(19) **RU** (11) **2 142 202** (13) **C1**

(51) МПК[6] **H 04 B 7/26**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: **97101122/09, 22.06.1995**

(24) Дата начала действия патента: **22.06.1995**

(30) Приоритет: **23.06.1994 US 08/265,664**

(46) Дата публикации: **27.11.1999**

(56) Ссылки: **WO 93/12590 A, 24.06.93. EP 0591770 A, 23.09.93. US 4901307 A, 13.02.90. WO 93/12586 A, 24.06.93. EP 0429200 A, 01.10.91. SU 2737523 01.02.91.**

(85) Дата перевода заявки PCT на национальную фазу: **23.01.97**

(86) Заявка PCT:
US 95/07970 (22.06.95)

(87) Публикация PCT:
WO 96/00466 (04.01.96)

(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул.Большая Спасская, 25, стр.3, ООО "Городисский и партнеры", Патентному поверенному Емельянову Е.И.

(71) Заявитель:
Квэлкомм Инкорпорейтед (US)

(72) Изобретатель: **Фрэнклин П.Антонио (US), Клайн С.Гилхаузен (US), Джэк К.Вольф (US), Ефраим Зехави (IL)**

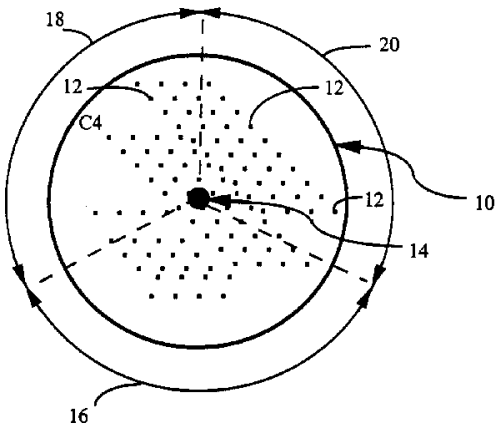
(73) Патентообладатель:
Квэлкомм Инкорпорейтед (US)

RU 2142202 C1

(54) АДАПТИВНОЕ РАЗБИЕНИЕ НА СЕКТОРА В СИСТЕМЕ СВЯЗИ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ

(57) Реферат:

Система и способ для адаптивного разбиения на сектора канальных ресурсов в цифровой сотовой системе связи. В системе используется антенная решетка для создания по меньшей мере первого и второго электромагнитных лучей для приема первого информационного сигнала, передаваемого определенным пользователем из множества пользователей, и получения первого и второго принятых сигналов. Затем из первого и второго принятых сигналов с помощью диаграммообразующей схемы и коммутационной матрицы формируется первый набор лучеобразующих сигналов. Предусмотрены демодулирующие приемники для демодуляции по меньшей мере первого и второго лучеобразующих сигналов, содержащихся в первом наборе лучеобразующих сигналов, с получением при этом первого и второго демодулированных сигналов. Кроме того, система включает схему слежения для отслеживания многолучевых информационных сигналов, принимаемых с разных позиций и под разными углами. Достигаемым техническим результатом является создание способа адаптивного разбиения на сектора, позволяющего осуществлять избирательное слежение и прием прямых и многолучевых сигналов, передаваемых к пользователям и от пользователей в цифровой системе связи. 5 с. и 28 з.п. ф-лы, 14 ил., 1 табл.



Фиг.1

RU 2142202 C1

(19) **RU** (11) **2 142 202** (13) **C1**

(51) Int. Cl.[6] **H 04 B 7/26**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: **97101122/09, 22.06.1995**

(24) Effective date for property rights: **22.06.1995**

(30) Priority: **23.06.1994 US 08/265,664**

(46) Date of publication: **27.11.1999**

(85) Commencement of national phase: **23.01.97**

(86) PCT application:
US 95/07970 (22.06.95)

(87) PCT publication:
WO 96/00466 (04.01.96)

(98) Mail address:
129010, Moskva, ul.Bol'shaja Spasskaja, 25, str.3, OOO "Gorodisskij i partnery", Patentnomu poverennomu Emel'janovu E.I.

(71) Applicant:
Kvehlkomm Inkorporejted (US)

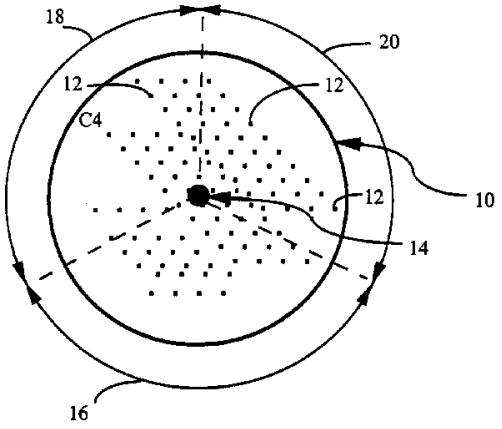
(72) Inventor: **Frehnklin P.Antonio (US), Klajn S.Gilkhauzen (US), Dzhehk K.Vol'f (US), Efraim Zekhavi (IL)**

(73) Proprietor:
Kvehlkomm Inkorporejted (US)

(54) ADAPTIVE SECTOR SEPARATION IN SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

FIELD: digital cellular communication network. SUBSTANCE: device uses antenna array for generation of at least first and second electromagnetic beams for reception of first information signal, which is transmitted from a user from set of users, and for production of first and second received signals. Then device generates first set of beam forming signals from first and second received signals using pattern-forming circuit and commutation matrix. In addition device has demodulation receivers for demodulation of at least first and second beam forming signals which are included in first set of beam forming signals together with production of first and second demodulated signals. In addition device has tracing circuit for tracing multipath information signals which are received from different positions and at different angles. EFFECT: possibility of selective tracing and reception of direct and multipath signals transmitted to users and received from users in digital communication network. 33 cl, 14 dwg, 1 tbl



Фиг.1

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

Настоящее изобретение относится к системам связи, использующим сигналы с расширенным спектром и, в частности, к новому усовершенствованному способу и устройству для адаптивного разбиения на сектора в системе связи с расширенным спектром.

II. Описание известного уровня техники

Известны системы связи, позволяющие передавать информационные сигналы от места расположения базовой станции к месту расположения отдельного пользователя или абонента. Для передачи таких информационных сигналов по каналам связи, соединяющим базовую станцию и места расположения пользователей, используются как аналоговые, так и цифровые способы. Цифровые способы отличаются рядом преимуществ по сравнению с аналоговыми, в том числе, например, пониженную восприимчивость к шумам и взаимным помехам, увеличенную пропускную способность и улучшенную защиту от несанкционированного доступа за счет использования шифрования.

При передаче информационного сигнала по каналу связи в любом направлении информационный сигнал сначала преобразуется в форму, удобную для эффективной передачи по каналу. Преобразование или модуляция информационного сигнала включает изменение параметра несущей в соответствии с информационным сигналом таким образом, чтобы спектр результирующего модулированного сигнала находился в пределах ширины полосы пропускания канала. В месте приема исходный сигнал сообщения восстанавливается из копии модулированной несущей, принимаемой после ее распространения по каналу связи. Такое восстановление обычно осуществляется с использованием процесса, обратного процессу модуляции, использованному при передаче сообщения.

Модуляция также облегчает мультиплексирование, то есть одновременную передачу нескольких сигналов по общему каналу. Мультиплексные системы связи обычно содержат множество удаленных абонентских устройств, требующих кратковременных сеансов связи с перерывами, а не непрерывного доступа к каналу связи. Системы, предназначенные для установления связи с выбранной подгруппой из всего набора абонентских устройств, называются системами с многостанционным (коллективным) доступом.

Конкретный тип системы связи с многостанционным доступом, известный как система модуляции с многостанционным доступом с кодовым разделением каналов (МДКР), может быть реализован с использованием методов расширения спектра. В системах с расширенным спектром используемый способ модуляции приводит к распределению передаваемого сигнала в широкой полосе частот в пределах канала связи. Другие способы связи с многостанционным доступом включают многостанционный доступ с временным разделением каналов (МДВР) и многостанционный доступ с частотным разделением каналов (МДЧР). Однако способ модуляции с расширенным спектром типа МДКР имеет значительные преимущества по сравнению с другими указанными способами модуляции для систем связи с многостанционным доступом. Использование метода МДКР в системе связи с многостанционным доступом раскрыто в патенте США N 4901307 от 13 февраля 1990 г. на "Систему связи с многостанционным доступом с расширенным спектром, использующую спутниковые или наземные ретрансляторы", переуступленном правопреемнику настоящего изобретения.

В патенте США N 4901307 раскрыт способ многостанционного доступа, при котором большое число мобильных пользователей системы, каждый из которых имеет приемопередатчик, осуществляют информационный обмен с помощью спутниковых ретрансляторов или наземных базовых станций, с использованием сигналов связи с расширенным спектром МДКР-типа. При связи по методу МДКР частотный спектр может быть использован многократно, что позволяет увеличить пропускную способность для пользователей системы. Метод МДКР обеспечивает более высокую эффективность использования спектра по сравнению с той, которая может быть обеспечена другими методами многостанционного доступа.

Для конкретной сотовой системы связи с МДКР связь между базовой станцией и абонентскими устройствами в области ячейки сотовой системы осуществляется путем распределения каждого передаваемого сигнала по соответствующей ширине полосы пропускания канала с использованием уникального расширяющего кода пользователя. В таких системах МДКР кодовые последовательности, используемые для расширения спектра, строятся из двух различных типов последовательностей, каждая из которых имеет разные свойства для обеспечения разных функций. Например, используемые последовательности первого типа представляют собой псевдошумовые (ПШ) коды I (синфазного) и Q (квадратурного) канала, которые совместно используются всеми сигналами в ячейке или секторе. Кроме того, каждый пользователь может быть идентифицирован уникальным длинным ПШ кодом, который обычно длиннее, чем ПШ коды I и Q каналов.

На фиг. 1 показан пример ячейки 10 сотовой системы связи с МДКР, в которой расположено множество стационарных или мобильных абонентских устройств 12 и базовая станция 14. Абонентские устройства 12 сгруппированы в первом, втором и третьем секторах пользователей 16, 18 и 20, каждый из которых поддерживает эквивалентное число каналов трафика. Базовая станция 14 может содержать набор антенн с фиксированным положением диаграммы направленности (не показаны), предназначенных для облегчения связи с абонентскими устройствами в каждом пользовательском секторе. Как вариант, для разделения ячейки на три отдельных пользовательских сектора можно использовать трехэлементную антенную решетку.

Преимущество системы по фиг. 1 состоит в том, что базовая станция 14 обычно содержит приемник с разнесением,

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

обеспечивающий отдельный прием индивидуальных многолучевых отраженных сигналов ПШ-сигнала с расширенным спектром, передаваемого каждым абонентским устройством 12. Многолучевые эхо-сигналы могут быть обусловлены отражением переданного пользователем сигнала от объектов, находящихся на пути распространения сигнала. Затем индивидуальные многолучевые сигналы выравниваются во времени (совмещаются) на отдельных выводах приемника, предназначенных для приема конкретных многолучевых сигналов, и суммируются для улучшения отношения "сигнал-шум". Если ячейка 10 разделена на достаточно большое число секторов (например, на шесть секторов), то каждому сектору выделяется относительно узкий луч. К сожалению, увеличение числа секторов может затруднить прием этих многолучевых сигналов вне диаграммы направленности антенны каждого сектора, что приводит к нежелательному уменьшению отношения "сигнал-шум".

Соответственно задачей настоящего изобретения является создание способа адаптивного разделения на сектора, позволяющего осуществлять избирательное слежение и прием прямых и многолучевых сигналов, передаваемых к пользователям и от пользователей в цифровой системе связи.

Сущность изобретения

Настоящее изобретение предусматривает систему и способ адаптивного разделения на сектора ресурсов каналов цифровой системы связи, например, сотовой системы связи. Система содержит антенное устройство для создания по меньшей мере первого и второго электромагнитных лучей для приема первого информационного сигнала, передаваемого одним конкретным пользователем из множества пользователей, и получения первого и второго принятых сигналов. Затем из первого и второго принятых сигналов формируется первый набор диаграммообразующих сигналов.

Предусмотрен демодулирующий приемник для демодуляции по меньшей мере первого и второго диаграммообразующих сигналов, содержащихся в первом наборе диаграммообразующих сигналов, для получения первого и второго демодулированных сигналов. Система, кроме того, содержит схему слежения для слежения за многолучевыми информационными сигналами, принимаемыми от различных позиций и под разными углами прихода, на основе сравнения первого и второго демодулированных сигналов.

Краткое описание чертежей

Дополнительные задачи и отличительные особенности изобретения раскрыты в нижеследующем подробном описании и формуле изобретения, иллюстрируемых чертежами, на которых представлено следующее:

фиг. 1 - пример системы связи с многостанционным доступом, использующей множество абонентских устройств и базовую станцию;

фиг. 2 - предпочтительный вариант осуществления системы связи с расширенным спектром, в которой передаваемые сигналы прямого и многолучевого распространения принимаются согласно данному изобретению;

фиг. 3 - блок-схема передатчика с расширенным спектром, пригодного для использования в предпочтительном варианте осуществления изобретения;

фиг. 4 - блок-схема примера осуществления радиочастотного передатчика;

фиг. 5A - блок-схема приемной системы базовой станции, обеспечивающей адаптивное разбиение на сектора согласно данному изобретению;

фиг. 5B - блок-схема приемной станции, использующей конкретную реализацию канального блока;

фиг. 5C - блок-схема приемной системы базовой станции, содержащей антенную решетку, размещенную на удаленной позиции;

фиг. 5 - блок-схема RAKE приемника с адаптивным формированием диаграммы направленности, обеспечивающего обработку набора преобразованных с понижением частоты оцифрованных сигналов лучей антенны;

фиг. 6 - пример осуществления приемной антенной решетки, содержащей антенные элементы для приема как горизонтально, так и вертикально поляризованных сигналов;

фиг. 7 - схема включения переключателей в коммутационной матрице для обеспечения одного тракта распространения сигнала для данного входного лучевого сигнала до каждого выходного канала трафика;

фиг. 8 - блок-схема примера осуществления приемника с разнесением, входящего в приемную систему базовой станции;

фиг. 9 - пример осуществления процессора правого/левого луча;

фиг. 10 - блок-схема накапливающего сумматора слежения за лучом, связанного с первым приемным каналом в приемнике с разнесением;

фиг. 11 - схематичное представление круговой антенной решетки.

