auto correlation number for BTS K
    SET txGain for BTS K =
      (MAX_TX_GAIN - MIN_TX_GAIN)*(1 - autoCorr/nTX) + MIN_TX_GAIN
    INCREMENT K
  25 END REPEAT
```

В этом способе коэффициент автокорреляции непосредственно масштабируют в коэффициент усиления передачи. Основная сложность данного способа заключается в том, чтобы учесть разные порядки систем DIDO и различные значения MIN_TX_GAIN и MAX_TX_GAIN. Например, самая простая форма уравнения для системы DIDO 2x2

30 с усилением передачи, которое изменяется в промежутке между A и B, имеет вид:

$$(B - A) * \left(1 - \frac{\rho_a}{2}\right) (9)$$

Например, при коэффициенте автокорреляции, равном 2 (наибольшее значение для 35 систем DIDO 2x2), коэффициент усиления передачи данной BTS примет значение A = 0 (самая низкая мощность передачи), в то время как при коэффициенте автокорреляции, равном 0 (самое низкое значение для систем DIDO 2x2) усиление передачи для этой BTS примет значение B = 30 (самая высокая мощность передачи). Следует отметить, что в обоих случаях наблюдается крайне высокий дисбаланс мощности. В первом случае 40 ($\rho_a=2,0$) эта BTS дает слишком сильный прием на клиентских устройствах. Во втором случае ($\rho_a=0,0$) отмечается чрезмерно сильный прием остальных BTS. В идеально сбалансированной системе с ($\rho_a=1,0$) для обеих BTS коэффициент усиления передачи примет значение 15 (значение по умолчанию).

45 Обращаясь к деталям фиг. 41, на стадии 4101 управляющей переменной K присваивается значение ноль. На стадии 4102, если K меньше числа BTS, выполняют операции, описанные на стадии 4103. В частности, переменной autoCorr присваивают значение текущего коэффициента автокорреляции для BTS K. Кроме того, переменной txGain для BTS K присваивают значение, равное разности между максимальным и

минимальным значениями коэффициента усиления передачи (MAX_TX_GAIN – MIN_TX_GAIN), умноженной на $(1 - \text{autoCorr}/\text{NTX})$, плюс минимальное значение коэффициента усиления передачи (MIN_TX_GAIN). Управляющую переменную K затем увеличивают до K = количество BTS. Затем процесс завершается.

- 5 Оба предыдущих способа выполнены с возможностью регулировки усиления передачи каждой BTS в пределах одной стадии. В другом варианте осуществления настоящего изобретения задан способ, который всегда регулирует мощность только двух BTS. Однако в этом способе в некоторых случаях одна или более BTS могут длительное время работать на низком уровне мощности передачи. Поэтому на практике этот
10 способ сочетают с алгоритмом, аналогичным способу 1 (с использованием пороговых значений, как показано на фиг. 40), где мощность каждой BTS увеличивается, если коэффициент автокорреляции для этой BTS ниже MIN_AUTO_CORR.

Псевдокод для способа 3, описанного выше, имеет следующий вид:

```

BEGIN
15  INITIALIZE txGain for each BTS
    SET highestAutoCorrNum = 0
    SET lowestAutoCorrNum = MAX_AUTO_CORR
    SET K = 0
    REPEAT WHILE K < number of BTS
        IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
            SET highestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
            SET highestIdx = K
        ELSE IF auto correlation number for BTS K < lowestAutoCorrNum THEN
            SET lowestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
            SET lowestIdx = K
        END IF
        INCREMENT K
    END REPEAT
    DECREASE txGain for BTS highestIdx by TX_GAIN_STEP
    IF txGain for BTS highestIdx < MIN_TX_GAIN THEN
        SET txGain for BTS highestIdx = MIN_TX_GAIN
    END IF
    SET radio TX gain for BTS highestIdx = txGain for BTS highestIdx
    INCREASE txGain for BTS lowestIdx by TX_GAIN_STEP
    IF txGain for BTS lowestIdx > MAX_TX_GAIN THEN
        SET txGain for BTS lowestIdx = MAX_TX_GAIN
    END IF
END

```

- Таким образом, этот способ сначала определяет максимальный и минимальный
40 коэффициенты автокорреляции и записывает индексы соответствующих BTS. Затем коэффициент усиления передачи BTS с самой высокой автокорреляцией уменьшают на шаг TX_GAIN_STEP, а коэффициент усиления передачи BTS с самой низкой автокорреляцией увеличивают на TX_GAIN_STEP.

- И наконец, мы показываем работу способов балансировки мощности передачи в
45 реальных условиях распространения вне помещений. Первый сценарий представлен на фиг. 42. Дисбаланс мощности передачи вызван двумя клиентами UE00, UE01, которые расположены в непосредственной близости от BTS 10. На фиг. 43 представлено распределение числа обусловленности с дисбалансом мощности и без него.

На фиг. 44–46 представлены кривые каналов (SNDR, SSI и TSI) для трех различных случаев: i) система DIDO 2x2 без применения способа балансировки мощности передачи; ii) система DIDO 2x2 с применением способа балансировки мощности передачи; iii) система DIDO 4x2 с применением способа балансировки мощности передачи в сочетании со способом выбора антенны. Пороговое значение для SSI устанавливаем равным –10 дБ. Заметим, что способы балансировки мощности передачи и выбора антенн улучшают кривую SSI, а значит, и показатель SNDR.

На фиг. 47 представлен другой сценарий, в котором BTS 6 является источником дисбаланса мощности передачи. На фиг. 48 показано распределение числа обусловленности с дисбалансом мощности и без него, а на фиг. 49–51 — кривые каналов для различных алгоритмов. И снова оба способа — балансировки мощности и выбора антенн — улучшают показатели SSI и SNDR.

В другом варианте осуществления настоящего изобретения используют комбинацию способов балансировки мощности и выбора антенн. В этом способе дополнительную антенну, которая дает наибольший коэффициент автокорреляции, удаляют, а затем к оставшимся дополнительным антеннам применяют традиционный алгоритм выбора антенн. В качестве примера на фиг. 52 представлены SER и функция CDF для показателя SSI для систем DIDO с 4 клиентами. Характеристики системы DIDO 6x4 значительно снижаются, когда система претерпевает дисбаланс мощности передачи. После удаления BTS, которая дает большой коэффициент автокорреляции, характеристики системы значительно улучшаются, как показывает кривая SER для системы DIDO 5x4.

И наконец, на фиг. 53 представлена статистика по BTS, которые были выбраны для передачи, и соответствующие коэффициенты использования. Последний график показывает, что в системе DIDO 5x4 с балансировкой мощности передачи и выбором антенн коэффициент использования BTS1 равен нулю. Это связано с тем, что данная BTS была удалена из-за высокого значения автокорреляции.

6. Литература

- [1] R. A. Monziano and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, г. Нью-Йорк: Wiley, 1980 г.
- [2] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, “A jointchannel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems”, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, том 2, стр. 773–786, июль 2003 г.;
- [3] M. Costa, “Writing on dirty paper”, *IEEE Transactions on Information Theory*, том 29, № 3, стр. 439–441, май 1983 г.
- [4] U. Erez, S. Shamai (Shitz), and R. Zamir, “Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference”, *Proceedings of International Symposium on Information Theory*, Гонолулу, Гавайи, ноябрь 2000 г.
- [5] G. Caire and S. Shamai, “On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel”, *IEEE Trans. Info.Th.*, том 49, стр. 1691–1706, июль 2003 г.
- [6] M. Tomlinson, “New automatic equalizer employing modulo arithmetic”, *Electronics Letters*, стр. 138–139, май 1971 г.
- [7] H. Miyakawa and H. Harashima, “A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference”, *Transactions of the Institute of Electronic*
- [8] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, “Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems”, *IEEE Trans. Comm.*, том 48, № 3, стр. 502–513, март 2000 г.
- [9] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation”, *IEEE Jour. Select. Areas in Comm.*, том. 20, № 6, стр. 1211–1226, август 2002 г.

[10] R. Chen, R. W. Heath, Jr., and J. G. Andrews, "Transmit Selection Diversity for Unitary Precoded Multiuser Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers", IEEE Trans. on Signal Processing, том 55, № 3, стр. 1159–1171, март 2007 г.

5 (57) Формула изобретения

1. Способ, реализованный в многоантенной системе (MAS) с многопользовательскими (MU) передачами и содержащий следующее:

связывают с возможностью обмена информацией один или несколько централизованных блоков с несколькими распределенными приемопередающими 10 станциями или антеннами, сеть содержит проводные или беспроводные линии связи или их комбинацию;

используют сеть как транспортный канал связи и

используют выбор передающей антенны, выбор пользователя или балансировку мощности передачи для улучшения пространственного разнесения канала в MU-MAS;

15 принимают беспроводную мощность одновременно с помощью нескольких пользовательских устройств от нескольких антенн.

2. Способ по п. 1, в котором в качестве мер разнесения канала используют показатель пространственной избирательности (SSI), показатель временной избирательности (TSI) и/или показатель частотной избирательности (FSI).

20 3. Способ по п. 2, дополнительно содержащий определение различных подмножеств передающих антенн и выбор подмножества, которое оптимизирует показатель SSI для передачи по беспроводным линиям связи.

4. Способ по п. 2, в котором критерий выбора основан на пороговых значениях SSI, TSI и/или FSI, полученных в результате измерений.

25 5. Способ по п. 2, в котором в качестве SSI используют минимальное значение сингулярного числа эффективной канальной матрицы каждого клиентского устройства.

6. Способ по п. 2, в котором в качестве SSI используют минимальное значение сингулярного числа или число обусловленности составной канальной матрицы от всех клиентских устройств.

30 7. Способ по п. 2, в котором в качестве TSI используют абсолютное значение суммы комплексного усиления канала от некоторых или всех приемопередающих станций.

8. Способ по п. 2, в котором SSI используют для измерения и прогнозирования некоторой формы в пространстве вокруг каждого из нескольких пользовательских устройств, каждая форма переносит независимую и одновременно не создающую 35 взаимных помех беспроводную мощность для пользовательского устройства.

9. Способ по п. 2, в котором средний показатель SSI используют для адаптивного выбора между фиксированной конфигурацией с передающими антеннами и способами с выбором передающих антенн в зависимости от изменения условий канала.

40 10. Способ по п. 2, в котором корреляцию SSI по времени используют для выбора оптимального подмножества антенн с одновременным уменьшением вычислительной сложности способа.

11. Способ по п. 3, в котором поиск оптимального подмножества антенн приостанавливают, как только будет найдено первое подмножество, для которого SSI удовлетворяет пороговому значению, что в результате снижает вычислительную 45 сложность.

12. Способ по п. 3, в котором выбирают только ограниченное подмножество антенн на основании определенного критерия функционирования для уменьшения вычислительной сложности способа.

13. Способ по п. 1, в котором мощность передачи базовой приемопередающей станции (BTS), которая пересиливает другие BTS, снижают, чтобы сбалансировать для клиентов мощность всех BTS.

14. Способ по п. 1, в котором мощность базовой приемопередающей станции (BTS), которая пересиливает другие BTS, оставляют неизменной, а мощность передачи других BTS повышают, чтобы сбалансировать для клиентов мощность всех BTS.

15. Способ по п. 1, в котором в качестве показателя дисбаланса мощности передачи используют максимальный коэффициент автокорреляции ковариационной матрицы.

16. Способ по п. 15, в котором задают пороговые значения автокорреляции, чтобы выбрать один из двух способов: сбалансированной или несбалансированной мощности, и эти пороговые значения получают на основании определенного критерия функционирования.

17. Способ по п. 16, в котором выбор построен на петле гистерезиса и для данного гистерезиса определено множество пороговых значений автокорреляции.

18. Способ по п. 15, в котором автокорреляцию преобразовывают в значение усиления передачи и это значение используют для корректировки мощности BTS.

19. Многоантенная система (MAS) с многопользовательскими (MU) передачами, содержащая:

один или несколько централизованных блоков, с возможностью обмена информацией связанных с несколькими распределенными приемопередающими станциями или антеннами через сеть;

сеть, содержащую проводные или беспроводные линии связи или их комбинацию и применяемую в качестве транспортного канала связи; и

в MU-MAS используют выбор передающей антенны, выбор пользователя и/или балансировку мощности передачи для улучшения пространственного разнесения канала; принимают беспроводную мощность одновременно с помощью нескольких пользовательских устройств от нескольких антенн.

20. Система по п. 19, в которой в качестве мер разнесения канала используют показатель пространственной избирательности (SSI), показатель временной избирательности (TSI) и/или показатель частотной избирательности (FSI).

