(19) **RU** (11) **2 120 189** (13) **C1**

(51) МПК[6] **H 04 J 13/00, H 04 B 1/707**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: **96112174/09, 27.10.1994**

(30) Приоритет: **01.11.1993 US 146645**

(46) Дата публикации: **10.10.1998**

(56) Ссылки: **1. WO, заявка, 9200639, A, кл. H 04 J 13/00, 1992. 2. EP, патент, 0360476, A, кл. H 04 B 1/707, 1990.**

(71) Заявитель:
Квэлкомм Инкорпорейтед (US)

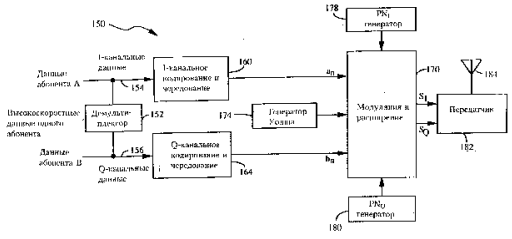
(72) Изобретатель: **Ифрейм Зехави (IL)**

(73) Патентообладатель:
Квэлкомм Инкорпорейтед (US)

(54) КВАДРАТУРНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ ДВУХ СИГНАЛОВ ДАННЫХ, РАСШИРЕННЫХ ПОСРЕДСТВОМ РАЗЛИЧНЫХ PN-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

(57) Реферат:

Предложена усовершенствованная система и способ для информации связи по синфазному (I) и сдвинутому на 90° (Q) по фазе коммуникационным каналом в коммуникационной системе с расширенным спектром. В описанном варианте воплощения первый и второй информационные сигналы (a_n,b_n) соответственно передаются по I и Q коммуникационным каналам, используя прямые последовательные коммуникационные сигналы с расширенным спектром. Сигналы синфазного псевдослучайного шума (PN_I) и сигналы сдвинутого на 90° по фазе псевдослучайного шума (PN_Q) заданных PN кодов используются для расширения первого и второго информационных сигналов (a_n,b_n) соответственно. В частности, сигналы PN_I и PN_Q соответственно объединяются с первым и вторым информационными сигналами (a_n,b_n) и ортогональным функциональным сигналом (174) для получения I-канального и Q-канального сигналов модуляции (S_I,S_Q). I-канальный и Q-канальный сигналы модуляции (S_I,S_Q) используются для модуляции синфазного (I) и сдвинутого по фазе 90° (Q) несущих сигналов для передачи к приемнику по I и Q коммуникационным каналам соответственно. В наилучшем варианте воплощения приемник является устройством для оценки по меньшей мере первого информационного сигнала на основании I-канального и Q - канального модулированных несущих сигналов (R_I,R_Q), принятых по I и Q коммуникационным каналам. Принятые I-канальный и Q - канальный модулированные несущие сигналы (R_I,R_2) демодулируются и свертываются с получением результирующих последовательностей, коррелированных с синфазным (I) и сдвинутым по фазе на 90° (Q) сигналами проекций. Фазовый вращатель выдает оценку по меньшей мере первого информационного сигнала на основании сигналов I и Q проекций и принятого пробного сигнала. Технический результат, достигаемый при реализации данной системы, состоит в том, что коммуникационные каналы в ней используются для передачи данных с более высокой скоростью, чем номинальная. 6 с. и 22 з.п.ф-лы, 8 ил.



Фиг.2

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

(19) **RU** (11) **2 120 189** (13) **C1**

(51) Int. Cl.[6] **H 04 J 13/00, H 04 B 1/707**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: **96112174/09, 27.10.1994**

(30) Priority: **01.11.1993 US 146645**

(46) Date of publication: **10.10.1998**

(71) Applicant:
Kvehlkomm Inkorporejted (US)