Подробное описание предпочтительных вариантов осуществления изобретения

1. Введение

Как описано ниже, настоящее изобретение относится к адаптивному управлению диаграммами направленности, формируемыми одной или более антенными решетками в системе связи с расширенным спектром. В предпочтительном варианте осуществления одна или более антенных решеток группируются в базовых станциях ячеек сотовой системы связи. Согласно данному изобретению, для приема как прямых, так и многолучевых передаваемых сигналов из абонентского устройства, связанного с отдельными абонентами системы предусмотрены отдельные наборы лучей. Новая схема слежения позволяет отслеживать прямые и многолучевые сигналы, передаваемые из данного абонентского пункта, как во времени, так и в пространстве. Как будет описано ниже, слежение во времени производится путем регулирования фазы, с которой приемные сигналы коррелируются с ПШ-последовательностью расширения спектра в соответствии с результатами демодуляции принимаемых сигналов.

На фиг. 2 показана система связи 20 с расширенным спектром согласно данному

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

изобретению. В пределах зоны действия системы связи 20 расположены множество стационарных и мобильных абонентских устройств 22, первая и вторая базовые станции 24 и 26 и станция управления 30. Каждая базовая станция 24 и 26 содержит антенную решетку (не показана) для приема сигналов от абонентских устройств 22. В системе 20 каждому абонентскому пункту 22 выделен уникальный псевдослучайный код, позволяющий различать сигналы пользователей, передаваемые по множеству "каналов трафика", связанных с абонентскими устройствами 22. Такое различение обеспечивается, даже если все каналы трафика системы передаются по единому радиочастотному каналу.

Как показано на фиг. 2, информационный сигнал S, передаваемый абонентским устройством 22a, попадает на расположенный рядом первый объект 34 (например, здание). Видно, что сигнал S принимается по прямому пути распространения базовыми станциями 24 и 26, в то время как первая многолучевая компонента (Sm1) сигнала S отражается объектом 34 на базовую станцию 26. Согласно данному изобретению, сигналы S и Sm1 отслеживаются соответственно базовыми станциями 24 и 26 как во времени, так и в пространстве. После демодуляции в базовых станциях 24 и 26 демодулированные сигналы S и Sm1 передаются на станцию управления 30. В станции управления 30 демодулированные сигналы выравниваются во времени и суммируются в приемнике с разнесением с расширенным спектром. Вариант предпочтительного осуществления такого приемника с разнесением подробно описан ниже.

Согласно данному изобретению антенная решетка каждой базовой станции формирует диаграмму направленности, которая отличается тем, что содержит набор смежных электромагнитных "лучей" (лепестков), которые могут частично перекрываться в пространстве. Для раздельного слежения и приема сигналов S и Sm1 в базовой станции 26 предусмотрены первый и второй поднаборы лучей. В предпочтительном варианте осуществления разные поднаборы лучей выделяются динамически для избирательного слежения и приема сигналов S и Sm1 в соответствии с изменением углов прихода лучей в базовую станцию 26. Эти изменения могут возникнуть, например, из-за перемещения абонентского устройства 22a или из-за перемещения какого-либо объекта 34. Подобные изменения угла прихода могут явиться результатом передвижения базовой станции 26 в тех вариантах, где, например, базовая станция развернута на орбитальном спутнике.

В базовой станции 26 предусмотрен приемник с разнесением, который содержит канал, предназначенный для приема сигнала S, приходящего по прямому пути распространения, и блок для приема многолучевого сигнала Sm1. После модуляции принятых сигналов в каждом канале с использованием ПШ-кода, связанного с абонентским устройством 22a, демодулированные сигналы выравниваются во времени и суммируются. Таким путем обеспечивается отношение "сигнал-шум" информационного сигнала, выделенного из суммарных сигналов, по сравнению со случаем, когда этот сигнал получают с использованием сигнала, принимаемого по единственному пути распространения.

II. Подробное описание

A. Передача сигнала с расширенным спектром

На фиг. 3 показана блок-схема передатчика с расширенным спектром, пригодного для использования в абонентских устройствах 22 (фиг. 2A-B). В предпочтительном варианте осуществления для обеспечения подходящего отношения "сигнал-шум" в канале "абонентское устройство - базовая станция" или в "обратном" канале, используется такая форма ортогональной передачи сигналов, как двоичная, четверичная или C-ричная. Доказано, что способы ортогональной C-ричной передачи сигналов менее чувствительны к искажениям сигналов, возникающим вследствие рэлеевского замирания и тому подобного, чем, например, предусматривающие использование синфазноквадратурной (Costas) схемы восстановления несущей или способа когерентной фазовой манипуляции. Однако ясно, что и другие способы модуляции могут дать улучшенное отношение "сигнал-шум", например, в вариантах, основанных на использовании базовых станций на орбитальных спутниках.

В передатчике по фиг. 3 биты данных 100, состоящие, например, из речи, преобразованной в данные с помощью вокодера, подаются в кодер 102, где эти биты подвергаются сверточному кодированию со скоростью вводимых данных. Если скорость информационных бит меньше, чем битовая скорость обработки кодера 102, может быть использовано копирование кодовых символов, когда кодер 102 копирует биты входных данных 100, для того, чтобы создать продублированный поток данных с битовой скоростью, совпадающей с рабочей скоростью кодера 102. В рассматриваемом варианте кодер 102 принимает биты данных 100 с номинальной скоростью (Rb) 9.6 кбит в секунду и генерирует Rb/r символов в секунду, где "r" обозначает кодовую скорость (например, 1/3) кодера 102. Затем закодированные данные подаются на перемежитель 104, где они поблочно перемежаются.

В 64-ричном (то есть, C=64) ортогональном модуляторе 106 символы группируются в символьные комбинации, содержащие $\log_2 C$ символов, со скоростью $(1/r)(Rb/\log_2 C)$ символьных комбинаций в секунду, причем имеется C возможных комбинаций. В предпочтительном варианте каждая символьная комбинация кодируется в виде последовательности Уолша длиной C (например, C=64). То есть, каждая последовательность Уолша содержит 64 двоичных бита или "чипа" (элемента), причем получается набор из 64 кодов Уолша длиной 64. 64 ортогональных кода соответствуют кодам Уолша из матрицы Адамара 64x64, где код Уолша представляет собой одну строку или столбец матрицы.

Последовательность Уолша, формируемая модулятором 106, подается на логический элемент "исключающее ИЛИ" 108, где она затем "накладывается" или

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

перемножается в сумматоре с ПШ-кодом, уникальным для конкретного абонентского пункта 22. Такой "длинный" ПШ-код генерируется со скоростью Rc генератором длинного ПШ-кода 110 в соответствии с маской длинного ПШ-кода пользователя. В данном примере генератор длинного кода 110 работает с частотой 1,2288 МГц (Rc = 1,2288 МГц), так, чтобы формировать четыре ПШ-элемента на один элемент Уолша.

На фиг. 4 показан пример реализации радиочастотного (РЧ) передатчика 150. При использовании многостанционного доступа с кодовым разделением каналов МДКР с расширенным спектром пара коротких ПШ-последовательностей PN_I и PN_Q подается соответственно генератором PN_I 152 и генератором PN_Q 154 на сумматоры "исключающее ИЛИ" 156 и 158. Последовательности PN_I и PN_Q относятся соответственно к синфазному (I) и квадратурному (Q) каналам связи и имеют длину (32768 элемента), что гораздо короче, чем длина длинного ПШ-кода каждого пользователя. Затем результирующая I-канальная кодовая расширенная последовательность 160 и Q-канальная кодовая расширенная последовательность 162 проходят через фильтры полосы частот модулирующих сигналов группового спектра 164 и 166. Затем отфильтрованная Q-канальная последовательность может быть задержана на 1/2 ПШ-элемента, для того, чтобы компенсировать нелинейность РЧ усилителя.

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) 170 и 172 предусмотрены для преобразования соответственно цифровой I-канальной и Q-канальной информации в аналоговую форму. Аналоговые сигналы, формируемые ЦАП, подаются вместе с несущими сигналами местного генератора $\cos(2\pi ft)$ и $\sin(2\pi ft)$ соответственно в смесители 188 и 190, где они смешиваются и подаются на сумматор 192. Квадратурные несущие сигналы $\sin(2\pi ft)$ и $\cos(2\pi ft)$ подаются из подходящих источников несущей частоты (не показаны). Эти смешанные сигналы промежуточной частоты (ПЧ) суммируются в сумматоре 192 и подаются на смеситель 194.

Смеситель 194 смешивает суммарный сигнал с РЧ сигналом, поступающим от частотного синтезатора 196, так, чтобы обеспечить преобразование с повышением частоты до полосы РЧ. РЧ сигнал содержит синфазную (I) и квадратурную (Q) составляющие и затем может быть пропущен через полосовой фильтр и подан на РЧ усилитель (не показан). Должно быть ясно, что в различных вариантах РЧ передатчика 150 могут быть использованы различные способы суммирования, смешивания, фильтрации и усиления сигналов, которые здесь не описаны, но хорошо известны специалистам. Также можно предложить и другие способы кодирования и модуляции, которые в некоторых альтернативных вариантах реализации могут улучшить характеристики системы.

B. Общее описание приемной системы базовой станции

На фиг. 5A показана блок-схема приемной системы базовой станции 210, соответствующей данному изобретению. В примерах осуществления по фиг. 5A и 5B антенная решетка базовой станции размещается в том же месте, где и блок обработки сигналов приемной системы 210. Как описано ниже со ссылками на фигуры 5C и 5D, антенная решетка может быть, как вариант, размещена в удаленном месте, причем связь с остальной частью приемной системы может осуществляться с помощью волоконно-оптической линии связи или иного подобного средства.

В соответствии с фиг. 5A, M-элементная антенная решетка (не показана) выдает сигналы в набор из M сигнальных шин 212. В этом примере осуществления антенная решетка содержит несколько (M) всенаправленных антенных элементов, равномерно расположенных по круговой периферии, тем самым позволяя осуществлять прием сигналов, поступающих с любого направления. Подробное описание примера круговой антенны дается ниже в разделе F.

Как показано на фиг. 5A, сигнальные шины 212 подсоединены к преобразователю с понижением частоты до ПЧ 214, предназначенному для преобразования с понижением частоты сигналов с антенной решетки в набор сигналов ПЧ 218. Затем каждый из сигналов ПЧ 218 дискретизируется с использованием отдельного аналого-цифрового преобразователя (АЦП), которые в целом представлены АЦП 220. АЦП 220 с частотой, в данном примере приблизительно равной четырехкратной частоте ПШ расширения, генерирует набор из M комплексных цифровых сигналов (I_i, Q_i), где i = 1 до M. Следовательно, в примере реализации частота дискретизации равна 4 • 1,228, или 4,912 МГц. Частота дискретизации может быть уменьшена примерно до частоты Найквиста, если вместе с АЦП 220 использовать интерполирующий фильтр.

Цифровые сигналы (I_i, Q_i) подаются в диаграммообразующую схему 224, предназначенную для получения набора из N цифровых лучевых сигналов B_z, где z = 1 до N и N = (L) (M). Каждый из N лучевых сигналов B_z формируется следующим образом

$$B_z = \sum_{i=1}^{M} (I_i + jQ_i) q_{iz}, \quad (1)$$

где каждый весовой коэффициент q_{iz} содержит комплексное число. Как описано ниже, весовые коэффициенты q_{iz} выбираются таким образом, чтобы каждый лучевой сигнал B_z соответствовал желаемой диаграмме направленности приемной антенны, формируемой M-элементной антенной решеткой. Форма и направление антенного луча, связанного с каждым сигналом B_z, могут быть адаптивно изменены путем динамического изменения комплексных значений весовых коэффициентов q_{iz}. Кроме того, параметр L может быть выбран для установки требуемой степени перекрытия между антенными лучами, связанными с выбранными наборами сигналов B_z. Например, если L больше единицы, антенные лучи, связанные с конкретными комбинациями

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

лучевых сигналов B_z, должны пространственно перекрываться.

Каждый из цифровых лучевых сигналов B_z, z = 1, ... N подается на множество канальных блоков, один из которых показан на фиг. 5А. Каждый канальный блок выполняет остальные функции по обработке и обнаружению сигналов для единой линии связи (например, телефонного вызова) между подвижным абонентским терминалом и базовой станцией. В ответ на информацию о выборе луча, обеспечиваемую контроллером 244, коммутационная матрица 228 в каждом канальном блоке выбирает поднабор лучевых сигналов B_z для их обработки в канальном блоке. Для идентификации самого сильного сигнала, принимаемого от подвижного абонентского устройства, связанного с канальным блоком, используется один или более поисковых приемников 227. То есть, поисковый приемник(и) 227 обычно предусматривается для измерения уровня различных многолучевых компонент, поступающих на базовую станцию в различные моменты времени, после того, как они прошли различные расстояния после передачи из подвижного абонентского устройства. В предпочтительном варианте осуществления коммутационной матрицей 228 выбирается J наборов из одного или более лучевых сигналов для их обработки набором из J корреляционных приемников 230. Этот выбор основывается на результатах поиска, поступающих на контроллер 244 от поискового приемника(ов) 227. То есть, контроллер 244 определяет, какой из лучевых сигналов B_z должен быть подан на каждый корреляционный приемник 230 и какая из многолучевых сигнальных компонент от каждого подвижного абонентского устройства должна быть обработана. На контроллер 244 может быть также возложена корректировка весовых коэффициентов в диаграммообразующей схеме 224 для изменения формы и/или направления диаграммы направленности, создаваемой лучевыми сигналами B_z. Диаграмма направленности антенны обычно формируется таким образом, чтобы максимальное усиление соответствовало тем направлениям, с которых принимается самая высокая концентрация сигналов, передаваемых подвижными пунктами. Как вариант, в диаграммообразующей схеме 224 может быть сформировано достаточно большое количество лучей, что дает возможность получить "заказную" диаграмму направленности в соответствии с требованиями конкретной системы.