21. Система по п. 20, дополнительно содержащая определение различных подмножеств передающих антенн и выбор подмножества, которое оптимизирует показатель SSI для передачи по беспроводным линиям связи.

22. Система по п. 20, в которой критерий выбора основан на пороговых значениях SSI, TSI и/или FSI, полученных в результате измерений.

23. Система по п. 20, в которой в качестве SSI используют минимальное значение сингулярного числа эффективной канальной матрицы каждого клиентского устройства.

24. Система по п. 20, в которой в качестве SSI используют минимальное значение сингулярного числа или число обусловленности составной канальной матрицы от всех клиентских устройств.

25. Система по п. 20, в которой в качестве TSI используют абсолютное значение суммы комплексного усиления канала от некоторых или всех приемопередающих станций.

26. Система по п. 20, в которой SSI используют для измерения и прогнозирования некоторой формы в пространстве вокруг каждого из нескольких пользовательских устройств, каждая форма переносит независимую и одновременно не создающую взаимных помех беспроводную мощность для пользовательского устройства.

27. Система по п. 20, в которой средний показатель SSI используют для адаптивного

выбора между фиксированной конфигурацией с передающими антеннами и системами с выбором передающих антенн в зависимости от изменения условий канала.

28. Система по п. 20, в которой корреляцию SSI по времени используют для выбора оптимального подмножества антенн с одновременным уменьшением вычислительной 5 сложности системы.

29. Система по п. 21, в которой поиск оптимального подмножества антенн приостанавливают, как только будет найдено первое подмножество, для которого SSI удовлетворяет пороговому значению, что в результате снижает вычислительную сложность.

30. Система по п. 21, в которой выбирают только ограниченное подмножество антенн на основании определенного критерия функционирования для уменьшения 10 вычислительной сложности системы.