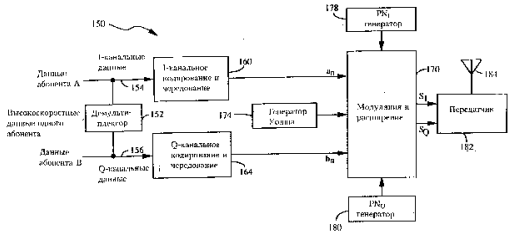
(72) Inventor: **Ifrejm Zekhavi (IL)**

(73) Proprietor:
Kvehlkomm Inkorporejted (US)

(54) QUADRATURE MULTIPLEXING OF TWO DATA SIGNALS WHICH ARE EXTENDED BY MEANS OF DIFFERENT PN-SEQUENCES

(57) Abstract:

FIELD: method for communication using in-phase channel (I) and quarter-phase shifted channel (Q) in communication system with extended spectrum. SUBSTANCE: method involves transmission of first and second information signals (a_n,b_n) through I and Q information channels using direct serial communication signals with extended spectrum. In-phase pseudorandom noise signals (PN_I) and quarter-phase shifted pseudorandom noise signals (PN_Q) of given PN codes (178, 180) are used for extension of respectively first and second information signals (a_n,b_n). In particular, PN_I and PN_Q signals are joined with first and second information signals (a_n,b_n) and orthogonal functional signal 174 for generation of I- and Q-channel modulation signals (S_I,S_Q). I-channel and Q-channel modulation signals (S_I,S_Q) are used for modulation of in-phase carrier signal I and quarter- phase shifted carrier signal Q for transmission to receiver through I and Q communication channels respectively. Another claim of invention describes best possible design of receiver which is designed as device for evaluation of at least first information signal using I- channel and Q-channel modulated carrier signals (R_I,R_Q) received through I and Q information channels. Received I-channel and Q- channel modulated carrier signals (R_I,R_Q)$ are demodulated and convoluted in order to provide sequences which are correlated with in-phase and quarter-phase shifted projection signals. Phase shifter evaluates at least first information signal using projection signals I and Q and received test signal. EFFECT: possibility to increase transmission rate of communication channel above nominal value. 28 cl, 8 dwg



Фиг.2

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

Область техники

Изобретение относится к коммуникационным системам, использующим сигнал с расширенным спектром, и, в частности, к новому и усовершенствованному способу и устройству для информации связи в коммуникационных системах с расширенным спектром.

Предшествующий уровень техники

Коммуникационные системы были разработаны для того, чтобы сделать возможной передачу информационных сигналов от местонахождения источника до физически отличного места нахождения абонента. Для передачи таких информационных сигналов по коммуникационным каналам, связывающим местонахождения источника и абонента, используются и аналоговые и цифровые способы. Цифровые способы предоставляют некоторые преимущества по сравнению с аналоговыми способами, в том числе, например, улучшенную устойчивость к канальному шуму и помехам, увеличенную емкость и улучшенную защищенность обмена посредством использования кодирования.

При передаче информационного сигнала с места расположения источника по коммуникационному каналу информационный сигнал сначала преобразуется в форму, подходящую для эффективной передачи по каналу. Преобразование или модуляция информационного сигнала включает в себя изменение параметра волны носителя на основе информационного сигнала таким образом, чтобы спектр результирующего модулированного носителя был ограничен шириной полосы пропускания канала. В месте расположения абонента исходный сигнал, несущий сообщение, дублирует версию модулированного носителя, принятого последовательно, для распространения по каналу. Такое дублирование вообще достигается использованием инверсии процесса модуляции, используемом в передатчике источника.

Модуляция также облегчает мультиплексирование, т.е. одновременную передачу нескольких сигналов по общему каналу. Мультиплексированные коммуникационные системы обычно содержат множество удаленных устройств абонента, требующих попеременного обслуживания относительно короткой продолжительности вместо непрерывного доступа к каналу обмена. Системы, сконструированные так, чтобы сделать возможным обмен в течение коротких промежутков времени с набором устройств абонента, называются коммуникационными системами с множественным доступом.