Согласно фиг. 5А, демодулированные сигналы, создаваемые каждым корреляционным приемником 230, подаются на суммирующий модуль 235. В суммирующем модуле 235 демодулированные сигналы комбинируются и подаются в блок удаления перемежения и декодирования (не показан). В возможном примере осуществления сигналы после снятия перемежения декодируются в соответствии с алгоритмом декодирования Витерби и затем подаются на вокодер или другой функциональный блок.

На фиг. 5В показана блок-схема приемной системы базовой станции 210 с конкретной реализацией канального блока. Цифровые лучевые сигналы B_z, z = 1, ... N формируются диаграммообразующей схемой 224 по существу таким же образом, как это было описано выше со ссылками на фиг. 5А.

Цифровые лучевые сигналы B_z, z = 1, ... N подаются на коммутационную матрицу 228 выбранного канального блока, которая предназначена для распределения наборов лучевых сигналов B_z по набору из J приемников с разнесением 232a-232j, соответственно включенных в состав корреляционных приемников 230. Каждая коммутационная матрица 228 содержит схему однонаправленного действия, предназначенную для подсоединения N = (L)(M) лучевых сигнальных входов к набору из P = J*3K выходов. P выходов коммутационной матрицы 228 разделяются по набору из J каналов трафика, связанных с приемниками с разнесением 232a-232j, где каждый из J пользователей прикреплен к одному из J каналов трафика, то есть, к одному из J канальных блоков. В возможном примере осуществления каждый из приемников с разнесением 232 предназначен для обработки сигналов, принимаемых из группы K-1 каналов распространения от конкретного абонента, где K обозначает количество "отводов" (каналов) каждого приемника с разнесением 232. Как описано ниже, один из каналов приема каждого приемника 232 обычно предназначается для поиска самого сильного сигнала, принимаемого от конкретного абонентского устройства.

Каждый приемный канал образует законченный демодулирующий приемник, который содержит схемы фазового и временного слежения для демодуляции выделенной временной компоненты разнесенного во времени принимаемого сигнала многолучевого распространения. Как описано в Патенте США N 5109390 на "Приемник с разнесением в сотовой телефонной системе с МДВР", переуступленном правопреемнику настоящего изобретения, RAKE приемник с разнесением может содержать один или более таких приемных каналов. В возможном примере осуществления настоящего изобретения каждый канал трафика обслуживается трехканальным RAKE приемником подвижной станции и четырехканальным RAKE приемником базовой станции. Следует отметить, что для идентификации и измерения (но обычно не для слежения во времени и/или по фазе) пилот-сигналов и сигналов управления, циркулирующих по активным каналам связи, обычно используются дополнительные "поисковые" схемы коррекции ПШ-сигналов.

Сигналы, проходящие по K-1 трактам распространения, связанным с каждым абонентским устройством, содержат информацию, пересылаемую по "каналу трафика", выделенному каждому абонентскому устройству. В предпочтительном варианте осуществления максимум 3K лучевых сигналов B_z выделяются для каждого канала трафика. То есть, для приема многолучевого сигнала, обрабатываемого данным приемным каналом, используется поднабор из трех смежных антенных лучей. Если два или более многолучевых сигналов, выделенных для разных приемных каналов, располагаются

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

пространственно рядом, тот же самый трехлучевой поднабор может быть выделен для приема каждого из двух или более сигналов. В этом случае для данного канала трафика может быть выделено менее 3K лучевых сигналов.

Согласно фиг. 5B, выделение трех лучей, используемых для приема каждого отдельно приходящего сигнала, дает возможность схемам слежения за лучами 240a-240j отслеживать в пространстве каждый принимаемый сигнал. Положим, например, что в качестве луча, несущего самый сильный сигнал из трех антенных лучей, связанных с данным приемным каналом, был идентифицирован j-й луч, сформированный антенной решеткой базовой станции. Затем может быть выполнено пространственное слежение, как это подробно описано ниже, путем вычисления сигнала пространственного слежения на основе разности энергий "правого" и "левого" смежных антенных лучей (то есть, лучей j $\pm$ 1). Каждый из результирующих K сигналов пространственного слежения от каждой из схем слежения за лучами 240a-240j распространяются по соответствующим шинам слежения 242a-242j к контроллеру 244. Каждая шина слежения 242a-242j содержит набор из K сигнальных линий, соответствующих K блокам каждого приемника с разнесением 232a-232j. Если сигналы слежения показывают, что сигнал, полученный посредством "правого" луча j + 1, значительно сильнее, чем сигнал, полученный с помощью "левого" луча j - 1, то тогда контроллер 244 может улучшить прием сигнала, дав команду на коммутационную матрицу 228 изменить набор лучей, выделенных для данного приемного канала с j, j $\pm$ 1 на j, j + 1, j + 2.

В предпочтительном варианте осуществления привязка по времени демодуляции сигналов, принимаемых по правому и левому лучам данного приемного канала, сдвигается на заранее заданный интервал. То есть, привязка по времени демодуляции сигналов, передаваемых по правому и левому лучам (то есть, лучам j $\pm$ 1), сдвигается таким образом, что один из лучей j $\pm$ 1 рассматривается как "ранний" луч, в то время как другой рассматривается как "поздний" луч. Каждая из схем слежения за лучами 240a-240j формирует сигнал слежения на основе разности энергий между сигналами, полученными по правому и левому лучам, связанным с каждым приемным каналом. Предположим также, что, к примеру, лучи j, j $\pm$ 1, создаваемые антенной решеткой базовой станции, соответствуют трем антенным лучам, связанным с данным приемным каналом. Сигнал слежения, подаваемый по соответствующей шине слежения 242a-242j на контроллер 244, рассчитывается на основе разности энергий демодулированных сигналов, получаемых от правого и левого лучей (то есть, лучей j $\pm$ 1). Затем в соответствующем приемнике с разнесением 232a-232j контроллером 244 осуществляется коррекция привязки времени демодуляции.

На фиг. 5C показана блок-схема приемной системы базовой станции 219', содержащая антенную решетку, размещенную на удаленной позиции. В соответствии с фиг. 5C, где предусмотрена M-элементная антенная решетка (не показана) для получения набора принимаемых сигналов по M сигнальным линиям 212'. В данном примере реализации антенная решетка содержит некоторое число (M) всенаправленных антенных элементов, равномерно расположенных по круговой периферии, что позволяет осуществлять прием сигналов, поступающих с любого направления.

В альтернативных вариантах реализации M-элементная антенная решетка может быть заменена прямоугольной решеткой из M всенаправленных антенных элементов. Затем можно подобрать весовые коэффициенты, связанные с каждым элементом в решетке, чтобы дать возможность формировать лучи в любом направлении. В общем случае для формирования лучей в любом направлении можно использовать произвольные конфигурации антенных элементов при использовании соответствующей диаграммообразующей схемы в сочетании с заранее рассчитанными таблицами весовых коэффициентов.

Как показано на фиг. 5C, сигнальные линии 212' от антенной решетки подсоединены к преобразователю с понижением частоты до ПЧ 214', предназначенному для понижения частоты принимаемых сигналов и преобразования их в набор сигналов ПЧ 218'. Затем сигналы ПЧ 218' дискретизируются в АЦП 220' для получения набора из M комплексных цифровых сигналов (I'_i, Q'_i), где i = 1, ... M. В предпочтительном варианте частота дискретизации АЦП 220' выбирается приблизительно в четыре раза большей, чем частота ПШ-расширения. Следовательно, в примере реализации частота дискретизации равна 4$\bullet$1,228, или 4,912 МГц. Частота дискретизации может быть уменьшена до частоты Найквиста, если вместе с АЦП 220' используется интерполяционный фильтр.

Цифровые сигналы (I'_i, Q'_i), i = 1 до M, как вариант, преобразуются мультиплексором 226' в последовательный поток и подаются в модулятор/кодер 228'. В варианте по фиг. 5C антенная решетка АЦП 220', мультиплексор 226' и модулятор/кодер 228' располагаются в пункте, удаленном от элементов, обрабатывающих сигналы приемной системы 210'. Информация от удаленной позиции подается по линии связи 229' (например, оптоволоконному кабелю) к схеме демодулятора/декодера 230', расположенной в центральном пункте обработки или базовой станции. Модулятор/кодер 228' предусмотрен для модулирования и кодирования информации, поступающей от удаленного пункта, чтобы обеспечить надежную передачу по линии связи 229'. Следует иметь в виду, что конкретный используемый формат модуляции и кодирования будет зависеть от характеристик линии связи 229'. Кроме того, следует иметь в виду, что такая модуляция и кодирование выполняются единственно для защиты целостности передачи данных из удаленного пункта. Соответственно необязательное включение элементов схемы 226'-231' показано пунктирным выделением этих элементом на фиг. 5C.

Затем демодулированный и декодированный сигнал, формируемый демодулятором/декодером 230',

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

распределяется демультиплексором 231' по набору из J диаграммообразующих схем 224a'-224j'. Как описано выше, каждая диаграммообразующая схема 224a'-224j' генерирует набор из Q лучевых сигналов для обработки соответствующим приемником с разнесением 232a'-232j'. Параметр Q равен произведению числа приемных каналов каждого приемника с разнесением 232a'-232j' на число лучей, выделенных каждому приемному каналу.

В предпочтительном варианте реализации для приема многолучевого сигнала, обрабатываемого данным приемным каналом, используется поднабор из трех смежных антенных лучей. Если два или более многолучевых сигнала, выделенных разным приемным каналам, располагаются в пространстве почти рядом, тот же самый поднабор из трех лучей может быть выделен для приема каждого из двух или более сигналов. В этом случае каналу трафика будет выделено меньше Q/3 лучевых сигналов. Такое распределение лучей дает возможность схемам слежения за лучами 240a'-240j' выполнять слежение как во времени, так и в пространстве за каждым принимаемым лучевым сигналом. Такое слежение выполняется по существу так, как было описано выше, за исключением того, что контроллер 244' направляет информацию о выборе луча отдельно на каждую диаграммообразующую схему 224a'-224j".

Обратимся теперь к фиг. 5, где показана блок-схема адаптивного лучевого RAKE приемника, установленного для обработки набора из M оцифрованных антенных лучевых сигналов, преобразованных с понижением частоты, таких, как сигналы, которые выдаются A/D преобразователем 220 (фиг. 5A). M антенных сигналов распределяются по набору из J канальных блоков, один из которых показан на фиг. 5D. Каждый канальный блок выполняет остальные функции обработки и обнаружения сигналов для единой линии связи (например, телефонного вызова) между передвижным абонентским терминалом и базовой станцией. В ответ на информацию о выборе луча, выдаваемую контроллером 244', коммутационная матрица 233' в каждом канальном блоке выбирает поднабор из M приемных антенных сигналов для их обработки канальным блоком. Один или более поисковых приемников 227' используются для идентификации самого сильного сигнала, принимаемого от передвижного абонентского пункта, связанного с канальным блоком. То есть, поисковый приемник(и) 227' обычно предназначен для измерения уровня различных многолучевых компонент, поступающих на базовую станцию в различные моменты времени, после того, как они прошли соответственно различные расстояния вслед за их передачей передвижным абонентским пунктом. В предпочтительном варианте реализации коммутационной матрицей 233' в каждом канальном блоке выбираются J наборов из одного или более сигналов антенной решетки для их обработки набором из J корреляционных приемников 230' в канальном блоке. Этот выбор базируется на результатах поиска, подаваемых на контроллер 244' поисковым приемником(ми) 227'. То есть, контроллер 244' определяет, какой из M сигналов, создаваемых антенной решеткой, должен быть направлен на каждый корреляционный приемник 230', и какая из многолучевых сигнальных компонент от каждого подвижного абонентского устройства должна быть обработана.

Оцифрованные сигналы от антенной решетки, выбранные коммутационной матрицей 233' каждого канального блока, подаются на диаграммообразующую схему 224' в канальном блоке. Диаграммообразующая схема предназначена для получения одного или более цифровых сигналов лучей для их обработки каждым корреляционным приемником 230' путем линейного суммирования выбранных сигналов антенной решетки с набором весовых коэффициентов, выбранных для максимизации отношения "сигнал - шум" самой сильной принимаемой многолучевой компоненты, обрабатываемой приемником 230'. Обычно это приводит к выбору весовых коэффициентов, максимизирующих усиление луча в направлении самой сильной принимаемой многолучевой сигнальной компоненты, определяемой поисковым приемником(ами) 227'. На каждый корреляционный приемник 230' может быть подано более одного луча, поскольку обычно на базовую станцию с различных направлений поступает одна или более многолучевых сигнальных компонент, обрабатываемых каждым корреляционным приемником 230'. Форма и направление антенного луча, связанного с каждым лучевым сигналом, могут быть изменены адаптивным образом контроллером 244' путем динамического изменения значений каждого весового коэффициента. Лучи, выбранные другими канальными блоками (на фиг. 5D не показаны), также могут быть направлены так, чтобы максимизировать отношение "сигнал-шум" сигналов, обрабатываемых этими блоками.

Согласно фиг. 5D, корреляционный приемник 230' каждого канального блока участвует в выполнении остальных функций обработки сигнала, выполняемых для единой линии связи между подвижным абонентским терминалом и базовой станцией. Демодулированные сигналы, создаваемые каждым корреляционным приемником 230', подаются в суммирующий модуль 235'. В суммирующем модуле 235' демодулированные сигналы суммируются и подаются в схему исключения перемежения и декодирования (не показана). В возможном примере осуществления сигналы после исключения перемежения декодируются в соответствии с алгоритмом декодирования Витерби и последовательно подаются на вокодер или другой функциональный блок. Принципиальное преимущество варианта по фиг. 5D состоит в том, что коммутационная матрица обрабатывает относительно небольшое количество лучевых сигналов. Хотя могут потребоваться дополнительные диаграммообразующие элементы, тем не менее данный вариант обеспечивает создание наиболее экономичной эффективной схемной реализации.

На фиг. 5A-5D ширина антенных лучей, выделенных конкретному каналу трафика,

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

будет зависеть от расстояния между соответствующим абонентским устройством и базовой станцией. Более широкие лучи могут выделяться абонентским устройством, находящимся относительно недалеко от базовой станции, в то время как более узкие лучи выделяются более удаленным абонентским устройством.