31. Система по п. 19, в которой мощность передачи базовой приемопередающей станции (BTS), которая пересиливает другие BTS, снижают, чтобы сбалансировать для 15 клиентских устройств мощность всех BTS.

32. Система по п. 19, в которой мощность базовой приемопередающей станции (BTS), которая пересиливает другие BTS, оставляют неизменной, а мощность передачи других BTS повышают, чтобы сбалансировать для клиентских устройств мощность всех BTS.

33. Система по п. 19, в которой в качестве показателя дисбаланса мощности передачи 20 используют максимальный коэффициент автокорреляции ковариационной матрицы.

34. Система по п. 33, в которой задают пороговые значения автокорреляции, чтобы выбрать одну из двух систем: сбалансированной или несбалансированной мощности, и эти пороговые значения получают на основании определенного критерия функционирования.

35. Система по п. 34, в которой выбор построен на петле гистерезиса и для данного гистерезиса определено множество пороговых значений автокорреляции.

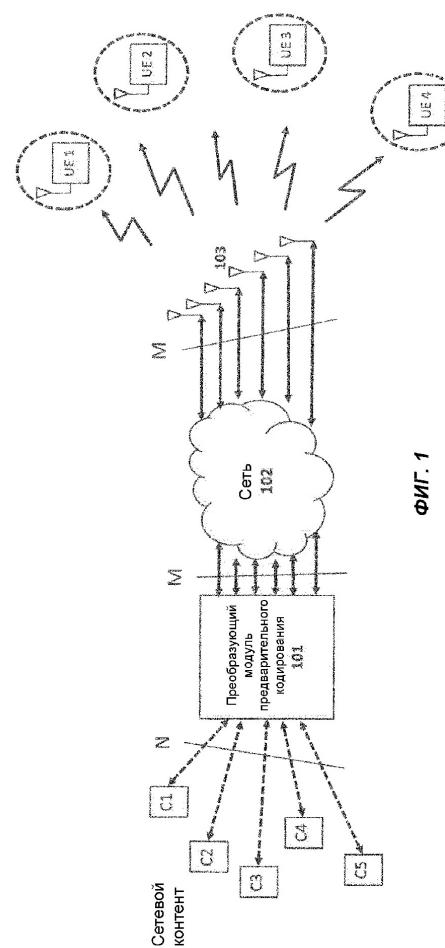