Частный тип коммуникационных систем с множественным доступом известен как системы с расширенным спектром. В системах с расширенным спектром используемые способы модуляции приводят к расширению переданного сигнала до широкополосного диапазона в коммуникационном канале. Одним типом систем с множественным доступом с расширенным спектром является система модуляции с множественным доступом с разделением кодов (CDMA). Известны и другие способы построения коммуникационных систем с множественным доступом, такие как множественный доступ с разделением времени (TDMA), множественный доступ с разделением по частоте (FDMA) и схемы AM модуляции, такие как схема амплитудной расширенной единственной боковой полосы. Однако, способ модуляции с расширением спектра (CDMA) имеет значительные преимущества перед этими способами для коммуникационных систем с множественным доступом. Использование CDMA способов в коммуникационных системах с множественным доступом раскрыто в патенте США 4,901,307 от 13 февраля 1990 г.

В упомянутом патенте раскрыт способ множественного доступа, когда большое количество мобильных абонентов телефонной системы, каждый имеющий приемопередатчик, связываются через спутниковые повторители или наземные базовые станции, используя коммуникационные сигналы с расширенным спектром. При использовании CDMA связи частотный спектр может быть повторно использован многократно, таким образом увеличивая системную абонентскую емкость. Использование CDMA приводит к более высокой спектральной эффективности, чем другие способы множественного доступа.

В частности, связь в CDMA системе между двумя местоположениями достигается расширением каждого переданного сигнала до ширины полосы пропускания канала, используя уникальный код расширения абонента. Специфический переданный сигнал выделяется из коммуникационного канала посредством сжатия энергии сложного сигнала в коммуникационном канале с абонентским расширяющим кодом, связанным с переданным сигналом, который должен быть выделен.

В конкретной коммуникационной системе с расширенным спектром желательно разрешить различные типы каналов абонента (например, голосовой, факсимильный или для высокоскоростных данных) для работы с различными скоростями передачи данных. Эти системы построены так, чтобы иметь каналы, работающие с номинальной скоростью данных, а также имеющие сокращенные каналы трафика интенсивности данных для получения большей емкости данных трафика. Однако, увеличение емкости трафика посредством использования сокращенных каналов интенсивности данных удлиняет время, требуемое для передачи данных, и обычно требует использования относительно сложных кодировщиков и декодировщиков данных. Кроме того, в некоторых коммуникационных системах с расширенным спектром существует также необходимость в увеличенных каналах трафика интенсивности данных, позволяющие передавать данные со скоростью большей, чем номинальная скорость.

Целью настоящего изобретения является создание CDMA коммуникационной системы с расширенным спектром, в которой емкость канала трафика может быть увеличена при отсутствии соответствующего уменьшения интенсивности данных. Еще одной целью изобретения является создание такой CDMA системы, в которой коммуникационные каналы используются для передачи данных с более высокой скоростью, чем номинальная.

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

Раскрытие изобретения.

Применение CDMA способа в коммуникационных системах с расширенным спектром, используя ортогональные PN кодовые последовательности, сокращает взаимные помехи между абонентами, посредством этого разрешая более высокую емкость и лучшую производительность. Настоящее изобретение представляет усовершенствованные систему и способ для обмена информацией по синфазному (I) и сдвинутому по фазе на 90° (квадратурному) (Q) каналам обмена в CDMA коммуникационных системах с расширенным спектром.

В описываемом варианте воплощения первый и второй информационные сигналы соответственно передаются по I и Q каналам обмена, используя прямые последовательные коммуникационные сигналы с расширенным спектром. Сигналы синфазного псевдослучайного шума (PN_I) и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного шума (PN_Q) предопределенных PN кодов используются для расширения первого и второго информационных сигналов соответственно. В частности, сигнал PN_I комбинируется с первым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения сигнала модуляции I канала. Аналогично сигнал PN_Q комбинируется со вторым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения сигнала модуляции Q канала. Сигналы модуляции I канала и Q канала используются для модуляции синфазного (I) и сдвинутого по фазе на 90° (Q) несущих сигналов для передачи на приемник по I и Q каналам обмена соответственно.