C. Диаграммообразующая схема формирования

На фиг. 6 представлена альтернативная реализация антенной решетки, включающей антенные элементы для приема как горизонтально, так и вертикально поляризованных сигналов $(I_i, Q_i)_h$ и $(I_i, Q_i)_v$. В таком варианте реализации отдельные диаграммообразующие схемы 224a и 224b используются для получения отдельных наборов лучеобразующих сигналов $B_{z,h}$ и $B_{z,v}$, соответствующих диаграммам направленности горизонтально и вертикально поляризованных лучей. Сигналы $B_{z,h}$ и $B_{z,v}$ генерируются соответственно схемами формирования лучей 224a и 224b согласно выражениям

$$B_{z,v} = \sum_{i=1}^{M} (I_i + jQ_i)_v q_{iz}; \quad (2)$$

$$B_{z,v} = \sum_{i=1}^{M} (I_i + jQ_i)_v q_{iz}, \quad (3)$$

где, как и в случае уравнения (1), z = 1 до z = (L)(M).

В варианте реализации на фиг. 6 оба набора лучевых сигналов $B_{z,h}$ и $B_{z,v}$ могут быть обработаны одной и той же коммутационной матрицей. Кроме того, хотя i-я пара лучевых сигналов $B_{(z,h)i}$ и $B_{(z,h)v}$ в общем случае не должна выделяться одному и тому же приемному каналу, связанному с конкретным каналом трафика, каждый сигнал может быть использован отдельно разными приемными каналами данного приемника. Дополнительные детали, относящиеся к реализации селективной поляризации для варианта антенны по фиг. 6, описаны, например, в вышеупомянутом Патенте США N 4901307.

D. Коммутационная матрица

В последующем описании коммутационной матрицы 228 (фиг. 5A) предполагается, что антенные лучи, связанные с последовательными лучевыми сигналами B_i и B_{i+1} являются пространственно смежными. В общем случае (L > 1) каждая пара смежных лучей (то есть, B_i и B_{i+1}) будут в пространстве перекрываться. J каналов трафика, поддерживаемых P = J*3K выходами коммутационной матрицы 228 (фиг. 5A), могут быть обозначены как $T_{j,k,m}$, где первый индекс j принимает значения 0, 1, ..., J-1 и определяет один из J каналов трафика; второй индекс k определяет конкретный тракт передачи (приемный канал) канала трафика и принимает значения 0, 1, ..., K-1; третий индекс m, где m = 0, 1 или 2, определяет один из трех смежных антенных лучей, выделенных приемному каналу конкретного канала трафика.

В примере реализации входные лучевые сигналы B_i распределены между выходами $T_{j,k,m}$ канала трафика коммутационной матрицы следующим образом:

1) Для каждого канала трафика T_j каждый из 3K связанных с ним выходов соединен с отдельным входным лучом B_i. Набор входных лучевых сигналов B_i, подключенных к данному каналу трафика, обычно состоит из K групп, причем каждая группа включает набор из трех пространственно смежных лучей. Например, если K=3 (то есть, трехканальные приемные каналы), то тогда набор лучей B_{i-1}, B_i, B_{i+1}, B_{j-1}, B_j, B_{j+1}, B_{k-1}, B_k и B_{k+1} подключен к каналу трафика, о котором идет речь.

2) Каждый входной лучевой сигнал B_i может быть подключен к одному или более каналов трафика. Однако, если лучевой сигнал B_i подается в данный канал трафика, он подается на один и только на один выход коммутационной матрицы, выделенный для этого канала.

3) Соединения между входными лучевыми сигналами B_i и выходы канала трафика $T_{j,k,m}$ могут быть описаны матрицей, имеющей M строк, соответствующих лучевым сигналам B_i, i = 1, 2, ..., M, и имеющей P = J•3K столбцов, соответствующих выходам каналов трафика коммутационной матрицы. Элементу на пересечении m-ой строки и p-го столбца матрицы присваивается значение "1", если входной лучевой сигнал B_m должен быть подключен к конкретному выходу канала трафика $T_{j,k,m}$. Элементу присваивается значение "0", если такого соединения не существует. Пример матрицы соединений для случая

девяти входных лучевых сигналов (M=9), четырех каналов трафика (J=4) и одного приемного блока на один канал трафика (K=1) представлен в таблице. Таблица определяет, что лучевые сигналы B_1, B_2, B_3 должны быть подсоединены к каналу трафика "0" (то есть, B_1 к $T_{0,0,1}$, B_2 к $T_{0,0,2}$ и B_3 к $T_{0,0,0}$), лучевые сигналы B_3, B_4 и B_5 должны быть подключены к каналу трафика "1" (то есть, B_3 к $T_{1,0,0}$, B_4 к $T_{1,0,1}$ и B_5 к $T_{1,0,2}$), лучевые сигналы B_7, B_8 и B_0 должны быть подключены к каналу трафика "2" (то есть, B_7 к $T_{2,0,1}$, B_8 к $T_{2,0,2}$ и B_0 к $T_{2,0,0}$), и лучевые сигналы B_5, B_6, B_7 должны быть подсоединены к каналу трафика "3" (то есть, B_5 к $T_{3,0,2}$, B_6 к $T_{3,0,0}$ и B_7 к $T_{3,0,1}$).

В предпочтительном варианте реализации коммутационной матрицы 228 каждый лучевой сигнал может быть подсоединен к каждому из выходов каналов трафика $T_{j,k,m}$. На фиг. 7 показана древовидная конфигурация переключателей 250, предназначенных для создания единственного сигнального тракта между лучевым сигналом B_i и каждым каналом трафика. Каждый переключатель 250 в предпочтительном варианте должен состоять из двоичного переключателя с одним входом и двумя выходами, способного переключаться между четырьмя состояниями (например, состояниями S0-S3). В состоянии S0 вход переключателя отсоединен от обоих выходов, в состоянии S1 вход подсоединен только к первому выходу, в состоянии S2 вход подсоединен только ко второму выходу и в состоянии S3 вход подсоединен к обоим выходам.

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

Как было отмечено выше, каждый входной лучевой сигнал должен быть связан максимум с одной из 3K линий, связанных с каждым каналом трафика. Соответственно древовидная конфигурация переключателей по фиг. 7 дает возможность подключать лучевой сигнал B_i к любой комбинации из набора восьми каналов трафика T1-T8. С использованием набора из N коммутационных структур реализуется коммутационная матрица, позволяющая подсоединить набор из N входных лучевых сигналов к набору из T' каналов трафика, где T' обозначает количество выходов, обеспечиваемых каждой коммутационной структурой. В общем случае каждая коммутационная структура включает (T'-1) двоичных переключателей.

E) Приемник с разнесением

На фиг. 8 представлена блок-схема приемника с разнесением 232, причем следует понимать, что приемники с разнесением 232b-232j могут быть реализованы по существу идентичным способом. В предпочтительном варианте реализации коммутационная матрица 228 служит для обеспечения приемника 232a набором из 3K лучевых сигналов, связанных с конкретным каналом трафика. Три лучевых сигнала, связанные с K трактами передачи приемного канала трафика, обрабатываются каждый одним из K приемных каналов, причем первый и K-й приемные каналы в приемнике 232a обозначены соответственно позициями 300 и 300'. Хотя на фиг. 8 подробно показан только первый приемный канал 300, предполагается, что каждый из остальных K-1 приемных каналов по существу идентичен первому.

Как показано на фиг. 8, коммутационная матрица 228 подает I и Q компоненты сигналов Правого (R_{1I}, R_{1Q}), Левого (L_{1I}, L_{1Q}) и Центрального (C_{1I}, C_{1Q}) лучей на первый приемный канал 300. Коммутационная матрица 228 подает также I и Q компоненты сигналов Правого, Левого и Точного лучей на остальные K-1 приемных блоков, где на фиг. 8 в качестве примера показано, как сигналы Правого (R_{KI}, R_{KQ}), Левого (L_{IK}, L_{KQ}) и Центрального (C_{KI}, C_{KQ}) лучей подаются на K-й приемный блок 300'.

Согласно фиг. 8, сигналы Центрального (C_{1I}, C_{1Q}) луча подаются на демодулятор квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом 304 вместе с отдельно генерируемыми копиями (PN'_I и PN'_Q) последовательностей PN_I и PN_Q. Результирующие декоррелированные выходные сигналы I и Q каналов из демодулятора 304 накапливаются в буферных накапливающих сумматорах 306 и 308 I-канала и Q-канала, каждый из которых накапливает символьные данные с интервалом, эквивалентным по длительности четырем элементам ПШ-сигнала. Выходные сигналы накапливающих сумматоров 306 и 308 фиксируются процессором, выполняющим быстрое преобразование Адамара 310 по завершении каждого интервала накопления.

Как было отмечено выше, при передаче 64-ричных сигналов Уолша передаваемые символы кодируются в одну из 64 различных двоичных последовательностей, известных как функции Уолша. В примере реализации сигналы от каждого абонентского устройства 12 модулируются одним и тем же набором из 64 ортогональных кодовых последовательностей Уолша длиной 64. Известно, что операция быстрого преобразования Адамара, реализуемая процессором 310, обеспечивает удобный способ определения корреляции принимаемого сигнала с каждой из 64 последовательностей Уолша.

В частности, процессор 310 обеспечивает получение набора из 64 "гипотез" I(W1), I(W2), . .. I(W64) I-канала и 64 "гипотез" Q(W1), Q(W2), ... Q(W64) Q-канала на основе результатов каждой из 64 корреляций, выполняемых в процессоре во время каждого цикла обработки. Сумматор 312 предусмотрен для приема 64 параллельных выходных сигналов I-канала, а также 64 параллельных выходных сигналов Q-канала, формируемых процессором быстрого преобразования Адамара каждого приемного канала во время каждого цикла обработки. В примере реализации выходы I и Q каналов, формируемые процессором быстрого преобразования Адамара в данном приемном канале, взвешиваются в сумматоре 312 пропорционально средней энергии сигнала, принимаемого по тракту передачи, связанному с данным приемным каналом. При такой реализации мощность сигнала, создаваемого процессором быстрого преобразования Адамара каждого приемного канала, обычно непрерывно контролируется на последовательных интервалах, каждый из которых охватывает несколько периодов приема символов (например, цикл обработки из шести символьных периодов). Затем относительный вес, присвоенный каждому приемному каналу сумматором 312, может корректироваться по завершении каждого интервала контроля.

На основе взвешенных выходных сигналов I и Q каналов, формируемых процессорами быстрого преобразования Адамара каждого приемного канала, сумматор 312 подает параллельный набор из 64 сигналов Уолша на блок обнаружения максимума 316. Блок обнаружения максимума 316 определяет, какая из 64 последовательностей Уолша, формируемых сумматором 312, имеет самый высокий уровень энергии, то есть энергию E_{max}. Величина энергии E_{max} может быть подана на контроллер 244, в котором она может быть использована во время следующего цикла обработки для выполнения функций контроля мощности и обнаружения захвата. Блок обнаружения максимума 312 формирует индекс Уолша I_{max}, где $I_{max} \in \{1, 2, \ldots, 64\}$, в соответствии с выбранной последовательностью Уолша с энергией E_{max}. Как описано ниже со ссылками на фиг. 9, индекс Уолша I_{max} определяет, какая из 64 последовательностей Уолша будет использована в процессоре 320 правого/левого луча для демодуляции сигналов R_{1I}, R_{1Q}, L_{1I} и L_{1Q} Правого и Левого лучей.

На фиг. 9 дано более подробное представление процессора 320 правого/левого лучей. Как показано на фиг. 9, процессор 320 лучей включает умножители 340 и 342 I-канала, а также умножители 344 и 346 Q-канала. На умножители 342 и 344 I-канала через элементы задержки 352 и 354

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

подаются отсчеты I-канала правого (R_{1L}) и левого (L_{1L}) сигнальных лучей. Подобным же образом на умножители 344 и 346 Q-канала через элементы задержки 356 и 358 подаются отсчеты Q-канала правого (R_{1Q}) и левого (R_{1Q}) сигнальных лучей. Элементы задержки 352, 354, 356 и 358 предназначены для задержки I и Q компонент сигналов правого и левого лучей, ожидающих идентификации индекса Уолша I_{max}. В примере реализации логические высокий и низкий уровни +1 и -1 подаются с помощью элементов задержки на умножители 340, 342, 344 и 346.

На фиг. 9 показан генератор символов Уолша, обеспечивающий подачу на умножители 340, 342, 344 и 346 последовательности Уолша, содержащей символ Уолша, определяемый индексом I_{max}. Последовательность, определяемая индексом I_{max}, умножается на I-канальные выборки сигналов R_{1I} и L_{1I} правого и левого лучей, а также на Q-канальные выборки сигналов R_{1Q} и L_{1Q} правого и левого лучей. Затем результирующие демодулированные выходные сигналы умножителей 340 и 342 подаются соответственно на сумматоры с насыщением 370 и 372 I-канала, а демодулированные выходные сигналы умножителей 344 и 346 подаются соответственно на сумматоры с насыщением 374 и 376 Q-канала. Сумматоры с насыщением 370, 372, 374 и 376 накапливают входную информацию за период, охватывающий "q," элементов Уолша. В предпочтительном варианте реализации каждое накопление выполняется на 64 элементах Уолша (q=64), то есть, на периоде символа Уолша, q-битовые выходные сигналы сумматоров I-канала подаются на схемы возведения в квадрат 380 и 382 I-канала, а q-битовые выходные сигналы сумматоров Q-канала подаются на схемы возведения в квадрат 384 и 386.

Оценка энергии правого луча формируется путем суммирования выходных сигналов схем возведения в квадрат 380 и 384 I и Q каналов в сумматоре 392. Подобным же образом энергия "позднего" луча оценивается путем суммирования выходных сигналов схем возведения в квадрат 382 и 386 I и Q каналов в сумматоре 394. Затем формируется сигнал ошибки луча с помощью цифровой разностной схемы 396 на основе разности между энергиями правого и левого лучей, формируемыми соответственно сумматорами 394 и 392. Знак и величина сигнала ошибки луча зависит от результатов демодуляции Уолша правого и левого лучей, выполняемых соответствующими парами умножителей 342, 346 и 340, 344. Например, если фаза дискретизации АЦП (фиг. 5А) установлена таким образом, что величина демодулированного сигнала Уолша "позднего" луча превосходит величину демодулированного сигнала Уолша правого луча, то тогда сигнал ошибки луча будет положительным. Подобным же образом, если величина демодулированного сигнала Уолша правого луча превосходит величину демодулированного сигнала Уолша "позднего" луча, то тогда сигнал ошибки луча будет отрицательным.