36. Система по п. 35, в которой автокорреляцию преобразовывают в значение усиления передачи и это значение используют для корректировки мощности BTS.

30

35

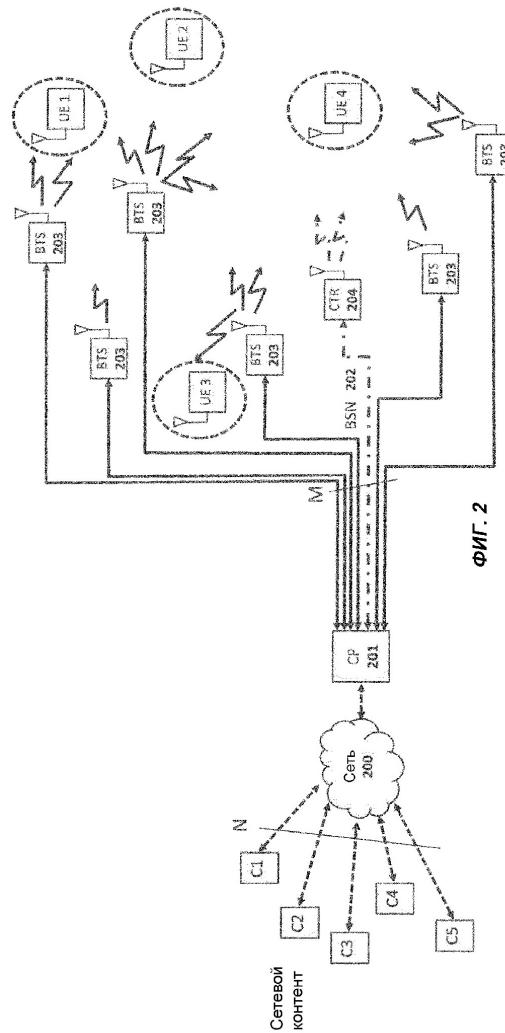
40

45



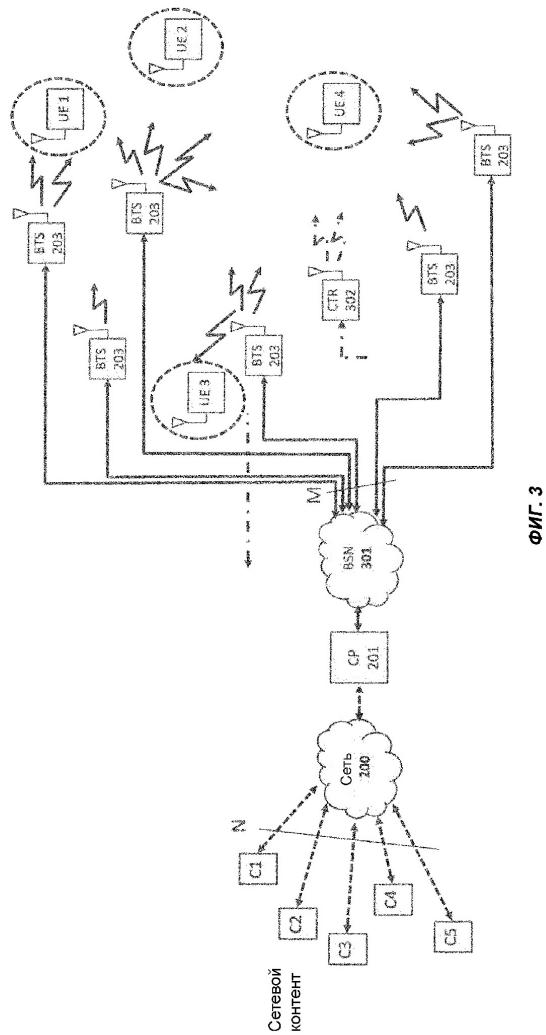
ФИГ. 1

2/53

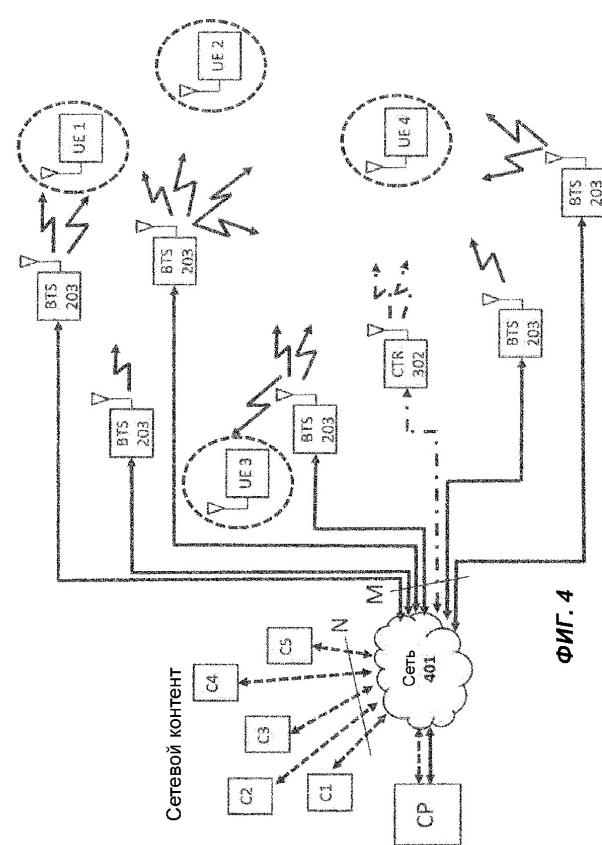


ФИГ. 2

3/53

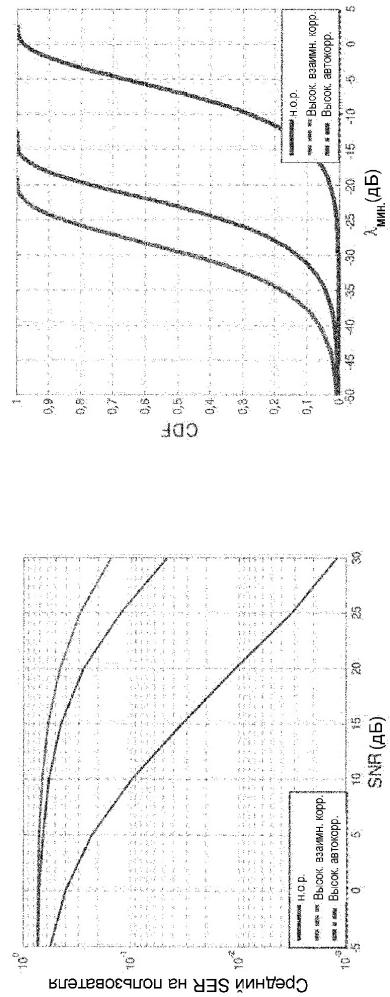


ФИГ. 3



- **Модель Н.о.р.-каналов (низкая пространственная корреляция ТХ, низкий дисбаланс мощности)**
 - $\rho_c = 0,00001, \rho_a = 1$
 - $\rho_c = 0,8, \rho_a = 1$
 - **Высокая взаимная корреляция (высокая пространственная корреляция ТХ, низкий дисбаланс мощности)**
 - **Высокая автокорреляция (низкая пространственная корреляция ТХ, высокий дисбаланс мощности)**

ΦΙΓ. 5



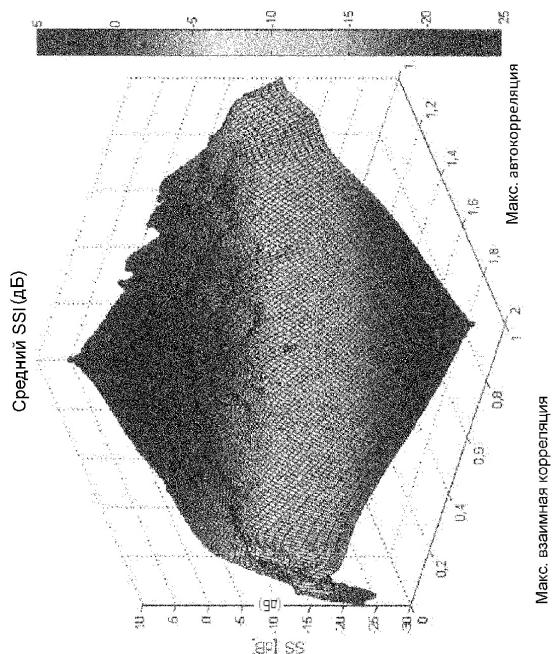
ФИГ. 6

7/53

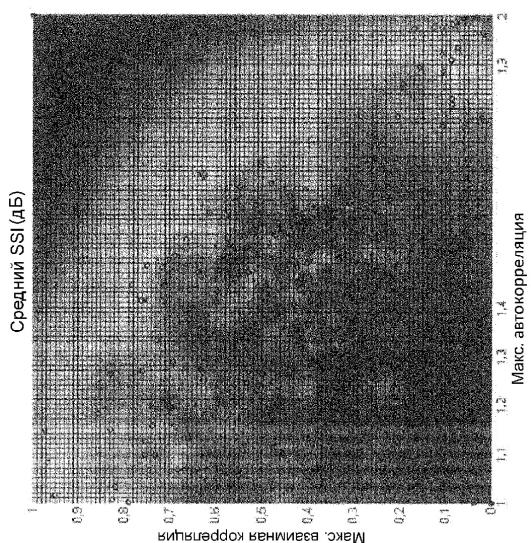


ФИГ. 7

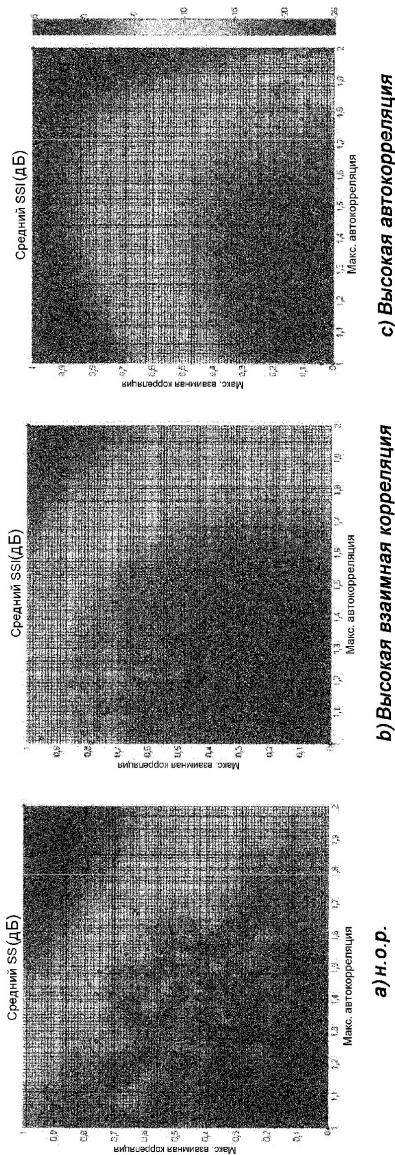
8/53



ФИГ. 8

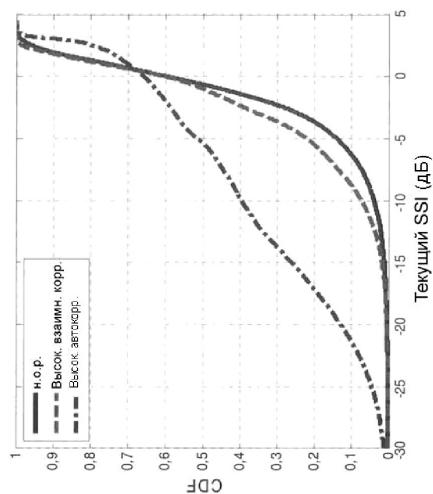


9/53



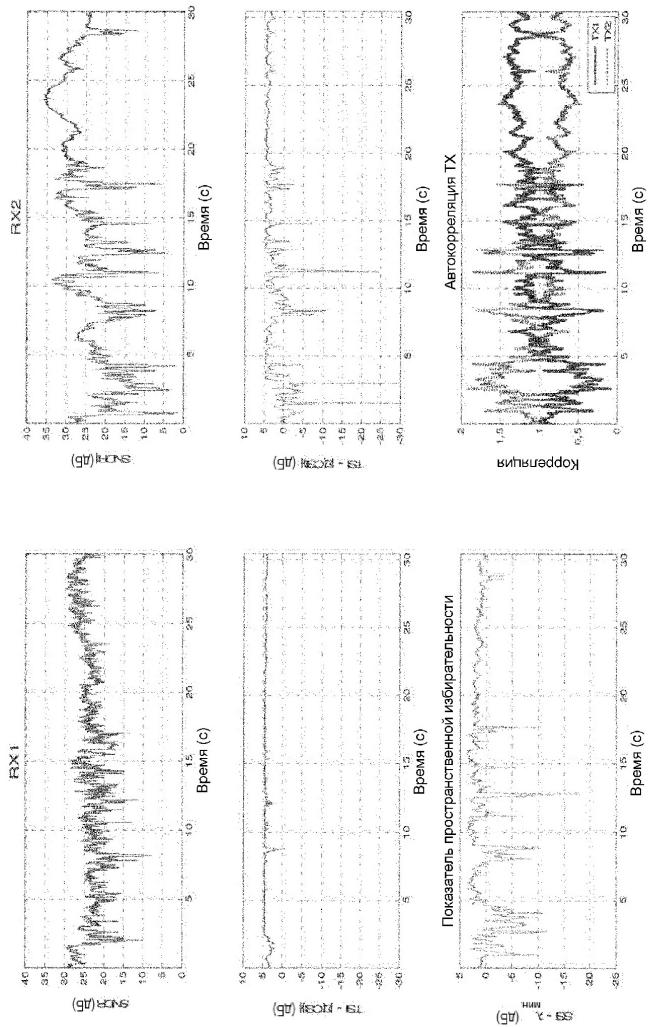
ФИГ. 9