В этом варианте воплощения приемник предназначен для получения оценки по меньшей мере первого информационного сигнала на основании модулированных несущих сигналов I канала и Q канала, принятых по I и Q каналам обмена. Принятые модулированные несущие сигналы I канала и Q канала демодулируются в промежуточные принятые сигналы, используя ортогональный функциональный сигнал. В частности, принятые промежуточные сигналы декоррелируются, используя свернутый сигнал PN_I, чтобы получить первый набор синфазных (I) и сдвинутых по фазе 90° (Q) сигналов проекции. Фазовый вращатель осуществляет оценку первого информационного сигнала на основе первого набора I и Q сигналов проекции и принятого пробного сигнала

Краткое описание чертежей.

В дальнейшем изобретение поясняется конкретными вариантами его воплощения со ссылками на сопровождающие чертежи, на которых фиг. 1 изображает блок-схему известного передатчика с расширенным спектром, фиг. 2 изображает блок-схему наилучшего варианта воплощения передатчика с расширенным спектром, предназначенного для передачи информационных сигналов I канала и Q канала, согласно изобретению, фиг. 3 - схему модуляции и расширения, содержащейся в наилучшем варианте воплощения передатчика с расширенным спектром, согласно изобретению, фиг. 4 изображает схему генерации пробного сигнала для получения пробных последовательностей I и Q каналов, согласно изобретению, фиг. 5 изображает опытную реализацию РЧ передатчика, собранного в соответствии с наилучшим вариантом воплощения изобретения, фиг. 6 - блок-схему приемника системы с разнесением, предназначенного для приема энергии РЧ сигнала, передаваемого по коммуникационным каналам I и Q, согласно изобретению, фиг. 7 - блок-схему пальца приемника, выбранного для обработки энергии сигнала, принятой по выбранному тракту передачи, согласно изобретению, фиг. 8 - палец приемника, изображенного на фиг. 7, согласно изобретению.

Подробное описание наилучших вариантов воплощения изобретения

На фиг. 1 изображен известный передатчик с расширенным спектром, как он описан в патенте США N 5,103,459 от 7 апреля 1992. В передатчике биты данных 100 (фиг. 1) содержащие, например, сигнал голоса, преобразованный в данные кодировщиком голоса, подаются на кодировщик 102, где эти биты кодируются посредством свертки с повторением символов кода в соответствии со скоростью входных данных. Когда скорость битов данных меньше, чем скорость обработки битов кодировщиком 102, то повторение символов кода предписывает, чтобы кодировщик 102 повторял биты входных данных 100 для того, чтобы создать поток повторяющихся данных с битовой скоростью, которая совпадает с рабочей скоростью кодировщика 102. Кодированные данные затем поступают на устройство чередования данных 104, где блоки чередуются. Чередующиеся данные символов выдаются из устройства чередования данных 101 со скоростью, например, 19.2 тыс. символов/сек и поступают на вход вентиля "Исключающее ИЛИ" 106.

В системе чередующихся символов скремблируются (шифруются путем перестановки и инвертирования участков спектра или группы символов), чтобы получить большую степень секретности при передаче по каналу. Шифрование голосовых канальных сигналов может быть осуществлено кодированием псевдошумом (PN) чередующихся данных с помощью PN кода, специфичного для предназначенного принимающего устройства абонента. Такое PN шифрование может быть осуществлено PN генератором 108, использующим соответствующую PN последовательность или схему кодирования. PN генератор 108 будет обычно содержать генератор длинного PN кода для получения уникального PN кода с фиксированной частотой 1.2288 MHz. Этот PN затем проходит через устройство прореживания и с результирующей частотой 9.2 MHz последовательности шифрования подается на другой вход вентиля "Исключающее ИЛИ" 106 в соответствии с подаваемой на него идентификационный информацией устройства абонента. Выходной сигнал с вентиля "Исключающее ИЛИ" 106 затем подается на один из входов вентиля "Исключающее ИЛИ" 110.