Сигнал слежения, формируемый данным приемным блоком, облегчает регулировку набора лучей, выделенных данному приемному блоку. Как отмечалось ранее, коммутационная матрица 228 предназначена для распределения набора из трех смежных лучей (например, B_{i-1}, B_i и B_{i+1}) к каждому приемному блоку. Согласно изобретению, схема слежения за лучом 240 (фиг. 5А), связанная с конкретным приемником с разнесением 232, подает сигналы коммутации луча на контроллер 244 на основе сигналов слежения, получаемых от каждого приемного канала приемника 232. Как следствие этого, контроллер 244 может выдавать периодические команды на коммутационную матрицу 228 для сдвига направления луча данного приемного канала на одну ширину луча. Например, если данный приемный канал ранее был выделен для лучей B_{i-1}, B_i и B_{i+1}, он может быть переключен на лучи B_i, B_{i+1} и B_{i+2} в ответ на формирование конкретного сигнала переключения луча. Таким образом, каждый приемный канал обеспечивает пространственное слежение за тем поступающим многолучевым сигналом, для которого он был выделен.

Согласно фиг. 8, схема слежения за лучом 240а включает набор накапливающих сумматоров слежения за лучом $240a_i$, i = 1, ..., K, связанных с каждым из K приемных каналов приемника с разнесением 232а, Каждый накапливающий сумматор слежения за лучом $240a_i$ обрабатывает сигнал ошибки луча, формируемый процессором правого/левого луча в связанном с ним приемном канале. Как описано ниже со ссылками на фиг. 11, при некоторых условиях сигнал ошибки луча, формируемый в приемном канале приемника 232а, используется для повышения/понижения содержимого накапливающего регистра в соответствующем накапливающем сумматоре слежения за лучом $240a_i$. Если накапливающий регистр переполняется либо происходит потеря значащих разрядов, сигнал коммутации луча подается на контроллер 244, и набор лучей, распределенных к приемному блоку коммутационной матрицей, соответственно корректируется.

На фиг. 10 показана блок-схема накапливающего сумматора слежения за лучом $240a_i$, связанного с первым приемным каналом 300 (фиг. 8) приемника с разнесением 232а. Накапливающий сумматор слежения за лучом $240a_i$ включает входной регистр 402, на который подается индекс I_{max} символьной гипотезы Уолша, генерируемый блоком обнаружения максимума 316, и сигнал ошибки луча от процессора правого/левого луча 320. Эти значения хранятся в регистре 402, пока сумматор с разнесением 312 не примет "твердого решения" на основе символьных гипотез Уолша, формируемых каждым приемным каналом, в виде действительного индекса ($I_{max'}$) принятого символа Уолша. При появлении индекса $I_{max'}$ от сумматора с разнесением 312 имеющийся индексный канал I_{av} дает возможность подачи хранимого значения I_{max} на цифровой компаратор 406 и приема буферным регистром 408 хранимого сигнала ошибки луча.

Если компаратор 406 определяет, что

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

I_{max} и $I_{max'}$ равны, сигнал разрешения выхода, возникающий на линии 407, приводит к тому, что сигнал ошибки, хранящийся в буферном регистре 408, добавляется к содержимому накапливающего регистра 410. Когда происходит переполнение содержимого накапливающего регистра 410 выше верхнего порога или происходит потеря значащих разрядов (содержимое ниже нижнего порога), сигнал коммутации луча соответствующей полярности подается на контроллер 244. При приеме сигнала коммутации луча контроллер 244 выдает команду RESET, которая вызывает сброс накапливающего сумматора 410. Команда RESET подается также тогда, когда приемник выходит из состояния захвата при приеме символьных данных, то есть, когда компаратор 406 определяет, что I_{max} не равно $I_{max'}$.

F. Круговая антенная решетка

На фиг. 11 представлен пример круговой антенной решетки 500. Положим, что круговая решетка имеет радиус R и содержит 2N равномерно расположенных антенных элементов E_i, i = 1 до 2N, со следующими координатами местоположения:

$$(x_i, y_i) = (R\cos(\pi(\frac{2i-1}{2N})), R\sin(\pi(\frac{2i-1}{2N})), \quad i = 1,\ldots 2N \quad (4)$$

Круговая решетка 500 может быть описана диаграммой усиления $G(\theta-\phi_i)$, где θ определяет направление прихода электромагнитного сигнала S, а ϕ_i указывает положение антенного элемента E_i. Как видно из фиг. 11, сигнал S поступает на каждый из антенных элементов E_i в различные моменты времени. Временная задержка τ_i между приходом принимаемого сигнала S в центр C решетки 500 и приходом его на элемент E_i может быть выражена следующим образом:

$$\tau_i = \frac{R}{C}\cos(\theta-\phi_i) \rightarrow \alpha_i = 2\pi f_c \tau_i = \frac{2\pi R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_i), \quad (5)$$

$$\phi_i = \pi(\frac{2i-1}{2N}), \quad i = 1,\ldots,2N$$

Энергия принимаемого сигнала $X_i(t)$, генерируемого элементом E_i при приеме сигнала S, определяется выражением:

$$x_i(t) = S(t-\tau_i)\sqrt{G_i(\theta-\phi_i)}\exp(j(2\pi f_c t+\alpha_i)) \quad (6)$$

где f_c - центральная частота принимаемого сигнала S, а d_i представляет фазовый сдвиг из-за пространственного разнесения между антенными элементами E_i и E_{i-1}. Если положить, что каждая задержка τ_i намного меньше, чем период ПШ-элемента, то величина $S(t-\tau_i)$ остается относительно постоянной в диапазоне $1 \leq i \leq 2N$. В предпочтительном варианте реализации радиус антенны R меньше порядка 30 метров, и, следовательно, каждая задержка τ_i будет составлять порядка долей наносекунды.

Таким образом

$$x_i(t) = S(t-\tau_i)\sqrt{G_i(\theta-\phi_i)}\exp(j(2\pi f_c t+\alpha_i)). \quad (7)$$

Результирующий составной приемный сигнал Y(t), формируемый решеткой, может быть выражен как

$$y(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} x_i(t)W_i, \quad (8)$$

где W_i означает вес, присвоенный энергии сигнала $X_i(t)$ от антенного элемента E_i. В схеме обработки антенного луча (не показана) сигналы $X_i(t)$ взвешиваются так, чтобы максимизировать отношение "сигнал - шум" энергии, воспринимаемой решеткой. Отношение "сигнал - шум" пропорционально $Y(t)/I_T(t)$, где параметр $I_T(t)$ представляет общую мощность помех, принимаемых всеми элементами E_i в решетке. Параметр $I_T(t)$ определяется как

$$I_T(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} [I_i(t)+N_o]W_i, \quad (9)$$

где $I_i(t)$ соответствует мощности помех, принимаемой i-м антенным элементом E_i. Операция взвешивания, предназначенная для максимизации отношения S/N энергии приемного сигнала, может быть выполнена согласно известному способу расчета решетки, такому, как, например, описанный в работе Pillai, S. Unnikrishna, Array Signal Processing, p.p. 16-17; Springer Verlag, New York, N.Y. (1989).

Описание предпочтительных вариантов осуществления обеспечит специалистам возможность изготовить или использовать настоящее изобретение. Специалистам должны быть совершенно очевидны различные возможные модификации этих вариантов, и определенные здесь исходные принципы могут быть применены и к другим вариантам без дополнительной изобретательской деятельности. Таким образом, настоящее изобретение не ограничено приведенными здесь вариантами реализации, а имеет широкий объем, определяемый раскрытыми здесь принципами и новыми признаками.

Формула изобретения:

1. Цифровая система связи для осуществления обмена информационными сигналами между множеством пользователей, содержащая средство для создания по меньшей мере первого и второго электромагнитных лучей для приема компонент информационных сигналов, передаваемых пользователями, и средство для назначения первого электромагнитного луча для приема первой из компонент информационного сигнала, передаваемой по первому тракту передачи, для формирования первого принятого сигнала, отличающаяся тем, что упомянутая первая компонента информационного сигнала содержит по меньшей мере часть первого информационного сигнала, передаваемого первым из пользователей, при этом упомянутая система дополнительно содержит средство для формирования сигнала первого луча из упомянутого первого принятого сигнала, схему слежения за первым лучом

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

для формирования сигнала слежения за первым лучом посредством демодуляции сигнала первого луча и средство коммутации лучей для пространственного слежения за упомянутой первой компонентой сигнала путем назначения второго электромагнитного луча для приема упомянутой первой компоненты сигнала на основе сигнала слежения за первым лучом.

2. Система по п.1, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство для формирования сигнала второго луча из второго принятого сигнала, полученного от упомянутого второго электромагнитного луча, причем упомянутые средства для формирования упомянутых сигналов первого и второго лучей включают в себя средства для дискретизации упомянутых первого и второго принятых сигналов для формирования первого и второго дискретизированных принятых сигналов.

3. Система по п.2, отличающаяся тем, что средство для демодуляции включает в себя средство для регулировки временных отсчетов по меньшей мере первого дискретизированного принятого сигнала в соответствии с сигналом слежения за первым лучом.

4. Система по п. 1, отличающаяся тем, что схема слежения за лучом содержит средство для пространственного слежения за первой компонентой информационного сигнала, причем средство для пространственного слежения включает в себя накапливающий сумматор для формирования накопленного сигнала ошибки путем накопления указанного сигнала слежения за лучом.

5. Система по п.1, отличающаяся тем, что средство для создания первого и второго электромагнитных лучей размещено в базовой станции цифровой системы связи, причем средство для создания первого и второго лучей включает в себя антенную систему.

6. Система по п.1, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство для создания третьего и четвертого электромагнитных лучей для приема второй компоненты информационного сигнала по второму тракту передачи для формирования третьего и четвертого принятых сигналов, причем вторая компонента информационного сигнала содержит вторую часть первого информационного сигнала.

7. Система по п.6, отличающаяся тем, что содержит средство для формирования сигналов третьего и четвертого лучей из третьего и четвертого принятых сигналов, средство для демодуляции указанных сигналов третьего и четвертого лучей для получения третьей и четвертой оценок информационного сигнала и вторую схему слежения для формирования второго сигнала слежения на основе третьей и четвертой оценок указанного информационного сигнала.

8. Система по п.2, отличающаяся тем, что содержит средство для демодуляции сигнала второго луча, средство для формирования набора сигналов символьных оценок путем коррелирования сигнала первого луча с соответствующим набором информационных символьных последовательностей, средство для выбора одной из информационных символьных последовательностей путем сравнения сигналов символьных оценок.

9. Система по п.8, отличающаяся тем, что указанное средство для демодуляции сигналов первого и второго лучей содержит средство для коррелирования выбранной одной из информационных символьных последовательностей с сигналом второго луча.

10. Цифровая система связи для осуществления обмена информационными сигналами между множеством пользователей, содержащая средство для создания по меньшей мере одного набора электромагнитных лучей для приема многолучевых сигнальных компонент множества информационных сигналов, передаваемых соответствующим по меньшей мере одним пользователем, для формирования набора принятых сигналов, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство для формирования набора сигналов лучей на основе набора принятых сигналов, средство коммутации для пространственного слежения за упомянутыми многолучевыми сигнальными компонентами путем изменения распределения поднаборов сигналов лучей среди множества каналов трафика, причем каждый из каналов трафика связан с упомянутым по меньшей мере одним пользователем, и приемное средство для восстановления первого из упомянутых информационных сигналов из первого из поднаборов сигналов лучей, назначенных первому из каналов трафика, связанному с первым из упомянутых по меньшей мере одним пользователей.

11. Система связи по п.10, отличающаяся тем, что приемное средство включает в себя первый и второй приемные каналы для обработки первой и второй многолучевых сигнальных компонент первого информационного сигнала.

12. Система связи по п.11, отличающаяся тем, что средство коммутации включает в себя средство для назначения первого из поднаборов сигналов лучей первому приемному каналу и второго из поднаборов сигналов лучей второму приемному каналу.

13. Система связи по п. 10, отличающаяся тем, что упомянутый первый приемный канал содержит первый демодулятор для демодуляции сигналов лучей, содержащихся в первом наборе сигналов лучей, для получения первого набора оценок первого информационного сигнала, и первую схему слежения для формирования первого сигнала слежения на основе первого набора оценок информационного сигнала.

14. Система по п.13, отличающаяся тем, что первый демодулятор включает в себя средство для коррелирования сигналов лучей, содержащихся в первом наборе сигналов лучей, с использованием последовательности с расширенным спектром.

15. Система по п.10, отличающаяся тем, что средство для формирования набора сигналов лучей содержит средство для дискретизации набора принятых сигналов для формирования квантованных сигналов, средство для взвешивания полученных квантованных сигналов и средство для суммирования сигналов из числа указанных взвешенных квантованных сигналов.

16. Система по п.10, отличающаяся тем, что приемное средство содержит множество

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

приемников, подключенных к средству коммутации, причем каждый из приемников содержит приемный канал для обработки одного из упомянутых поднаборов сигналов лучей.

17. Цифровая система связи для обмена информационными сигналами между множеством пользователей по меньшей мере через одну базовую станцию, содержащая решетку антенных элементов, размещенную на упомянутой по меньшей мере одной базовой станции, для создания первого набора электромагнитных лучей для приема информационных сигналов, передаваемых множеством пользователей, для формирования первого набора принятых сигналов, отличающаяся тем, что дополнительно содержит первую диаграммообразующую матрицу, подключенную к решетке антенных элементов, для формирования первого набора сигналов лучей на основе выборок из набора принятых сигналов, причем диаграммообразующая матрица содержит средство для взвешивания и суммирования выборок из набора принятых сигналов, средство коммутации для пространственного слежения за упомянутыми информационными сигналами, принятыми в базовой станции, путем изменения распределения поднаборов сигналов лучей среди множества каналов трафика, причем каждый из каналов трафика связан с одним из множества пользователей, и набор приемников, подключенных к средству коммутации, каждый из которых содержит средство для выделения информационного сигнала из поднабора сигналов лучей, назначенных одному из упомянутых каналов трафика.