10/53



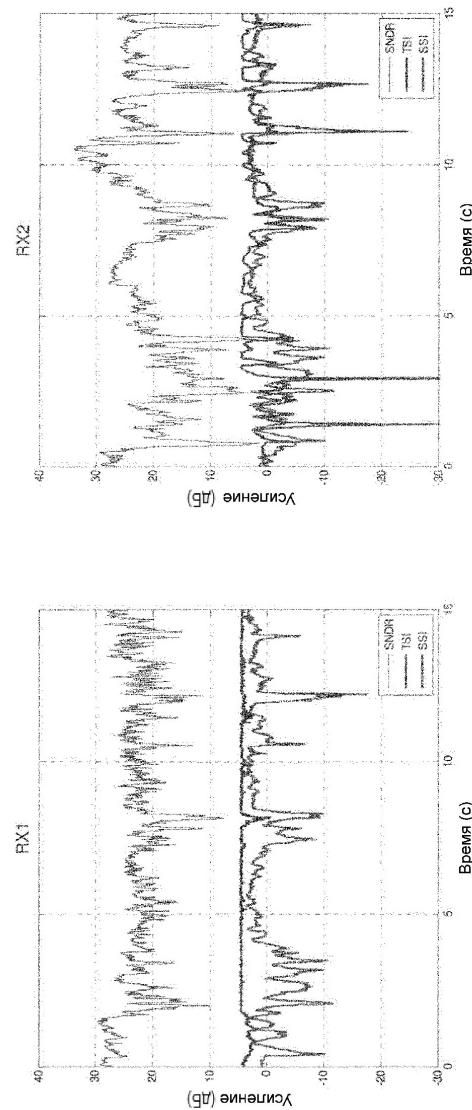
ФИГ. 10

11/53



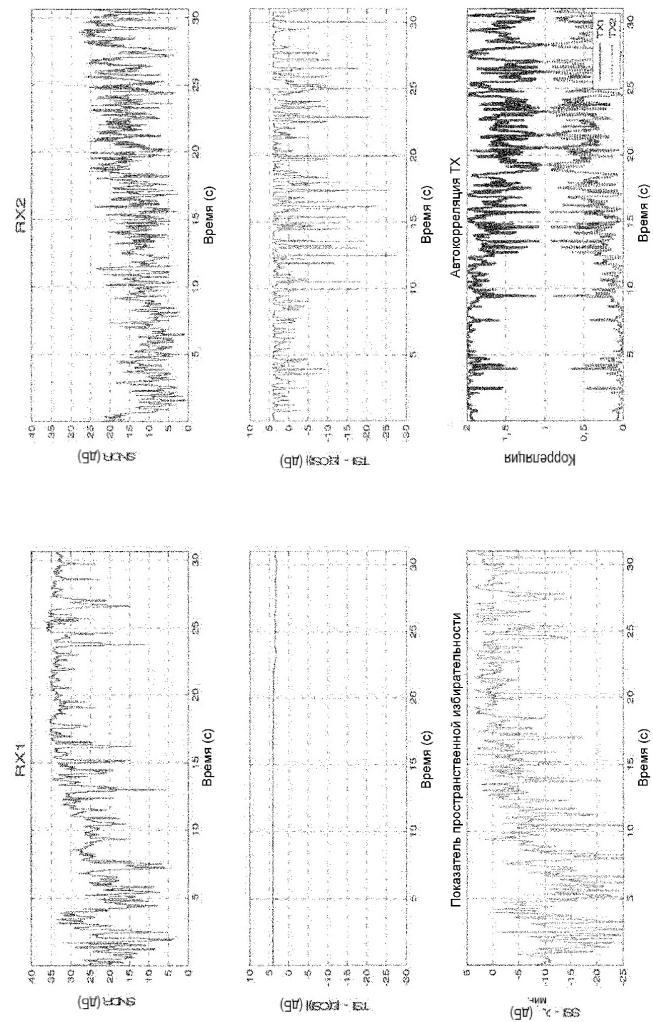
ФИГ. 11

12/53



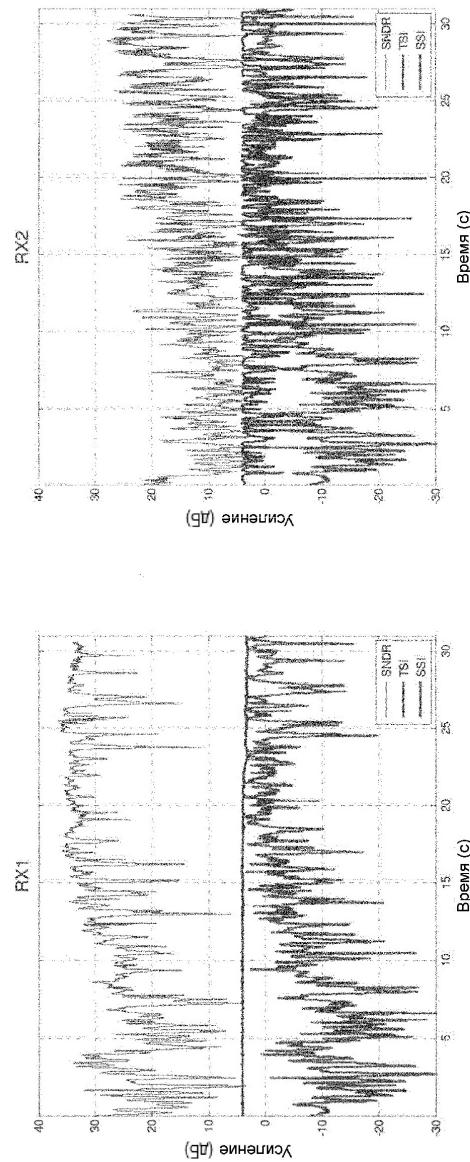
ФИГ. 12

13/53



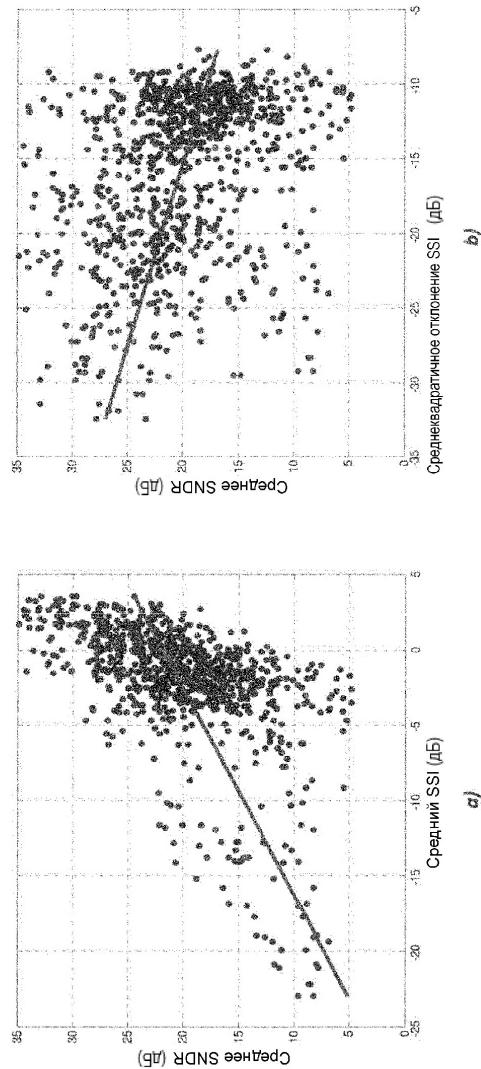
ФИГ. 13

14/53



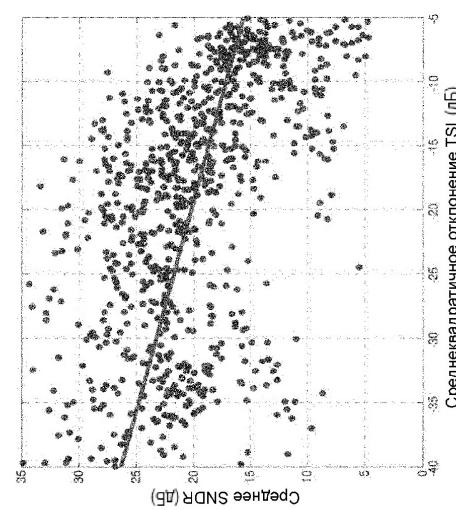
ФИГ. 14

15/53



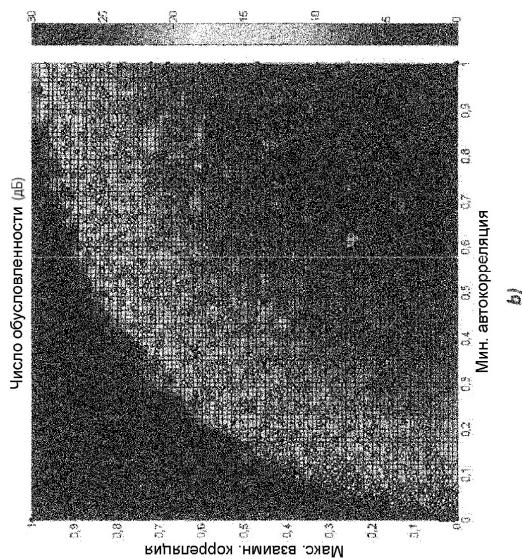
ФИГ. 15

16/53

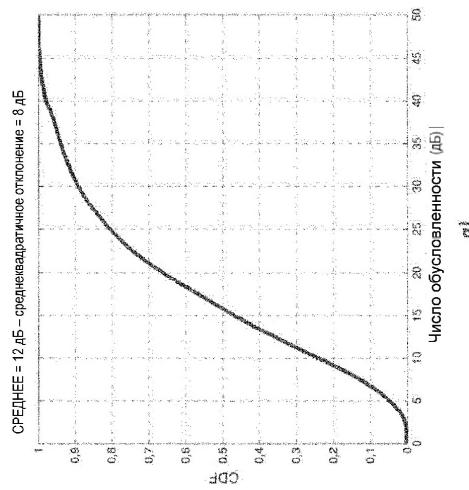


ФИГ. 16

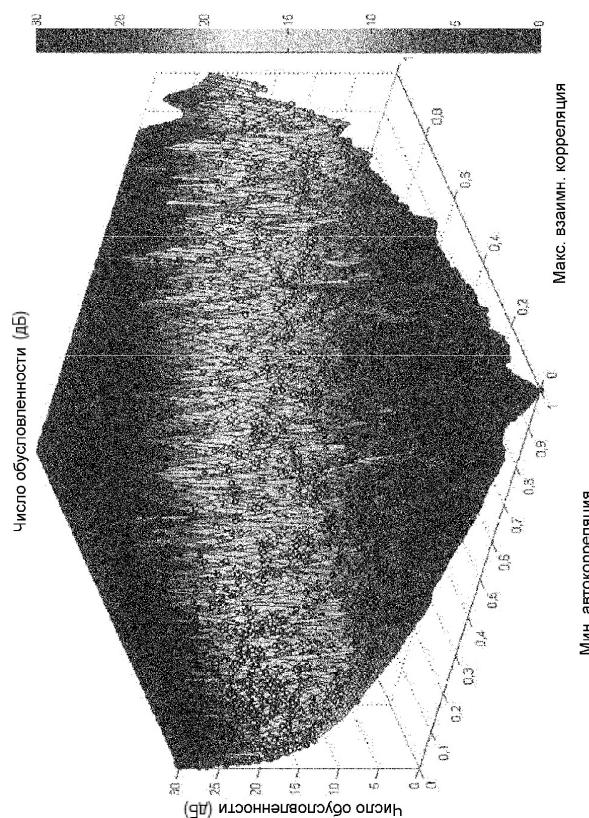
17/53



ФИГ. 17

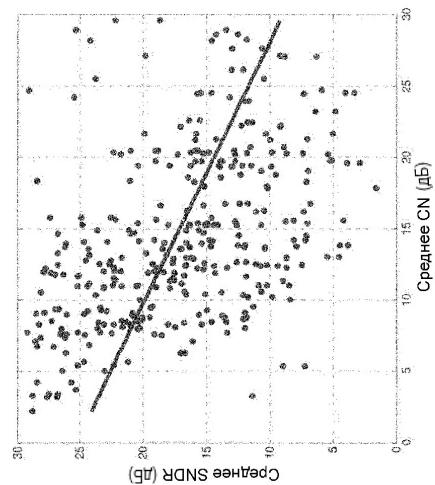


18/53



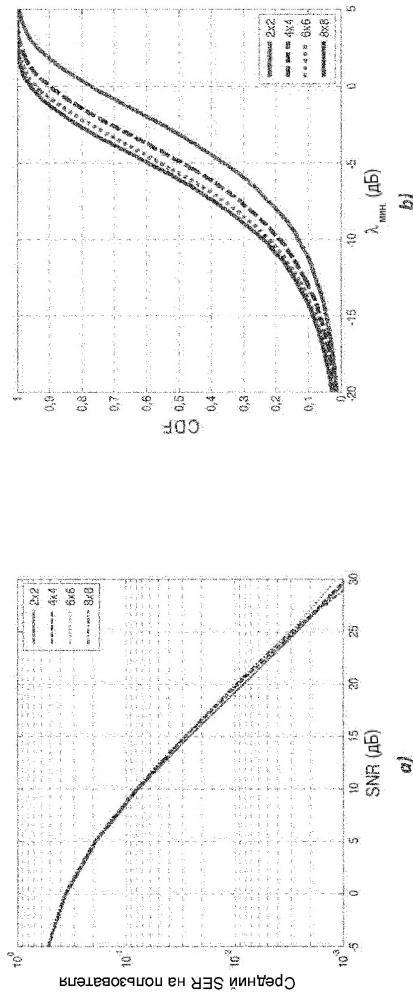
ФИГ. 18

19/53

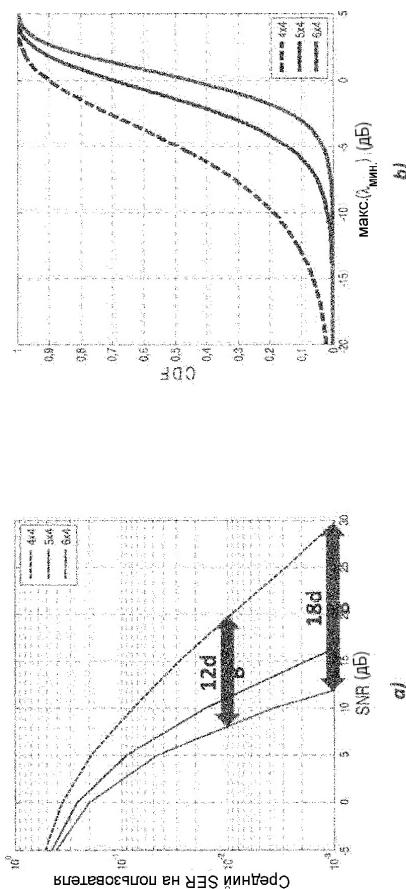


ФИГ. 19

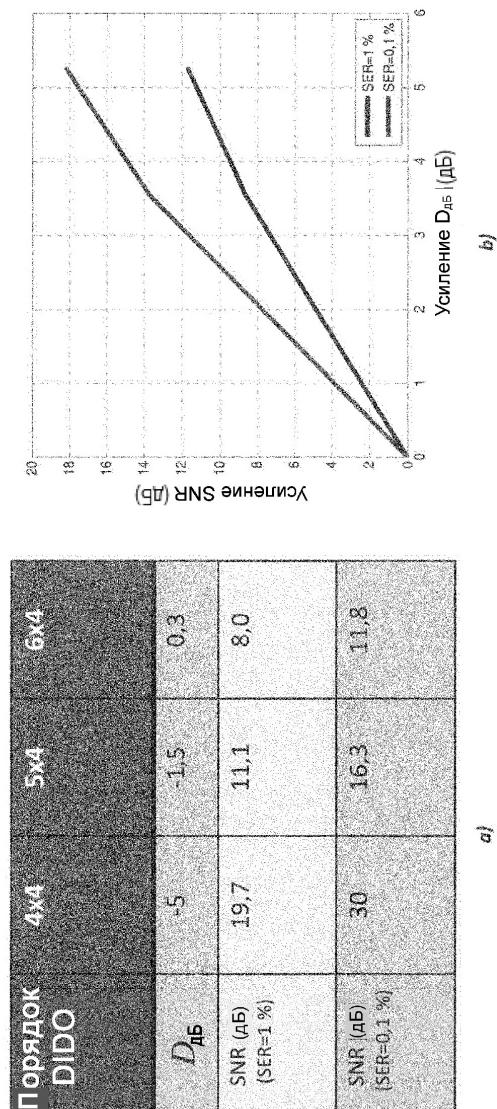
20/53



ФИГ. 20



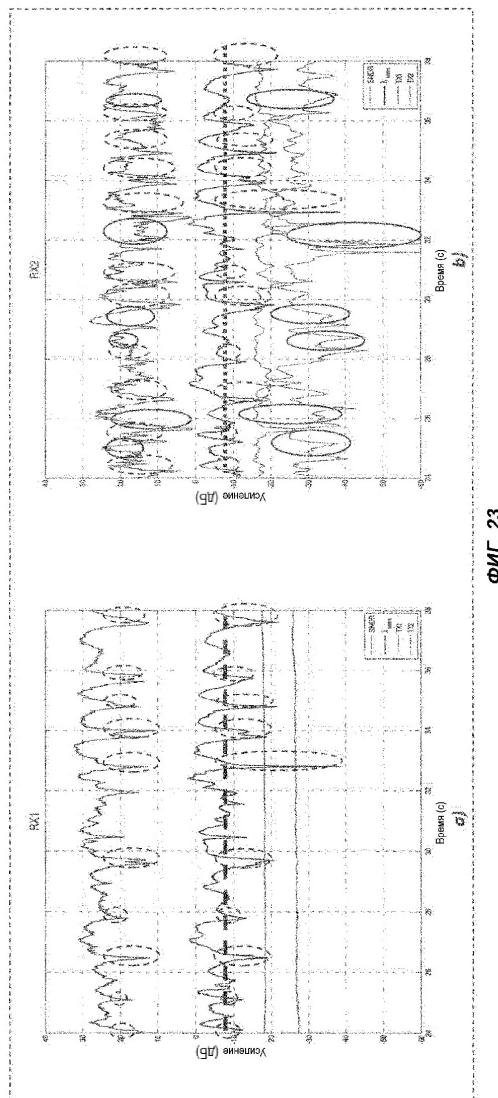
ФИГ. 21



ФИГ. 22

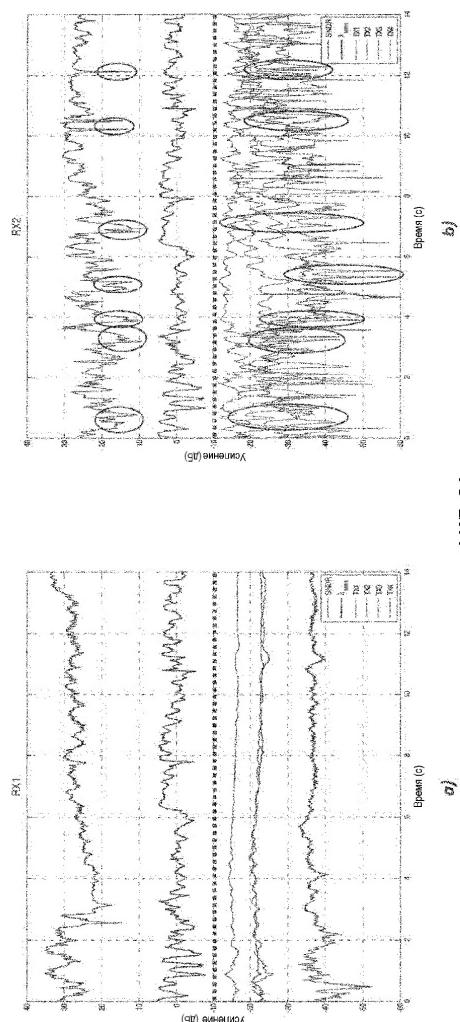
a)

b)



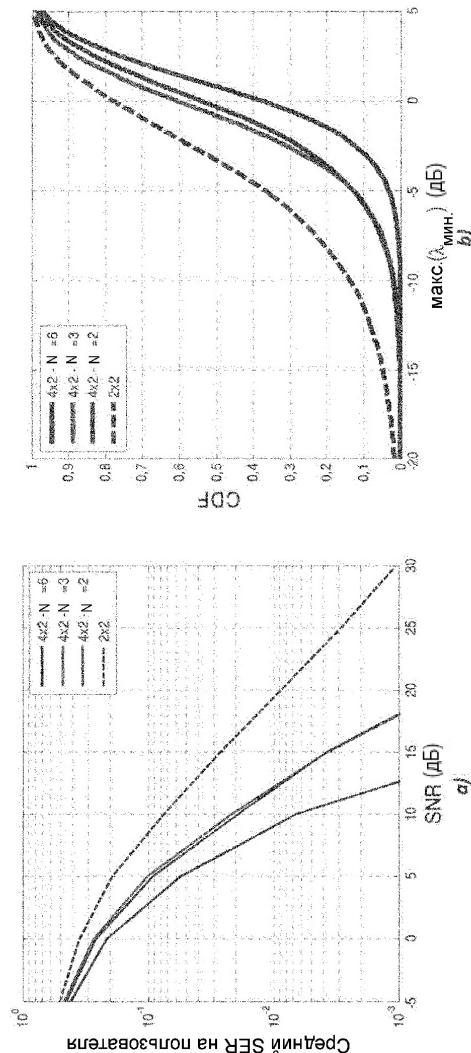
ФИГ. 23

24/53



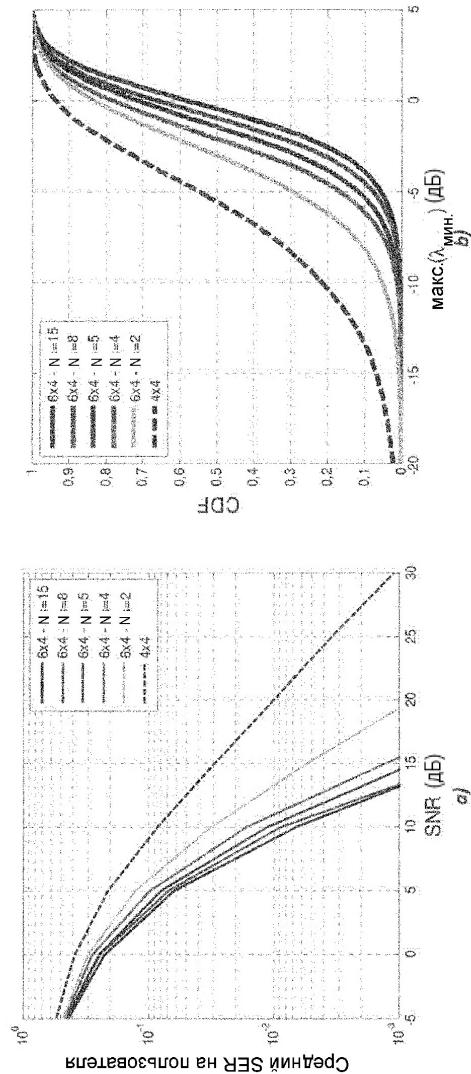
ФИГ. 24

• Случай для 2 устройств UE с различным числом наборов антенн



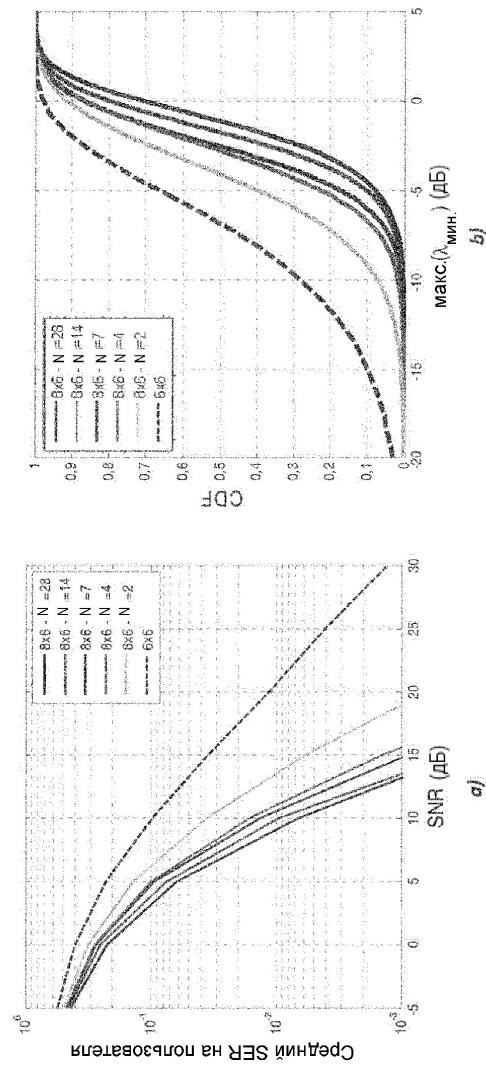