Другой вход вентиля "Исключающее ИЛИ" 110 подсоединен к генератору кода Уолша

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

112. Генератор Уолша 112 выдает сигнал, соответствующий последовательности Уолша, предназначенной каналу данных, по которому передается информация. Код Уолша, выданный генератором 112, выбирается из набора, состоящего из 64 кодов Уолша длиной 64.

64 ортогональных кода соответствуют кодам Уолша из матрицы Хадамарда размерностью 64x64, в которой код Уолша является одной строкой или столбцом матрицы. Шифрованные символьные данные и код Уолша обрабатываются вентилем "Исключающее ИЛИ" 110, а результирующий сигнал подается в качестве входного на вентили "Исключающее ИЛИ" 114 и 116.

Вентиль "Исключающее ИЛИ" 114 также получает PN_I сигнал от PN_I генератора 118, в то время как на другой вход вентиля "Исключающее ИЛИ" 116 поступает сигнал PN_Q от PN_Q генератора 118. Сигналы PN_I и PN_Q являются псевдослучайными шумовыми последовательностями, обычно соответствующими конкретной области, т.е. ячейке, относящейся к CDMA системе, и относятся соответственно к синфазной (I) и сдвинутой на 90° (Q) фазам каналов обмена. Сигналы PN_I и PN_Q являются соответственно сигналами "Исключающее ИЛИ" с выходным сигналом вентиля "Исключающее ИЛИ" 110 так, чтобы далее расширить данные абонента перед передачей. Полученная I-канальная кодовая расширенная последовательность 122 и Q-канальная кодовая расширенная последовательность 126 используются для двухфазной модуляции пары сдвинутых по фазе на 90° синусоидальных сигналов. Модулированные синусоидальные сигналы суммируются, проходят полосовой фильтр, сдвигаются в область РЧ частот и опять фильтруются и усиливаются перед подачей через антенну для завершения передачи по коммуникационному каналу.

Очевидно, что в передающей системе та же самая информация, т.е. канальные данные 100 (фиг. 1), передаются по коммуникационному каналу с номинальной скоростью канальных данных посредством I-канальной кодовой расширенной последовательности 122 и Q-канальной кодовой расширенной последовательности 126.

Как описано далее, настоящее изобретение предоставляет способ передачи пары отличных друг от друга информационных сигналов с номинальной скоростью, используя PN_I-код и PN_Q-код соответственно. Когда отличные друг от друга информационные сигналы раздельно передаются посредством каждой пары I и Q коммуникационных каналов, то количество каналов, по которым система с расширенным спектром способна работать с номинальной скоростью данных, в действительности удваивается. С другой стороны, данный CDMA коммуникационный канал может быть раздвоен на независимые синфазный (I) и сдвинутый по фазе на 90° (Q) каналы. Это позволяет, например, единичный информационный сигнал передавать с удвоенной номинальной скоростью с помощью указанного сигнала между I и Q каналами. Аналогично пробный сигнал может быть скомбинирован с множеством канальных модулированных данных для передачи.

Фиг. 2 изображает блок-схему наилучшего варианта воплощения передатчика 150 с расширенным спектром, предназначенного для передачи отличных друг от друга I-канального 154 и Q-канального 156 информационных сигналов в соответствии с настоящим изобретением. Для упрощения чертежа изображена только единственная пара каналов. В передающей схеме передатчик может содержать множество схем, показанных на фиг. 2, для других каналов абонента дополнительно к пробному каналу. Как описано ниже I-канальный и Q-канальный информационные сигналы передаются по I и Q коммуникационным каналам, использующим РЧ несущие сигналы той же частоты, передаваемые синфазно со сдвинутым на 90° сигналом. В описываемом варианте воплощения половина от общего количества системных абонентов принимают информацию исключительно по I каналу, в то время как оставшиеся абоненты принимают по Q каналу. С другой стороны, при высокой скорости передачи данных каждый абонент принимает I-канальный и Q-канальный информационный сигнал, модулированный идентичным кодом Уолша. Таким образом, половина данных, содержащая единственный информационный сигнал, может быть передана по каждому из I и Q каналам, позволяя передавать данные с удвоенной номинальной скоростью.