18. Система по п.17, отличающаяся тем, что содержит удаленную решетку антенных элементов, размещенную вне базовой станции и оперативно связанную с указанной диаграммообразующей матрицей, для создания второго набора электромагнитных лучей для приема информационных сигналов, передаваемых указанным множеством пользователей, для формирования второго набора принятых сигналов, вторую диаграммообразующую матрицу, подключенную к указанной удаленной решетке антенных элементов, для формирования второго набора сигналов лучей на основе выборок из набора принятых сигналов, при этом вторая диаграммообразующая матрица содержит средство для взвешивания и суммирования выбранных выборок сигналов, содержащихся во втором наборе принятых сигналов, причем указанная диаграммообразующая матрица оперативно подключена к коммутационной матрице, содержащейся в средстве коммутации.

19. Способ обмена информационными сигналами между множеством пользователей в цифровой системе связи, при котором создают первый и второй электромагнитные лучи для приема первой компоненты информационного сигнала по первому такту передачи для формирования первого и второго принятых сигналов, причем первая компонента информационного сигнала содержит по меньшей мере часть первого информационного сигнала, передаваемого первым из указанных пользователей, отличающийся тем, что формируют сигналы первого и второго луча из первого и второго принятых сигналов, демодулируют сигналы первого и второго лучей для получения первой и второй оценок указанного информационного сигнала и формируют первый сигнал слежения на основе первой и второй оценок информационного сигнала, причем первый сигнал слежения используется для пространственного слежения за первым трактом передачи.

20. Способ по п.19, отличающийся тем, что при формировании сигналов первого и второго лучей дискретизируют первый и второй принятые сигналы для получения первого и второго дискретизированных принятых сигналов.

21. Способ по п. 20, отличающийся тем, что при демодуляции регулируют временные отсчеты первого и второго дискретизированных принятых сигналов в соответствии с первым сигналом слежения.

22. Способ по п.19, отличающийся тем, что осуществляют пространственное слежение за первой компонентной информационного сигнала, причем пространственное слежение включает формирование накопленного сигнала ошибки путем накопления сигнала ошибки.

23. Способ по п.19, отличающийся тем, что создание первого и второго электромагнитных лучей осуществляют в базовой станции цифровой системы связи.

24. Способ по п.19, отличающийся тем, что создают третий и четвертый электромагнитные лучи для приема второй компоненты информационного сигнала по второму тракту для формирования третьего и четвертого принятых сигналов, причем указанная вторая компонента информационного сигнала содержит вторую часть упомянутого первого информационного сигнала.

25. Способ по п.24, отличающийся тем, что дополнительно формируют сигналы третьего и четвертого лучей из третьего и четвертого принятых сигналов, демодулируют сигналы третьего и четвертого лучей для получения третьей и четвертой оценок информационного сигнала и формируют второй сигнал слежения на основе третьей и четвертой оценок информационного сигнала.

26. Способ по п.19, отличающийся тем, что при демодуляции сигналов первого и второго лучей формируют набор сигналов символьной оценки путем коррелирования сигналов первого луча с соответствующим набором информационных символьных последовательностей и выбирают одну из указанных информационных символьных последовательностей путем сравнении указанных сигналов символьной оценки.

27. Способ по п.26, отличающийся тем, что при демодуляции сигналов первого и второго лучей осуществляют коррелирование выбранной последовательности из числа указанных информационных символьных последовательностей с указанным сигналом второго луча.

28. Способ обмена информационными сигналами между множеством пользователей в цифровой системе связи, при котором создают по меньшей мере один набор электромагнитных лучей для приема многолучевых сигнальных компонент по

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

меньшей мере одного информационного сигнала, передаваемого соответствующим по меньшей мере одним пользователем, для формирования набора принятых сигналов, отличающийся тем, что формируют набор сигналов лучей на основе набора принятых сигналов, осуществляют пространственное слежение упомянутых многолучевых компонент путем изменения распределения поднаборов сигналов лучей между множеством каналов трафика, причем каждый из каналов трафика связан с одним из пользователей, и восстанавливают первый из информационных сигналов из первого из поднаборов сигналов лучей, назначенных первому из каналов трафика, связанных с первым из пользователей.

29. Способ по п.28, отличающийся тем, что при восстановлении осуществляют обработку первой и второй многолучевых сигнальных компонент первого информационного сигнала с использованием соответственно первого и второго приемных каналов первого приемника.

30. Способ по п.29, отличающийся тем, что при распределении назначают первый из поднаборов сигналов лучей первому приемному каналу, а второй из поднаборов сигналов лучей - второму приемному каналу.

31. Способ по п. 28, отличающийся тем, что дополнительно демодулируют сигналы лучей, содержащиеся в первом наборе сигналов лучей для получения соответствующего первого набора оценок первого информационного сигнала, и формируют первый сигнал слежения на основе первого набора оценок информационного сигнала.

32. Способ по п.31, отличающийся тем, что при демодуляции осуществляют коррелирование сигналов лучей, включенных в первый набор сигналов лучей, с использованием последовательности с расширенным спектром.

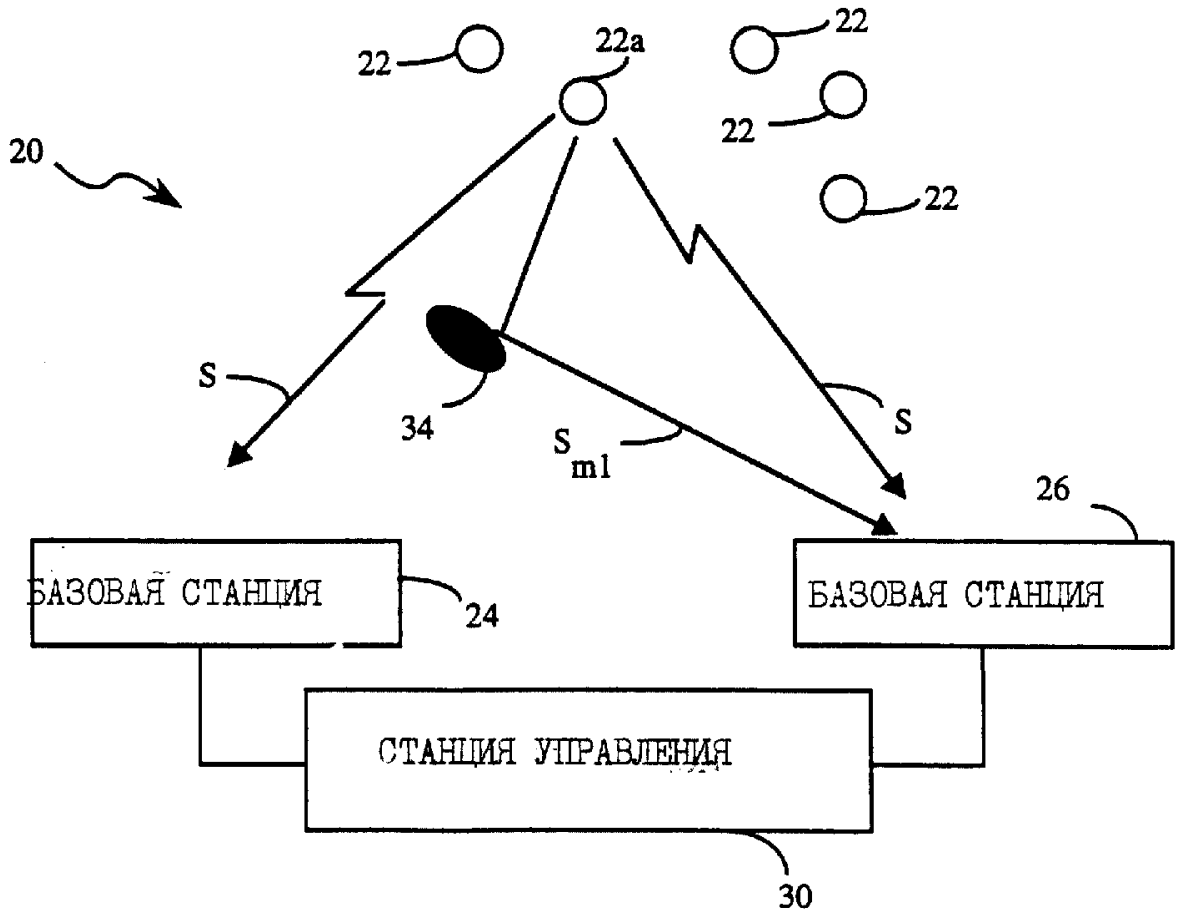
33. Способ по п.28, отличающийся тем, что при формировании набора сигналов лучей осуществляют дискретизацию набора принятых сигналов для получения квантованных сигналов, взвешивают полученные квантованные сигналы и суммируют сигналы из числа указанных квантованных сигналов.

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1

Таблица

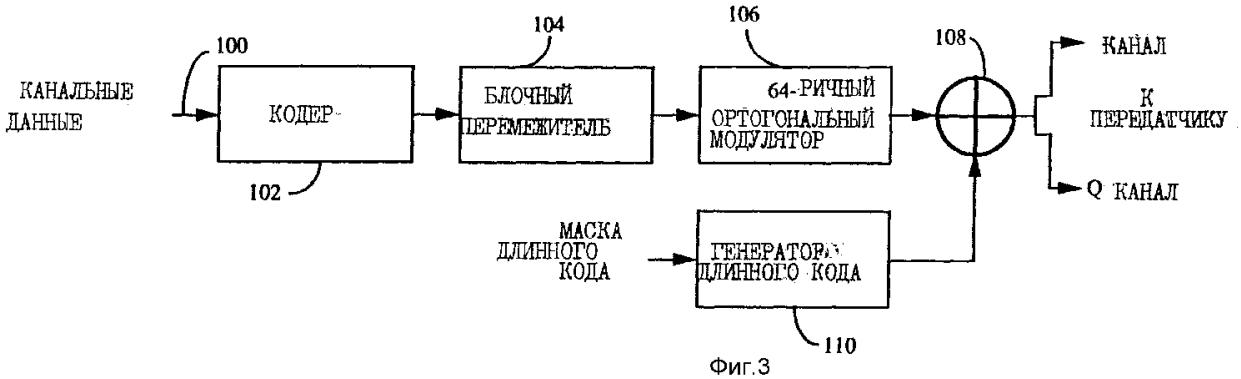
	$T_{0,0,0}$	$T_{0,0,1}$	$T_{0,0,2}$	$T_{1,0,0}$	$T_{1,0,1}$	$T_{1,0,2}$	$T_{2,0,0}$	$T_{2,0,1}$	$T_{2,0,2}$	$T_{3,0,0}$	$T_{3,0,1}$	$T_{3,0,2}$
B_0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
B_1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B_2	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
B_3	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
B_4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
B_5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
B_6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
B_7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
B_8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0