ФИГ. 25

- Случай для 4 устройств UE с различным числом наборов антенн

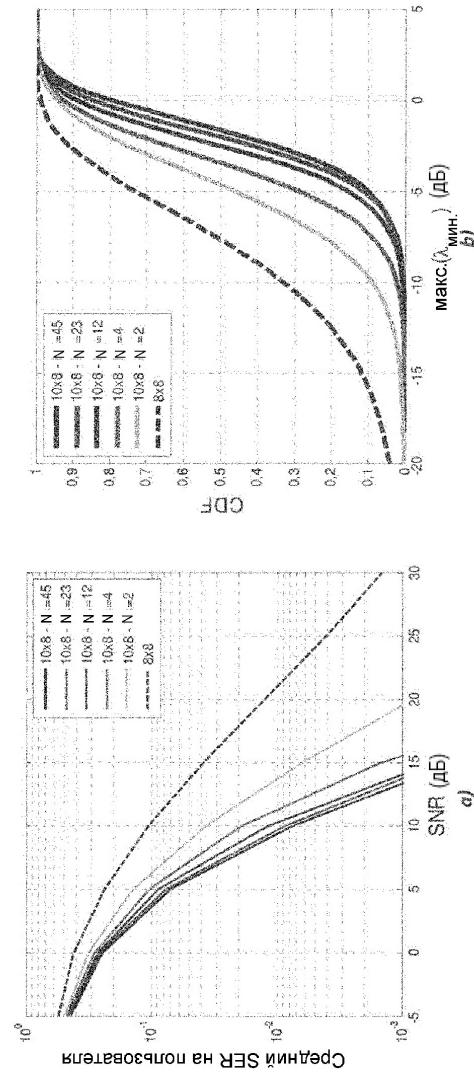


27/53

* Случай для 6 устройств UE с различным числом наборов антенн

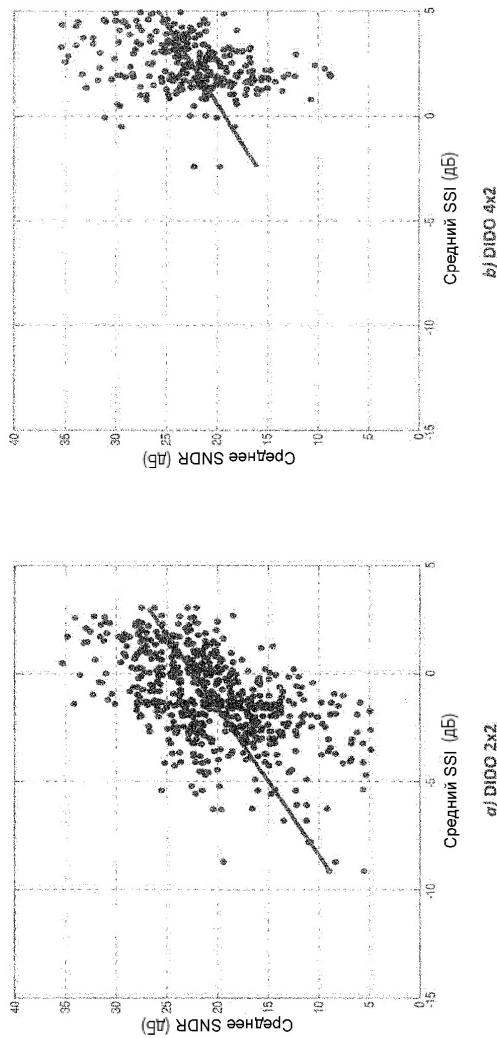


Случай для 8 устройств UE с различным числом наборов антенн



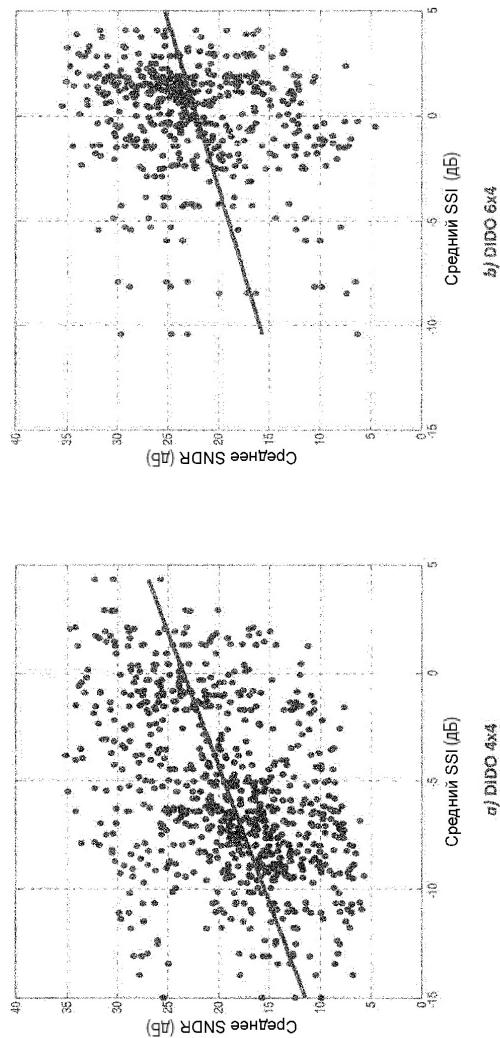
ФИГ. 28

29/53



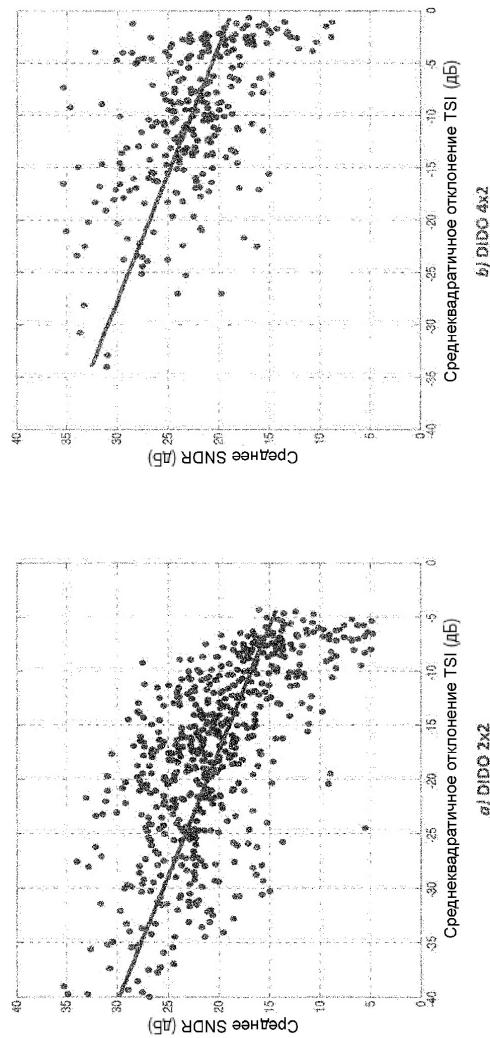
ФИГ. 29

30/53



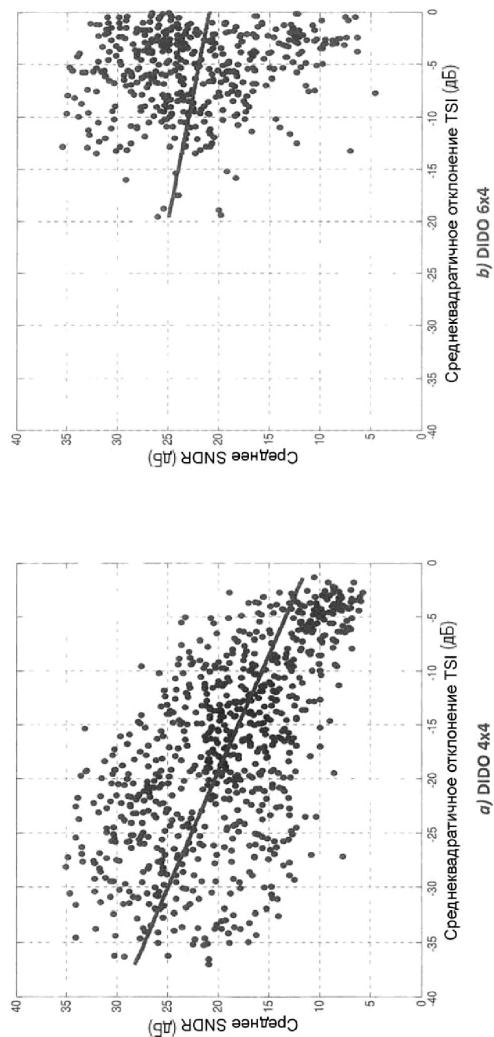
ФИГ. 30

31/53

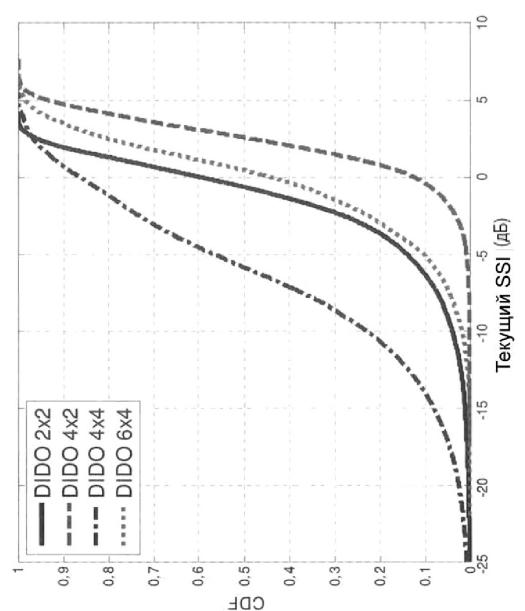


ФИГ. 31

32/53

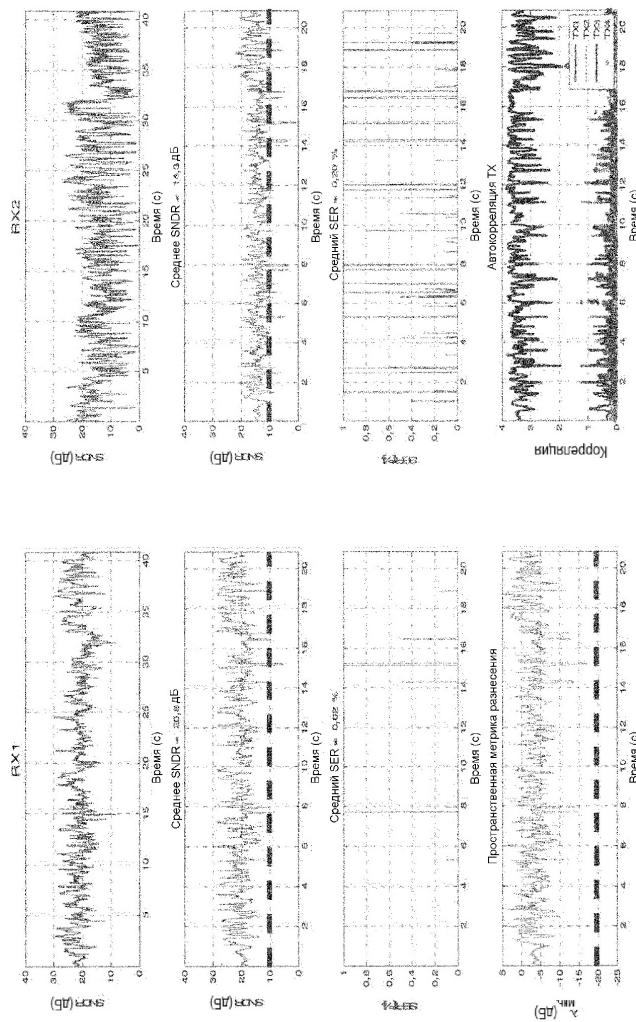


ФИГ. 32



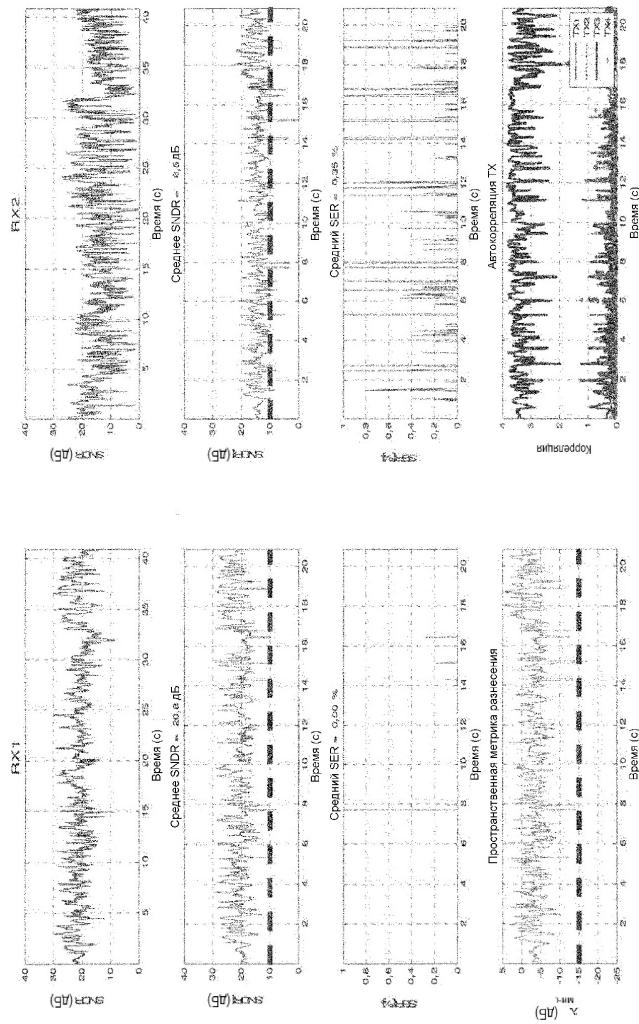
ФИГ. 33

34/53



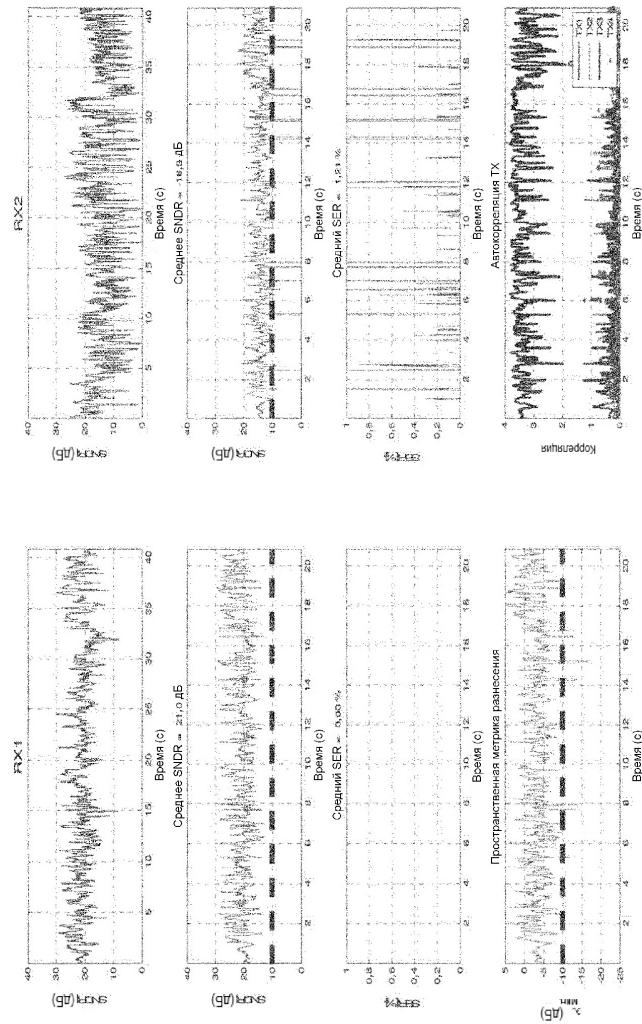
ФИГ. 34

35/53



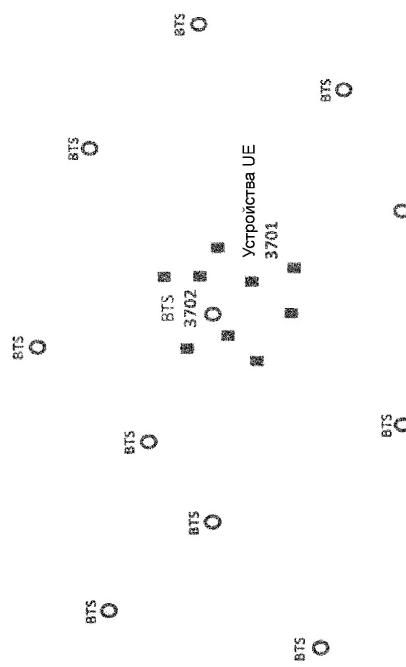
ФИГ. 35

36/53



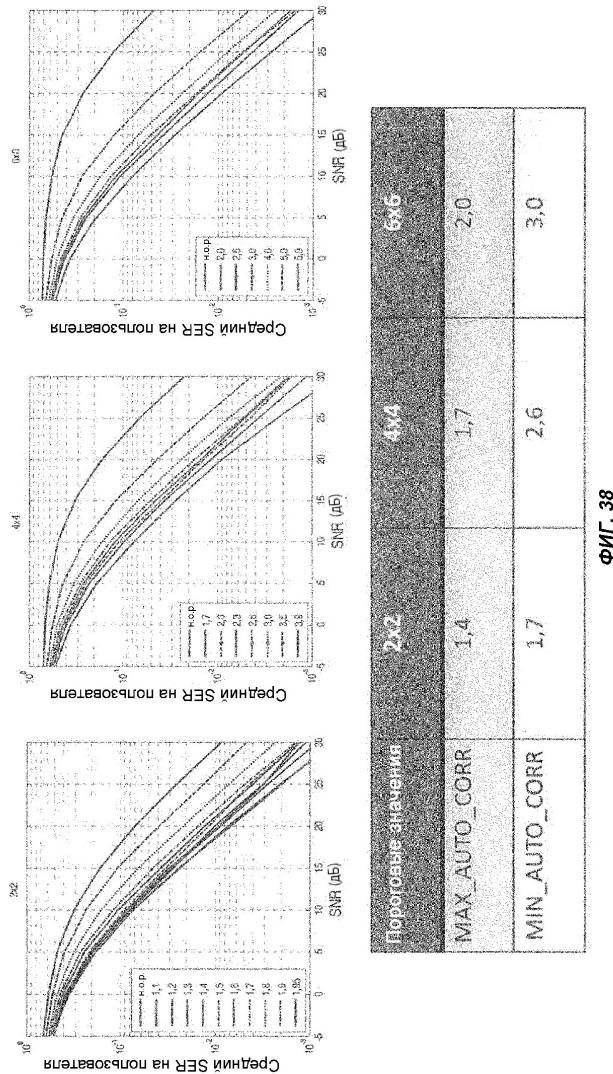
ФИГ. 36

37/53



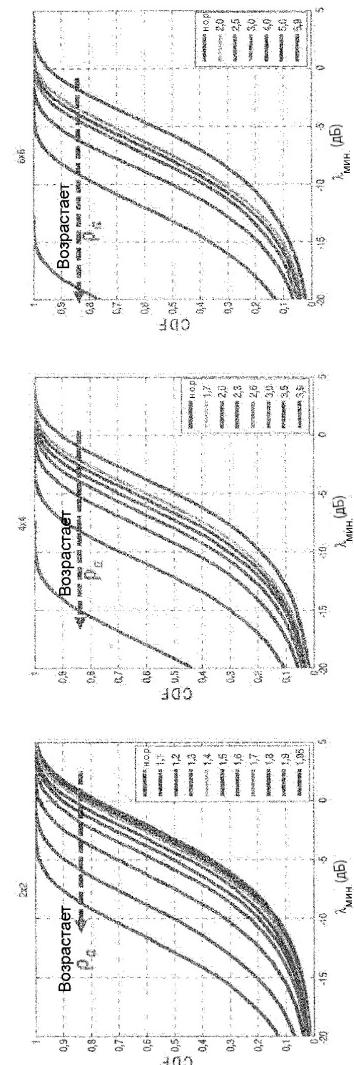
ФИГ. 37

38/53



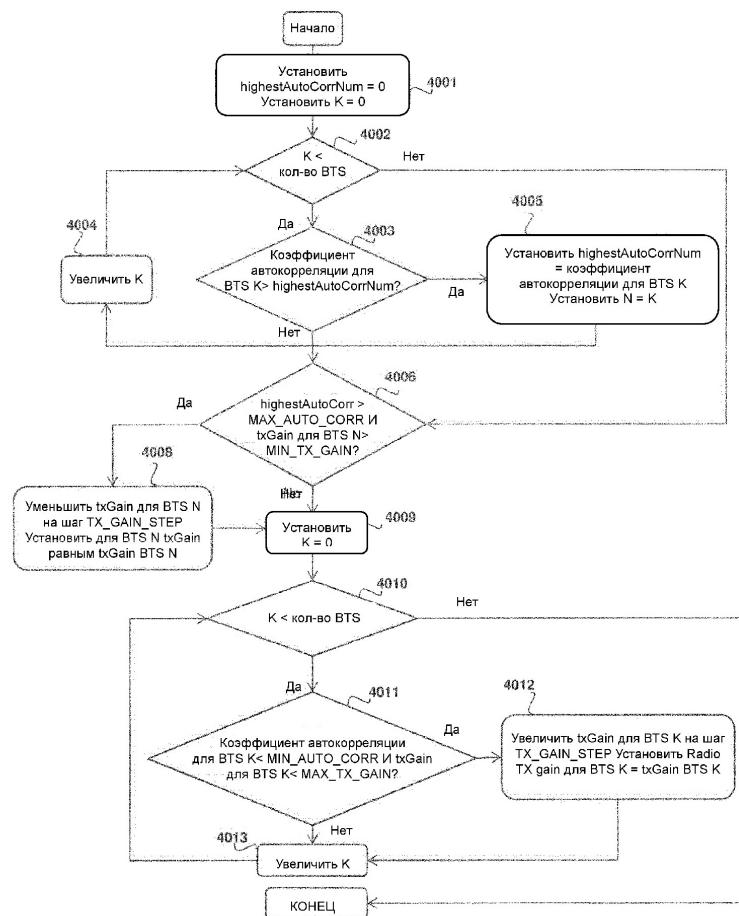
Фиг. 38

39/53

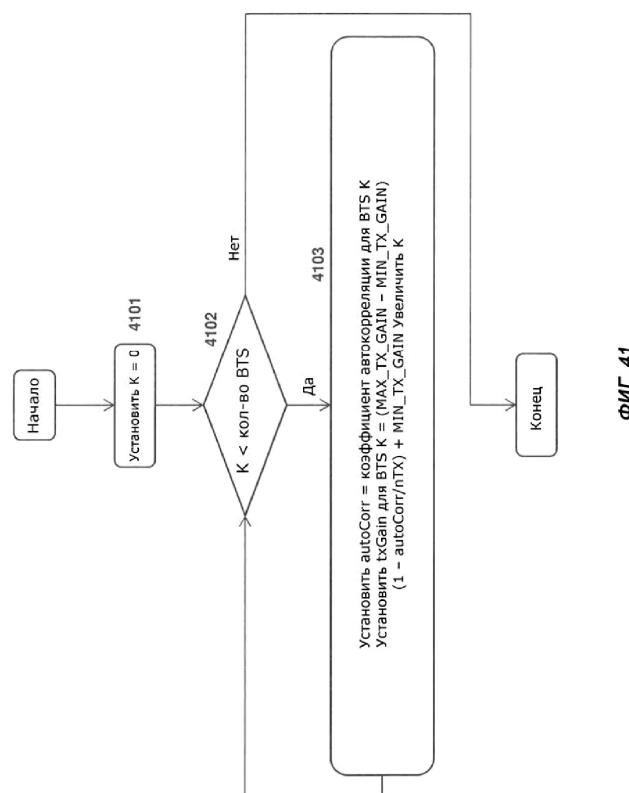


ФИГ. 39