В конкретных вариантах применения информационные сигналы 154 и 156 могут содержать, например, голосовой сигнал, преобразованный в поток битов данных кодировщиков голоса, или другие цифровые данные. Информационные сигналы 154 и 156 могут быть канальными сигналами отдельного абонента (например данные абонента A и данные абонента B) или единственным высокоскоростным сигналом канальных данных, который демодультиплексируется демультиплексором 152 на два потока данных. Потоки данных затем соответственно подаются на пару кодирующих и чередующихся схем 160 и 164. Схемы 160 и 164 кодируют информационные сигналы 154 и 156 посредством свертки и чередуют с помощью повторяющегося символьного кода в соответствии со скоростью данных ввода. При отсутствии повторяющегося символьного кода схемы 160 и 164 работают с номинальной скоростью, например 9,6 Кбит/с. Когда битовые скорости данных ввода (например 4,8 Кбит/с) информационных сигналов ниже, чем эта номинальная скорость, то биты, содержащие информационные сигналы 154 и 156 повторяются для того, чтобы создать повторяющихся поток данных со скоростью, идентичной номинальной скорости передачи символов (например 9,6 Кбит/с). Закодированные данные затем чередуются и выдаются из схем 160 и 164 в качестве кодированных и чередующихся потоков символов a_n и b_n.

Потоки символов a_n и b_n, соответствующие закодированным посредством свертки и чередующимся версиям дискретизированным I-канальному и Q-канальному информационным сигналам соответственно, подаются на схему расширения и модуляции. Схема 170 модулирует поток символов a_n и

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

b_n сигналом, подаваемым генератором кода Уолша 174. В наилучшем варианте воплощения сигнал с генератора кода Уолша 174 содержит кодовую последовательность Уолша, предназначенную конкретной паре I и Q коммуникационных каналов, по которым передаются потоки символов a_n и b_n. Для скорости данных, например, 9,6 Кбит/с последовательность Уолша, выдаваемая генератором 174, должна быть в типовом случае выбрана из набора из 64 ортогональных кодов Уолша длиной 64.

В наилучшем варианте воплощения скорость элементарных сигналов последовательности Уолша выбирается равной 1,2288 MHz. С этой точки зрения желательно, чтобы скорость элементарных сигналов могла быть точно разделена с помощью интенсивностей данных полосы модулирующих сигналов, чтобы использоваться в системе. Желательно также иметь делитель мощности на два. Допуская, что по меньшей мере один канал абонента работает со скоростью данных номинальной полосы частот 9600 бит/с, получаем, что опытная скорость элементарных сигналов Уолша равна 1,2288 MHz, т.е. 128 x 9600.

На схему 170 модуляции и расширения далее подаются сигналы расширения PN_I и PN_Q от генераторов последовательностей PN_I и PN_Q 178 и 180. Последовательности PN_I относится к коммуникационному I каналу и используется в схеме 170 для расширения потока символов a_n в I-канальную кодовую расширенную последовательность S_I. Аналогично, последовательность PN_Q используется схемой 170 для расширения потока символов b_n перед передачей в качестве Q-канальной кодовой расширенной последовательности S_Q по коммуникационному каналу Q. Полученные I-канальная и Q-канальная кодовые расширенные последовательности S_I и S_Q используются для двухфазной модуляции сдвинутых по фазе на 90° пары синусоидальных сигналов, генерируемых в РЧ передатчике 182. В РЧ передатчике 182 модулированные синусоидальные сигналы обычно должны суммироваться, пройти полосовой фильтр, быть сдвинуты из частотного диапазона модулирующих частот из области ПЧ в область РЧ и усилены на различных частотных этапах перед тем как будут переданы через антенну 184 для завершения передачи по I и Q коммуникационным каналам.