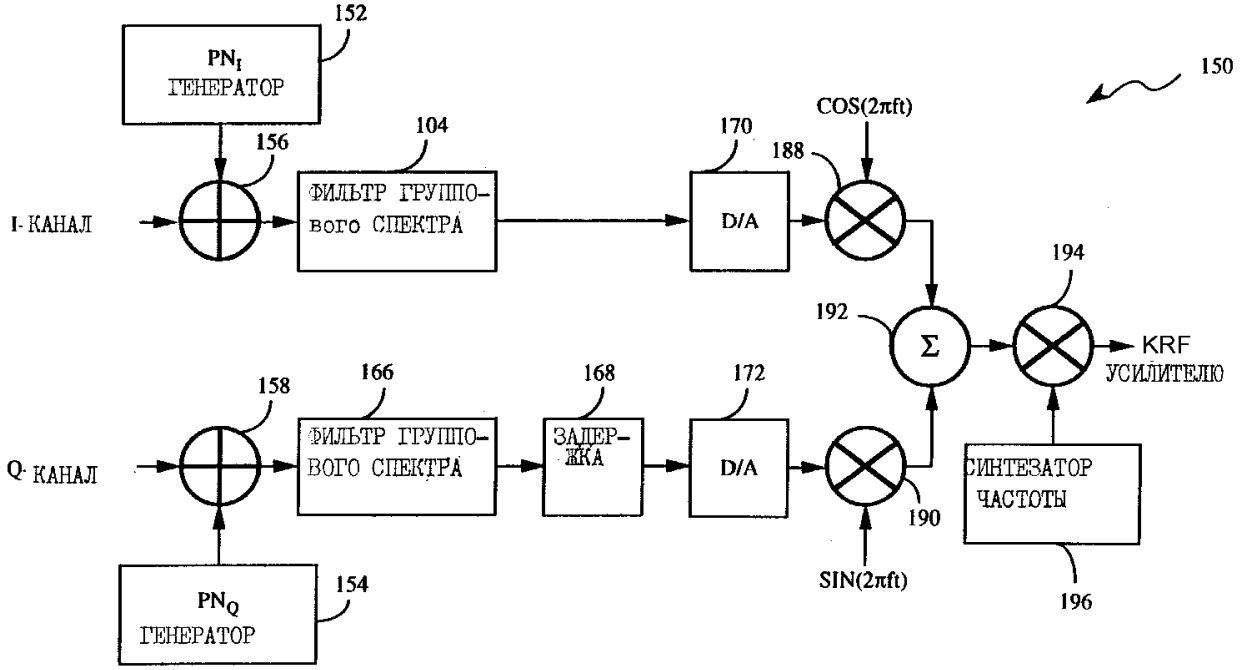
Фиг.2

RU 2142202 C1

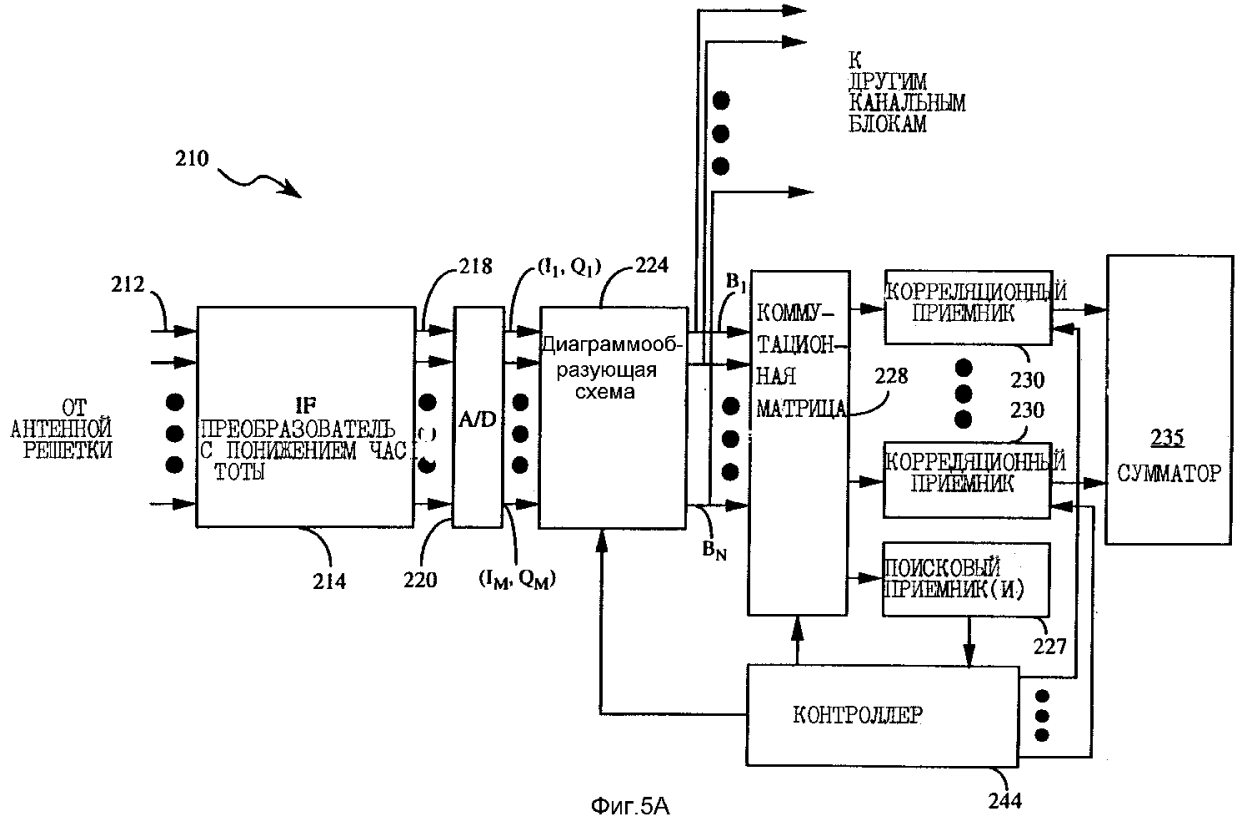
RU 2142202 C1



Фиг.3



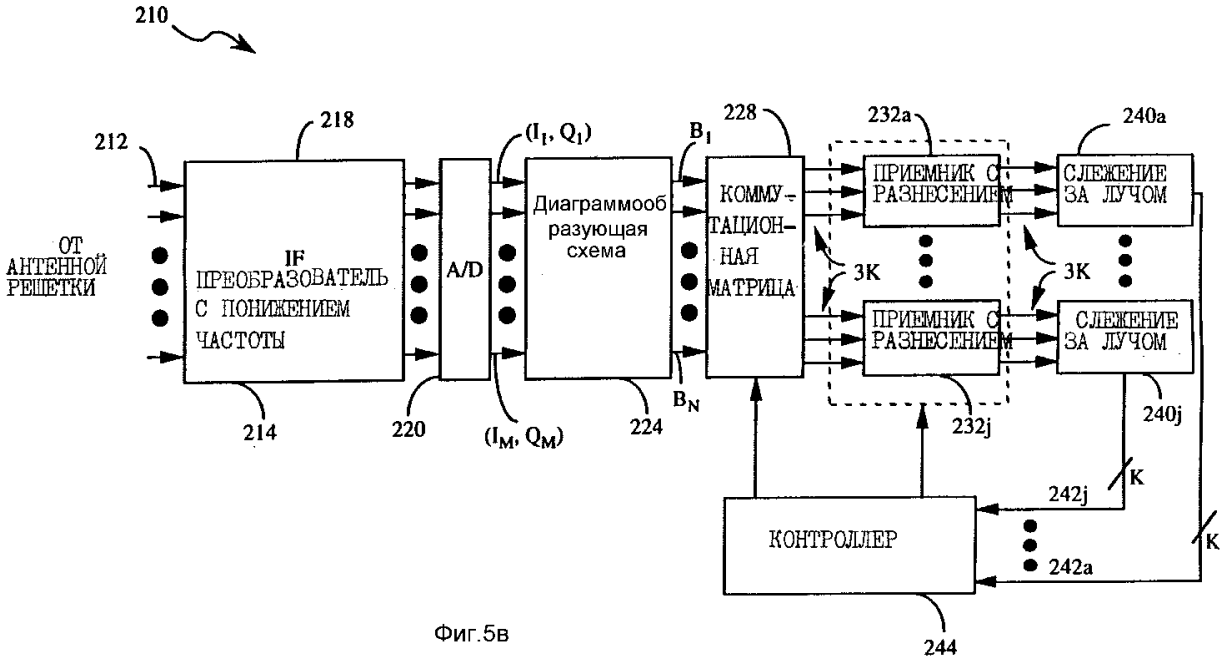
Фиг.4



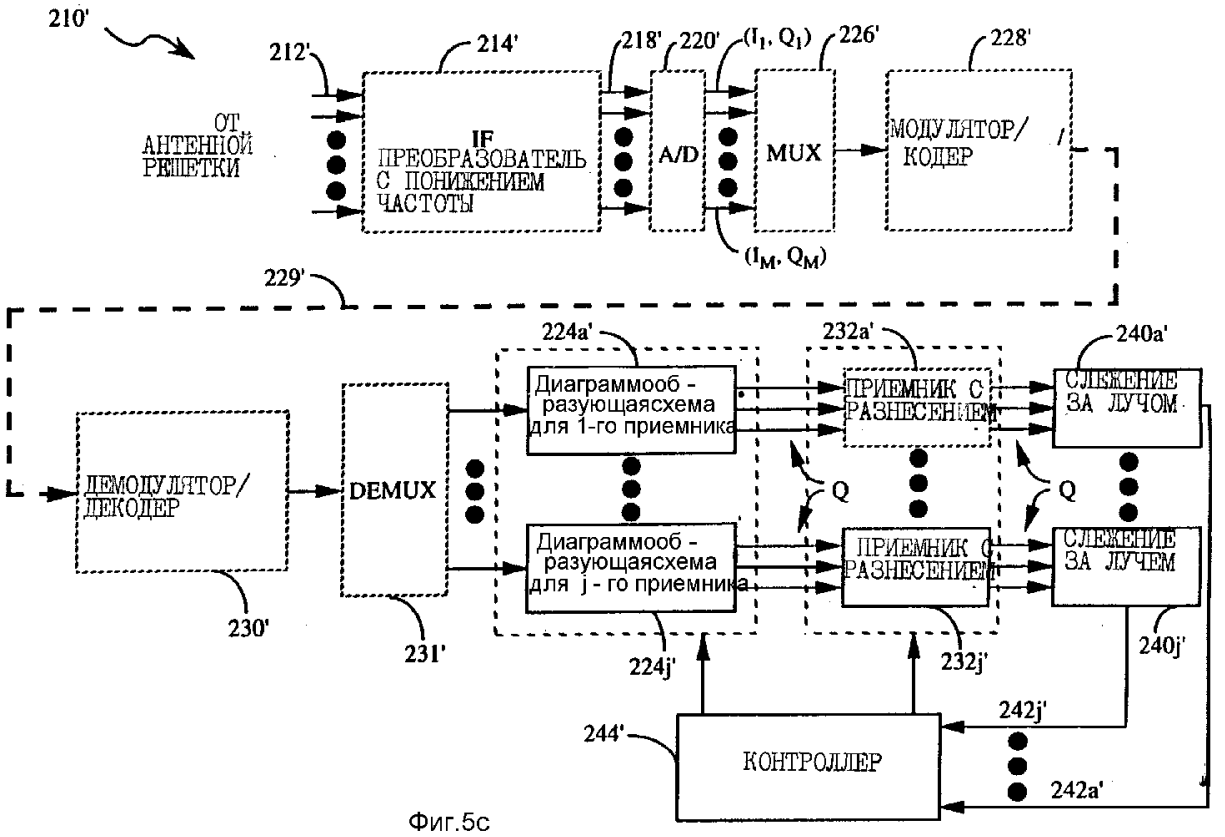
Фиг.5А

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1



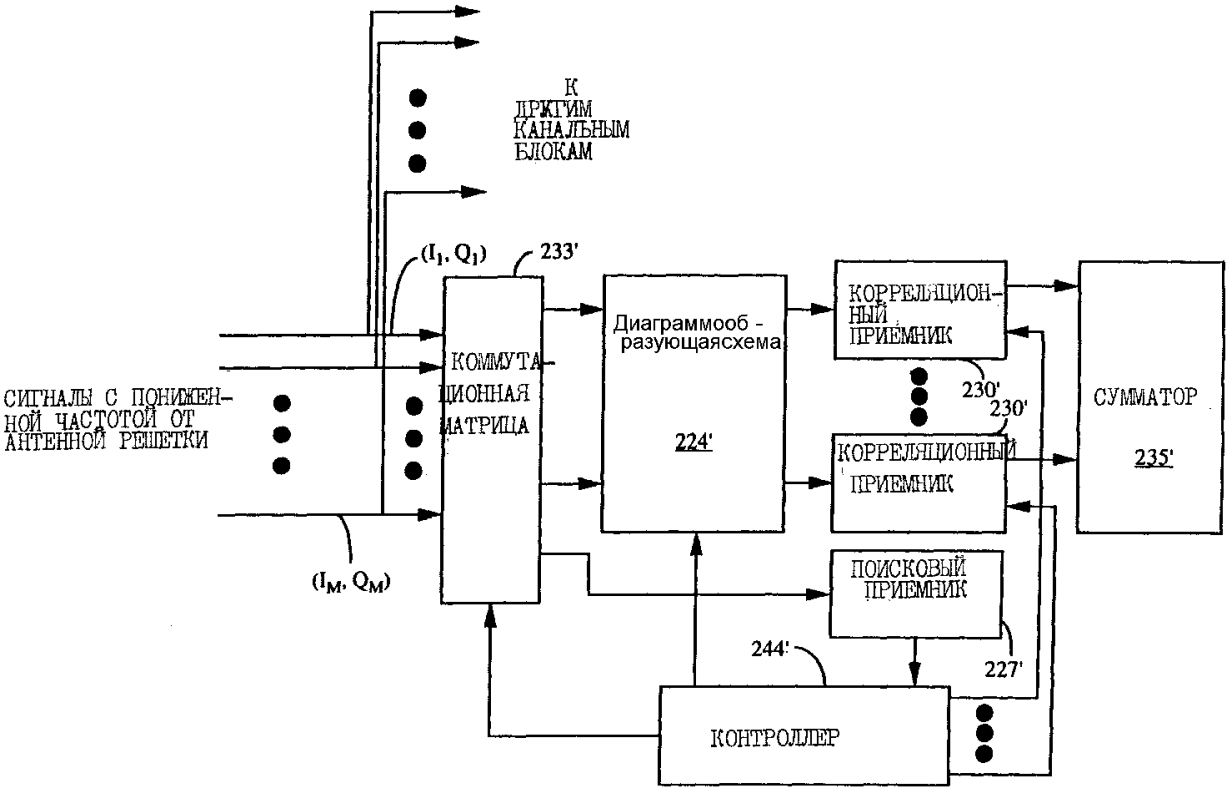
Фиг.5в



Фиг.5с

RU 2142202 C1

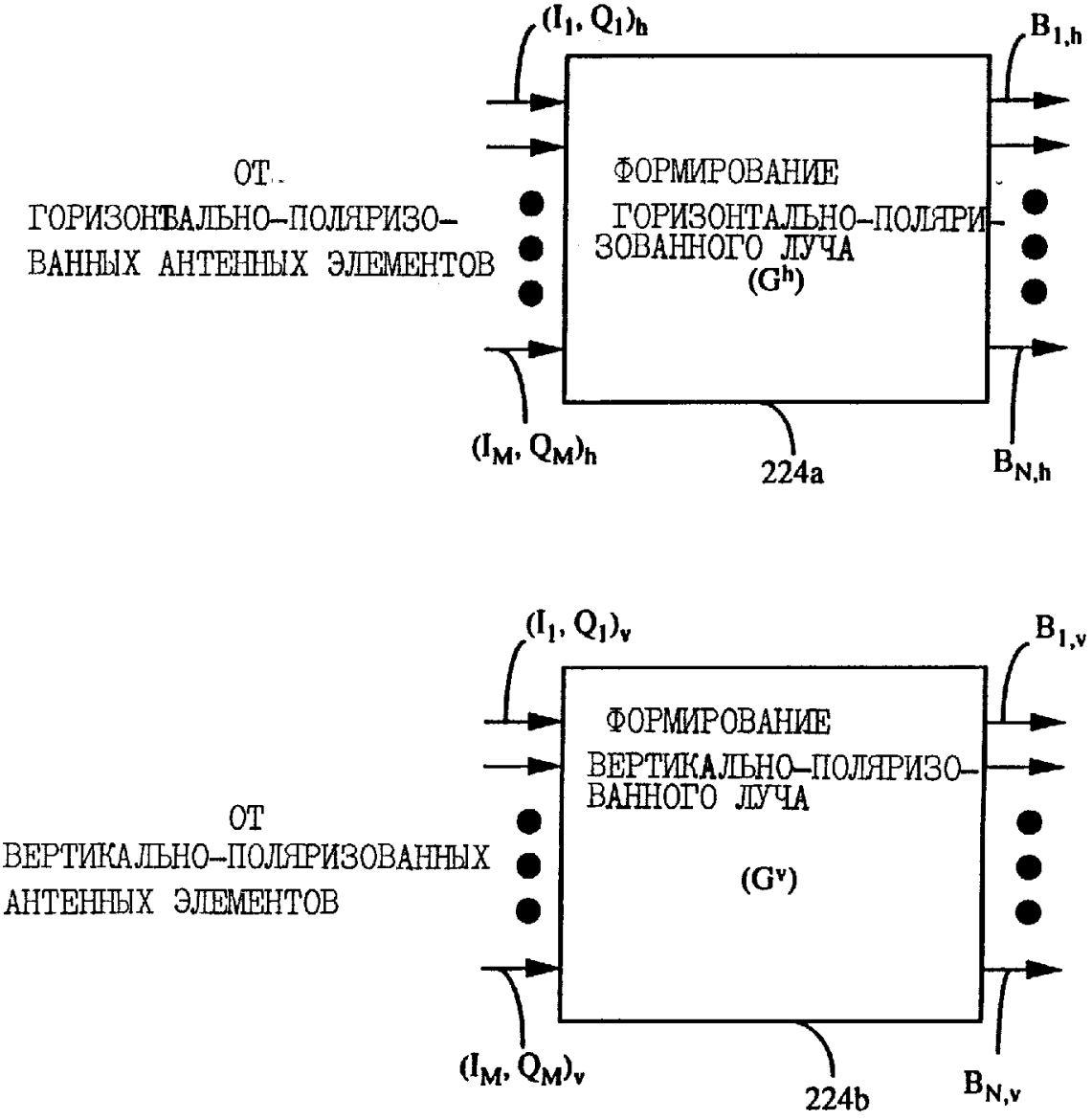
RU 2142202 C1



Фиг.5D

RU 2142202 C1