© Минимальное значение сингулярного числа

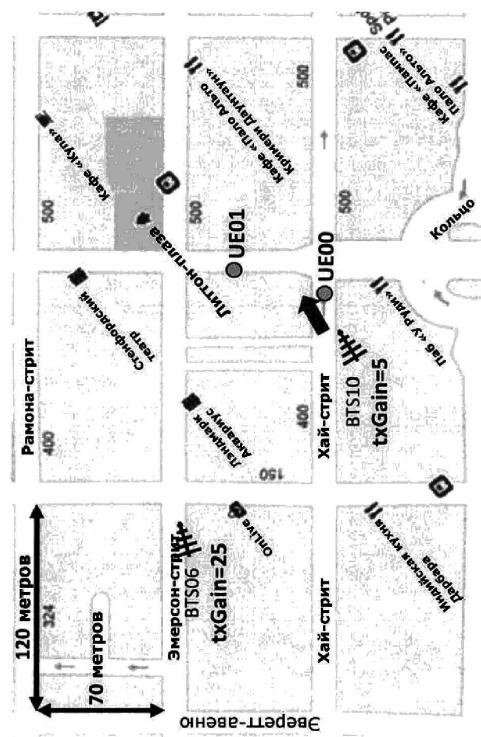


ФИГ. 40



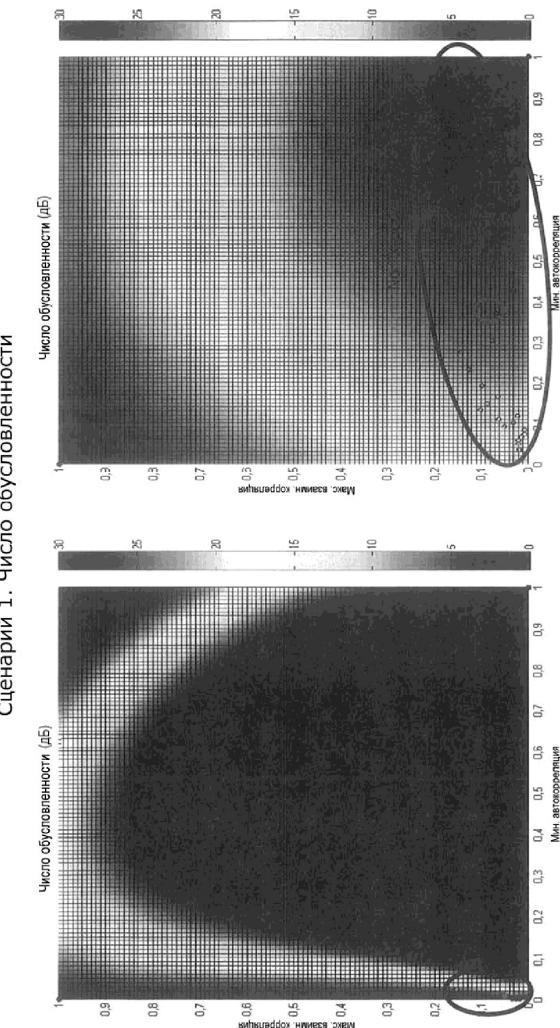
ФИГ. 41

Сценарий 1



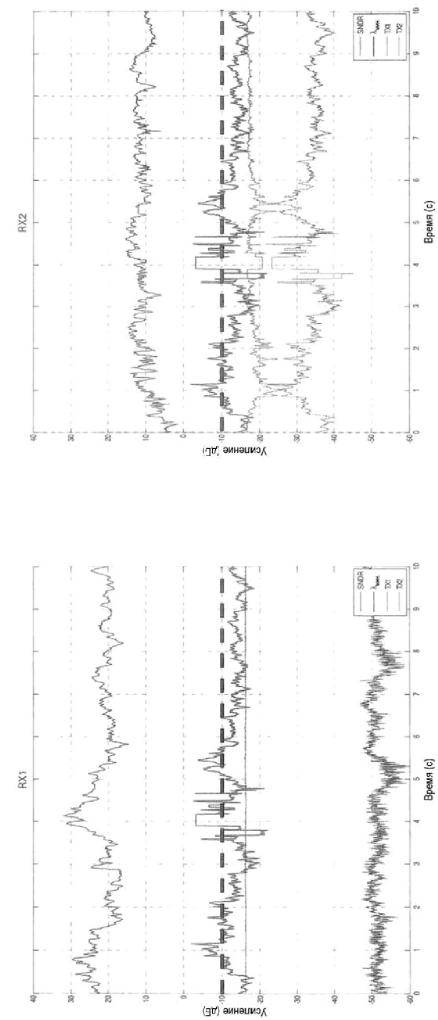
ФИГ. 42

43/53



ФИГ. 43

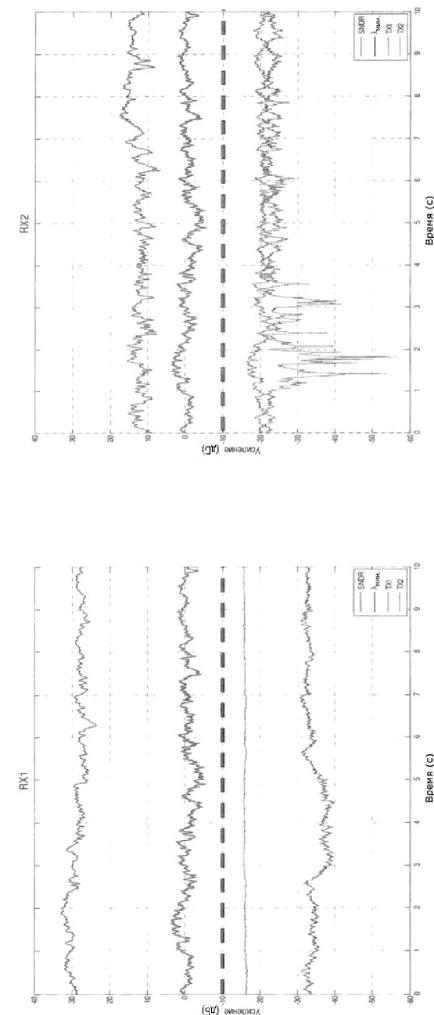
44/53



ФИГ. 44

Сценарий 1. Система DIDO 2x2 без балансировки TX

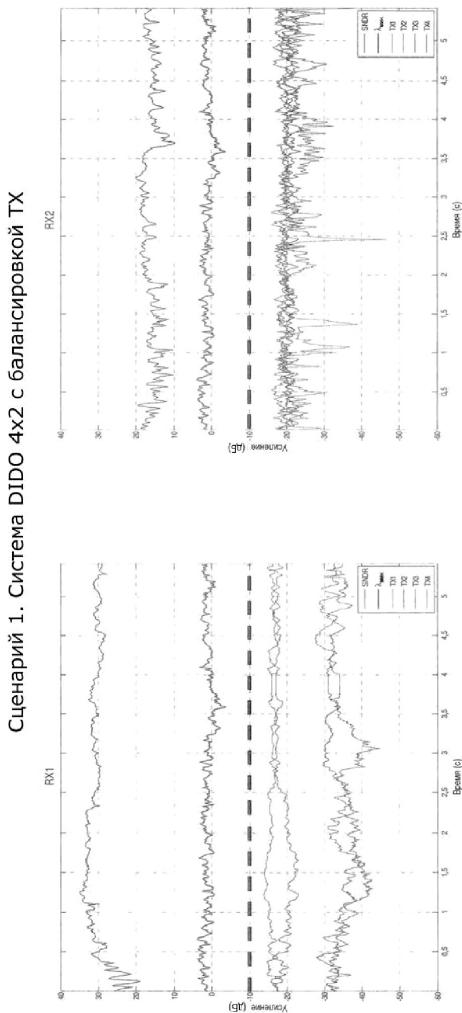
45/53



ФИГ. 45

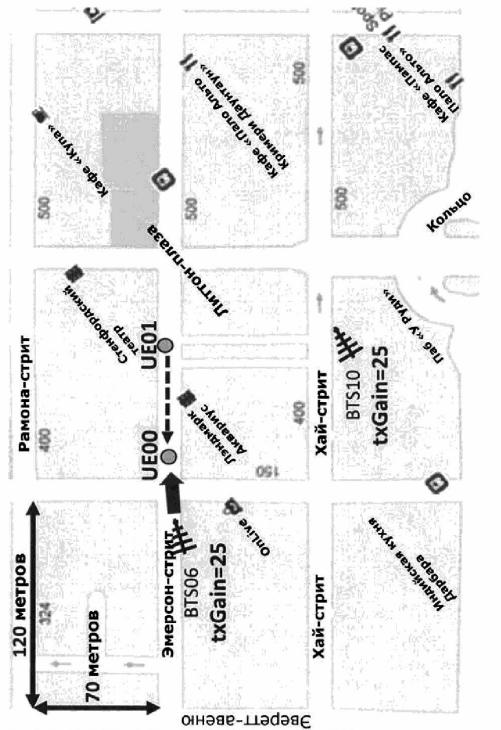
Сценарий 1. Система DIDO 2x2 с балансировкой TX

46/53



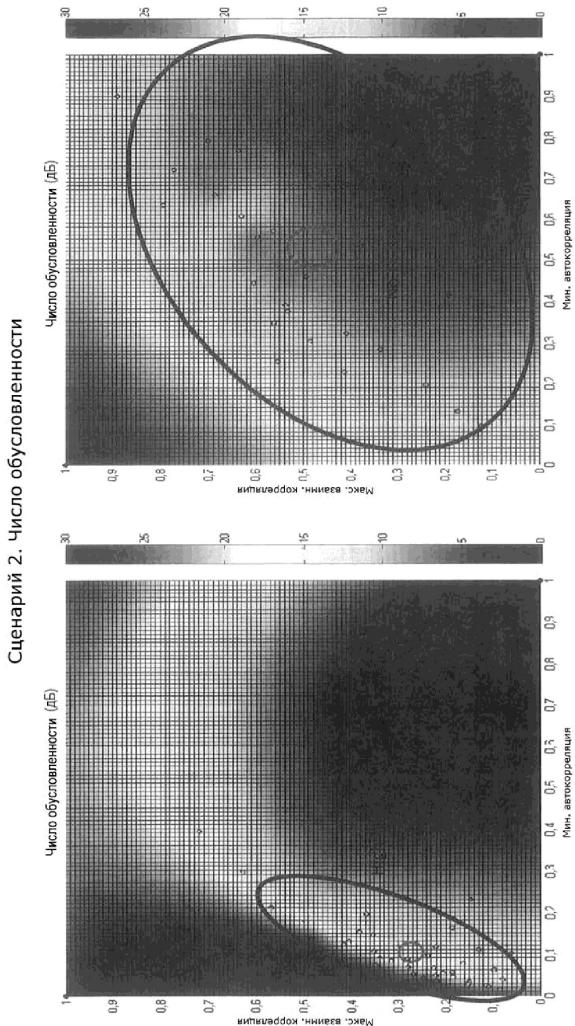
ФИГ. 46

Сценарий 2



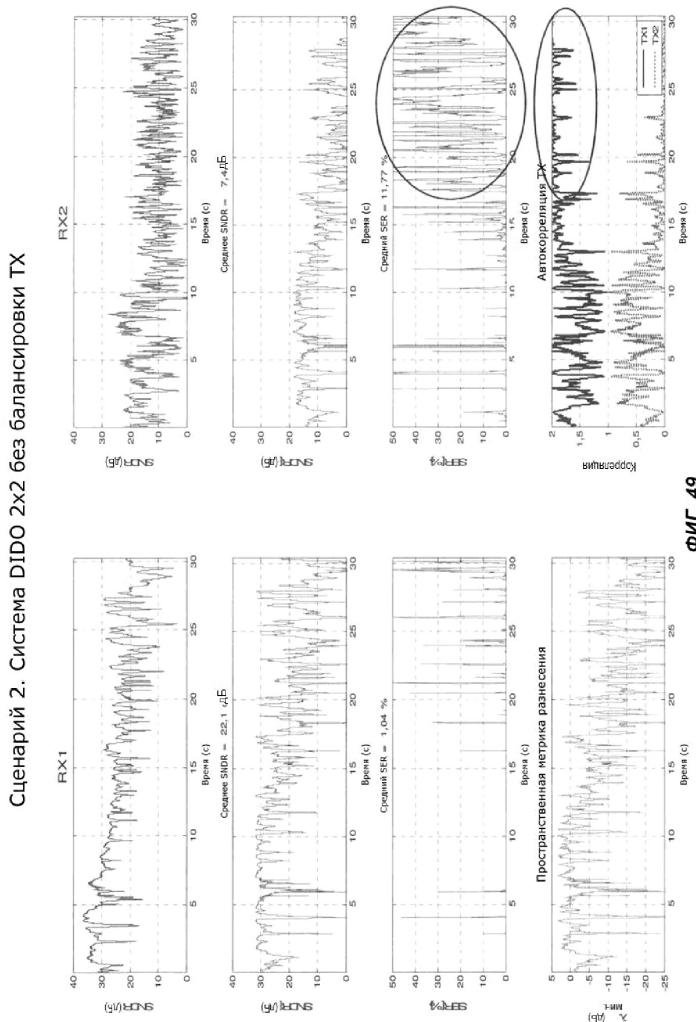
ФИГ. 47

48/53



ФИГ. 48

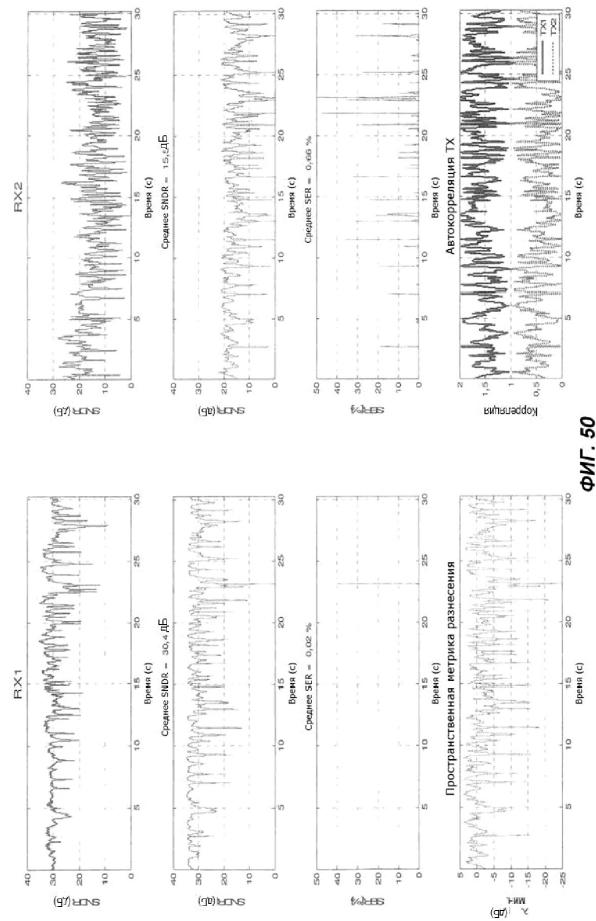
49/53



ФИГ. 49

50/53

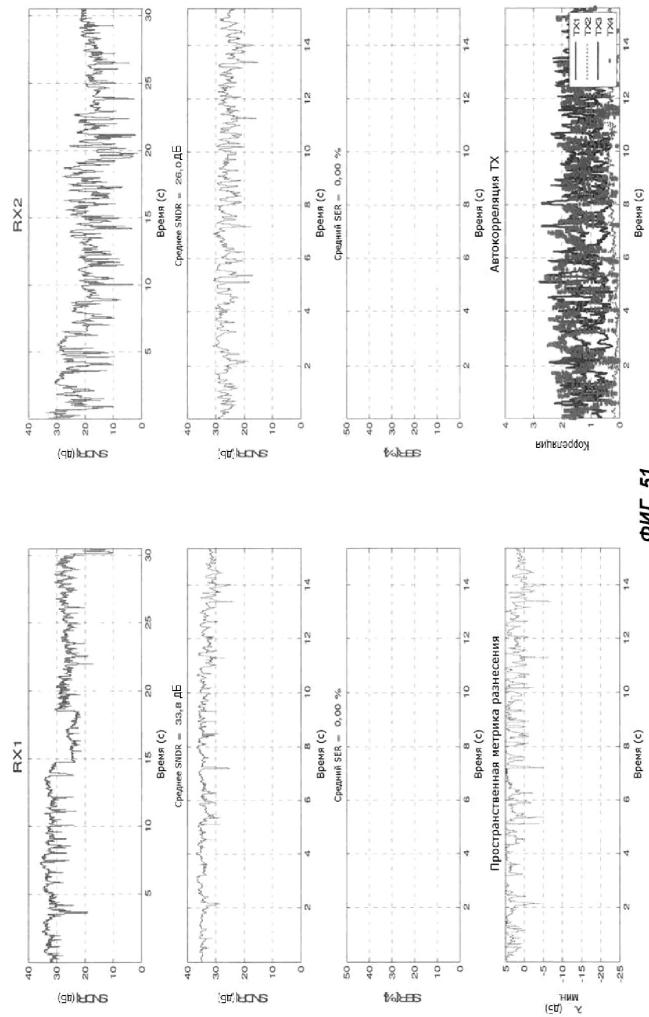
Сценарий 2. Система DIDO 4x2 с балансировкой TX



Фиг. 50

51/53

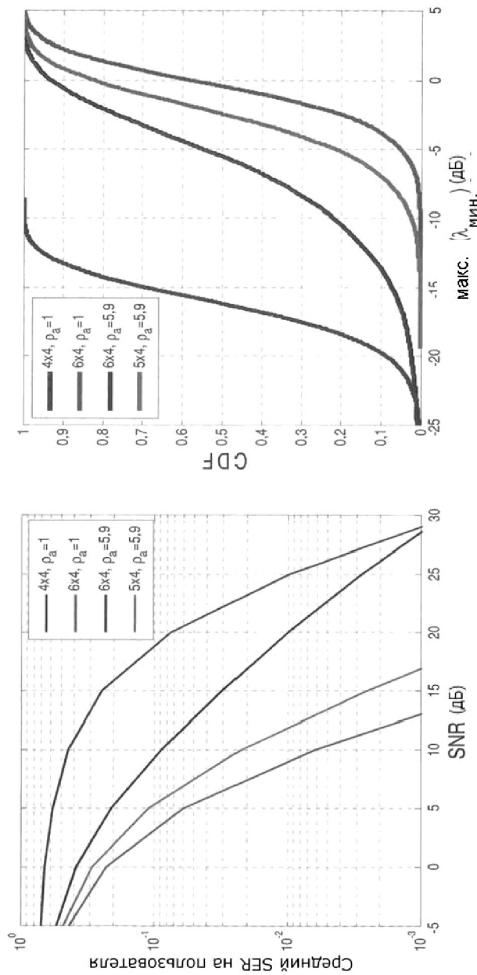
Сценарий 2. Система DIDO 4x2 с балансировкой TX



ФИГ. 51

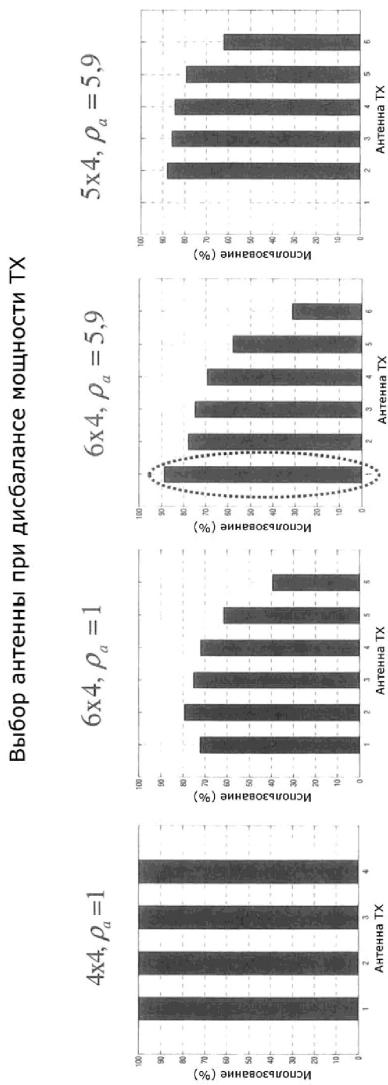
52/53

Выбор антенны при дисбалансе мощности ТХ



ФИГ. 52

53/53



ФИГ. 53