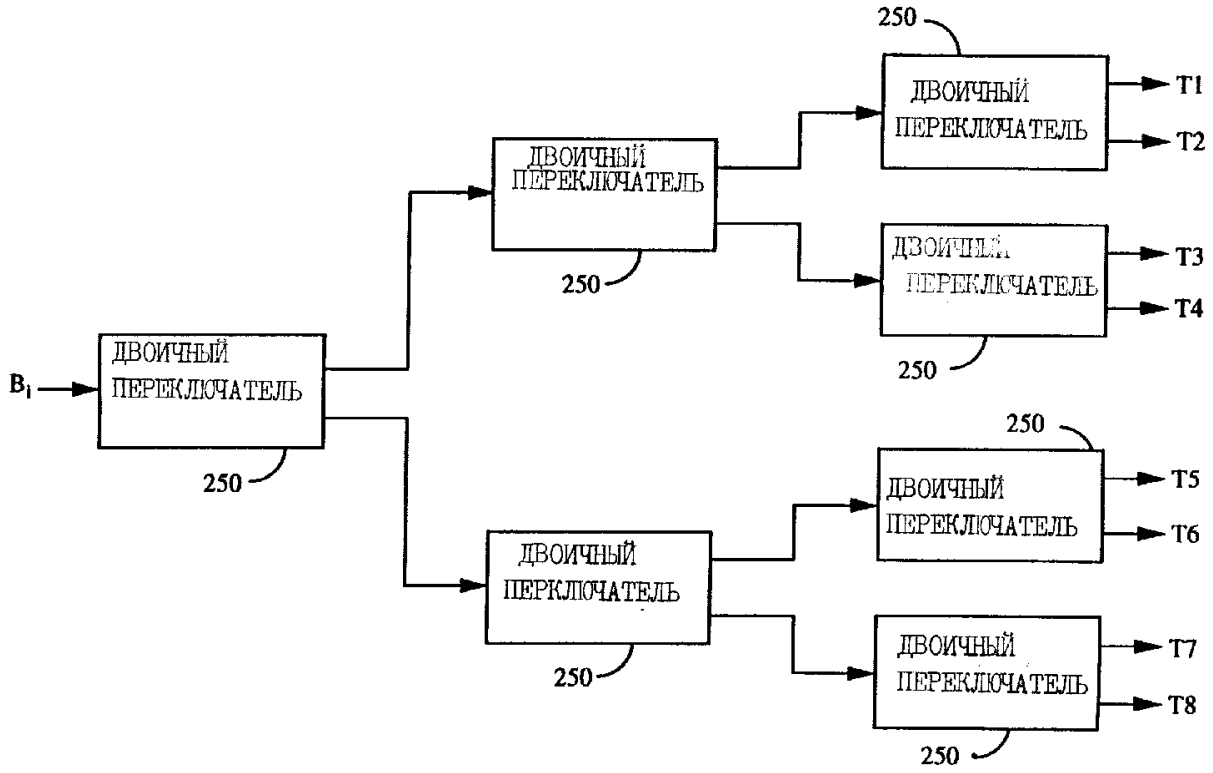
RU 2142202 C1



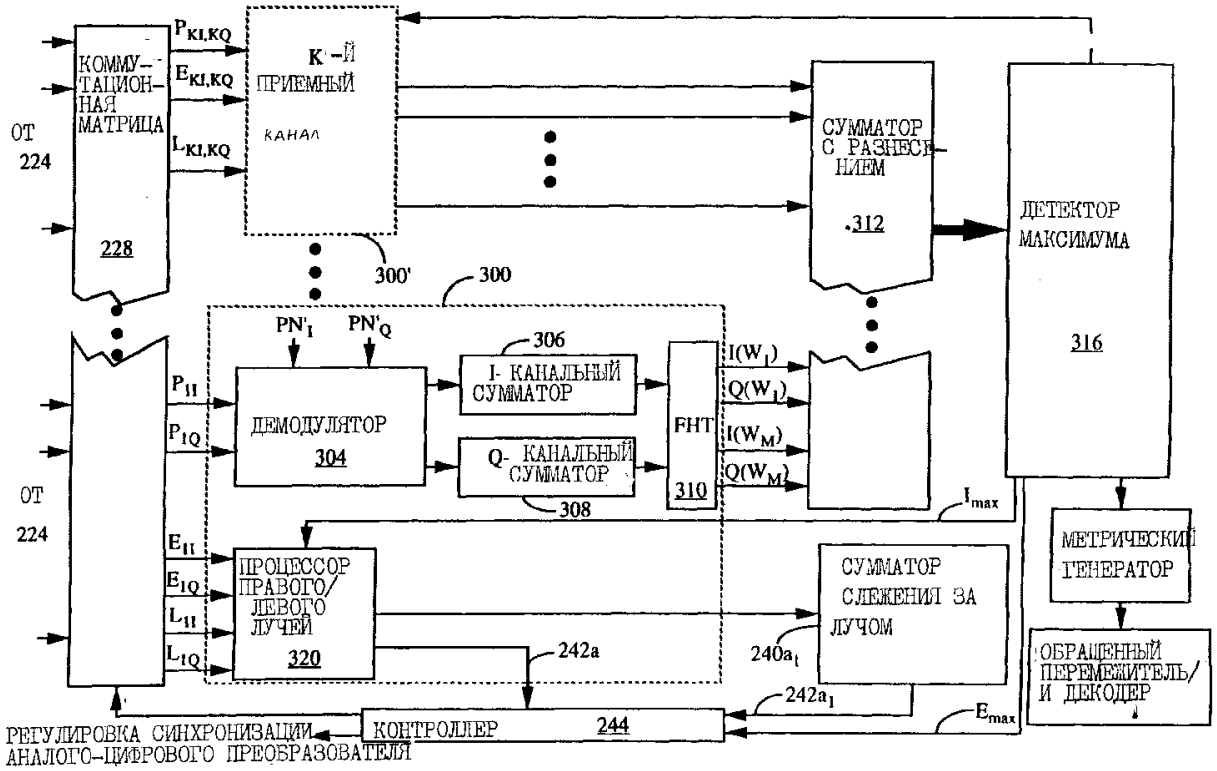
Фиг.6

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1



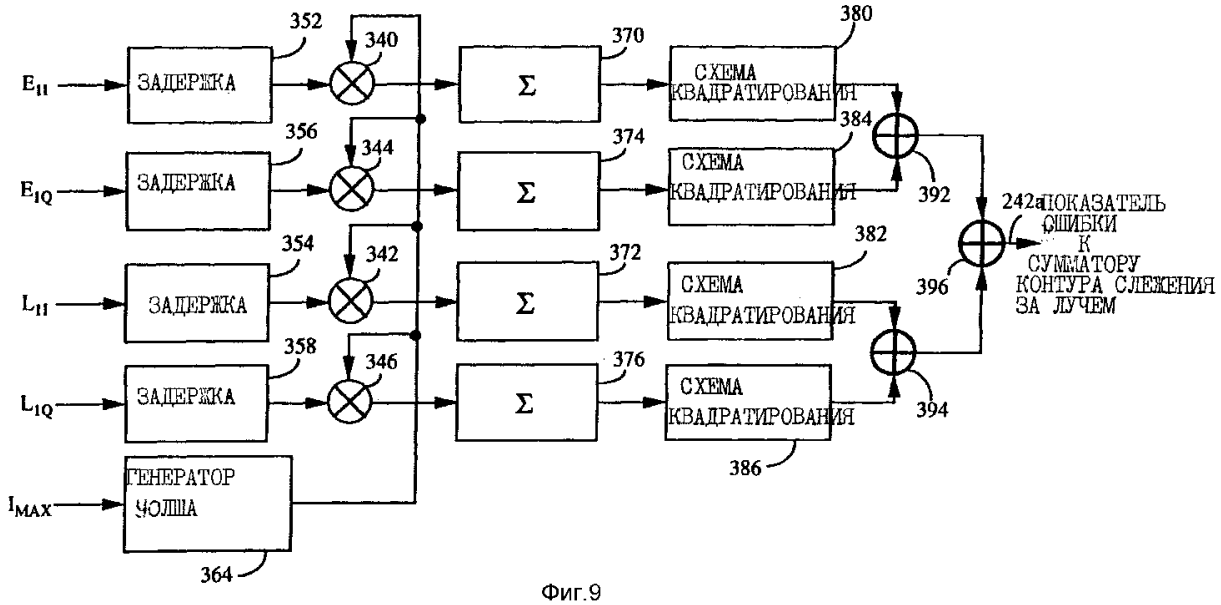
Фиг.7



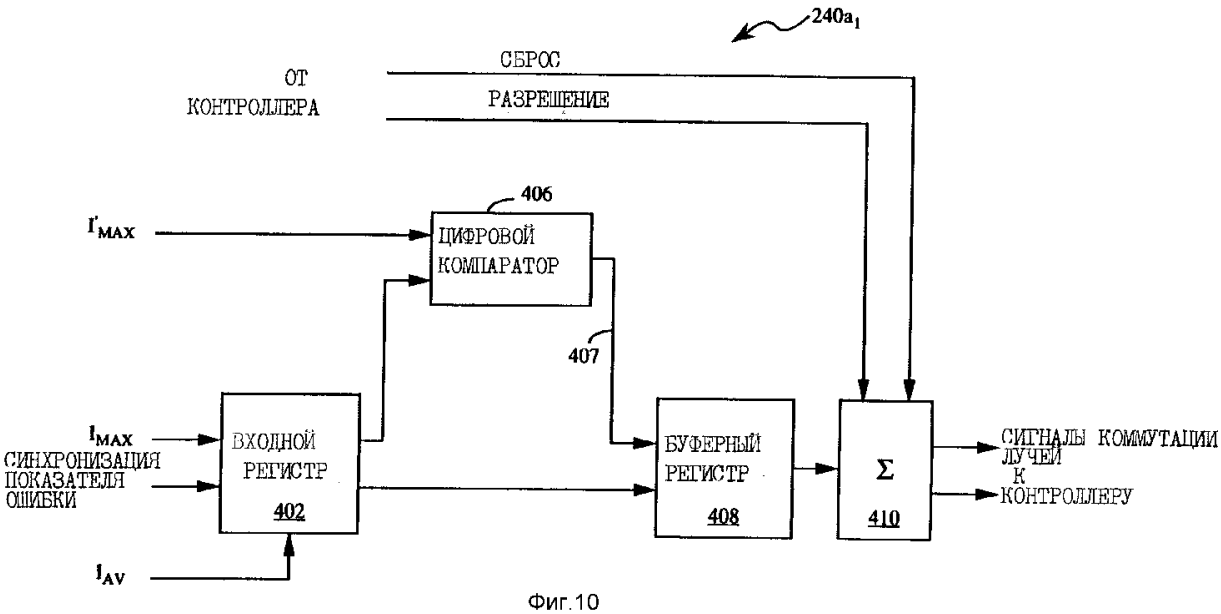
Фиг.8

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1



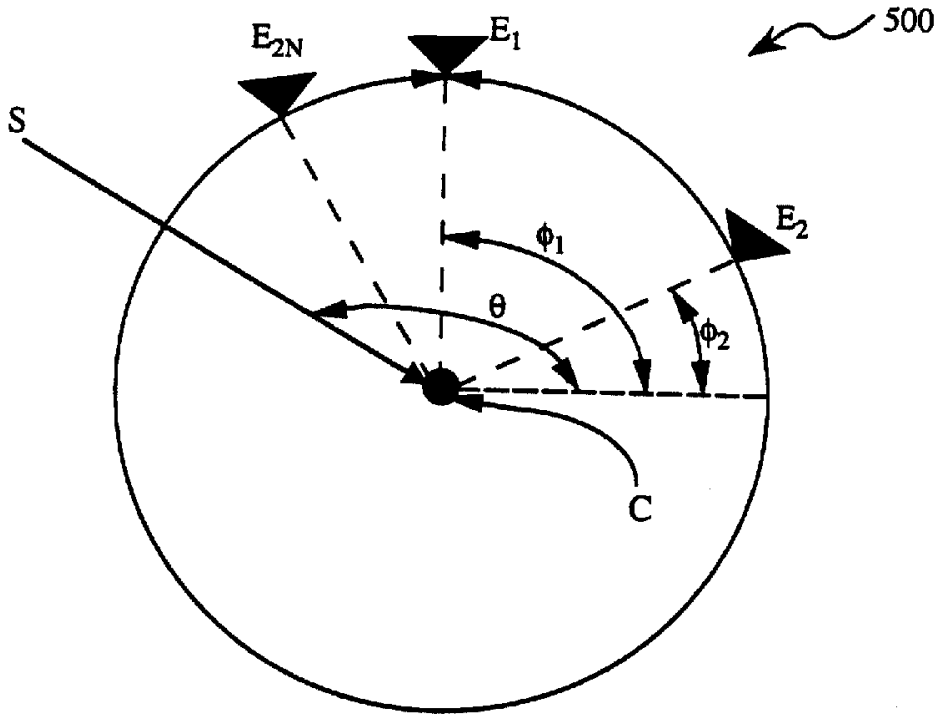
Фиг.9



Фиг.10

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1



Фиг.11

RU 2142202 C1

RU 2142202 C1