Принимая, что передатчик 150 является i-м из N таких передатчиков, где i= 1, ...N, полученные I-канальная и Q-канальная кодовые расширенные последовательности $S_I(i)$ и $S_Q(i)$ могут быть представлены так

$$S_I(i)=a_n(i)W_iPN_I \quad (1)$$

и

$$S_Q(i)=b_n(i)W_iPN_Q \quad (2)$$

где

W_i обозначает последовательность Уолша, выдаваемую генератором Уолша 174.

На фиг. 3 более подробно представлена схема 170 модуляции и расширения. Схема 170 может содержать генератор 184 длинной кодовой PN последовательности, работающий на фиксированной скорости элементарных сигналов 1,228 млн. элементарных сигналов/сек, и устройство прореживания 188 для получения шифрованного кода с опытной скоростью 19,2 тыс. символов/сек. PN генератор 184 в ответ на входной сигнал выбора кода генерирует желаемый код. PN генератор 184 обычно выпадает кодовые последовательности длиной порядка 2^{42}-1 элементарных сигналов, хотя могут быть использованы коды и другой длины. Хотя нет необходимости различать информацию, переданную по парным I и Q коммуникационным каналам, длинные чередующиеся PN последовательности могут быть использованы для расширения защищенности обмена. В случае, когда высокоскоростные данные одного абонента должны быть переданы по обоим каналам I и Q, кодовые PN последовательность является и той же. Однако в случае, когда каналы I и Q предназначены разным абонентам, длинный чередующийся PN код является предпочтительно различны, т.е. используются или различные кодовые последовательности, или одна и та же кодовая последовательность, но с различными кодовыми фазовыми сдвигами (задержанная или сдвинутая кодовая последовательность). PN генератор 184, как известно, способен выдавать такие кодовые последовательности. В случае множественного доступа, когда существует множество копий схемы, изображенной на фиг. 3, смешивающие коды, назначенные для каждого из каналов абонента, различаются или различными кодами, но предпочтительно, одинаковыми кодами, но различными сдвигами фаз кода.

Вентили "Исключающее ИЛИ" 186 и 190 могут использоваться для использования уникальных чередующихся кодов, произведенных генератором 184 длинного кода PN и выданных через устройство прореживания 188 для чередования потоков символов a_n и b_n перед передачей их в I-канальную схему управления мощностью и синхронизацией 192 и Q-канальную схему управления мощностью и синхронизацией 196. Схемы 192 и 196 позволяют осуществлять управление по передачам сигналов от абонентов I и Q коммуникационных каналов посредством мультиплексирования информационных битов управления мощностью и синхронизацией в потоки символов a_n и b_n. Мультиплексированные потоки символов, полученные I-канальной и Q-канальной схемами управления мощностью и синхронизацией 192 и 196, подаются на входы вентилей "Исключающее ИЛИ" 202 и 204 соответственно.

На другие входы вентилей "Исключающее ИЛИ" 202 и 204 подаются сигналы, соответствующий заранее заданным последовательностям Уолша, генерируемым генератором Уолша 174. Символьные потоки от I-канальной и Q-канальной схем 192 и 196 обрабатываются на вентилях "Исключающее ИЛИ" 202 и 204 с последовательностью Уолша посредством операции "Исключающее ИЛИ", а результирующие битовые потоки подаются соответственно на входы вентилей "Исключающее ИЛИ" 208 и 210. Вентиль "Исключающее ИЛИ" 210 принимает также сигнал PN_I, в то время как на оставшийся вход вентиля "Исключающее ИЛИ" 208

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

подается сигнал PN_Q. Сигналы PN_I и PN_Q являются соответственно сигналами "Исключающее ИЛИ" с выходными сигналами вентилей "Исключающее ИЛИ" 202 и 204 подаются в качестве входных сигналов на I-канальный и Q-канальный фильтры 214 и 216 основной полосы модулирующих сигналов. В описываемом варианте воплощения фильтры 214 и 216 основной полосы модулирующих сигналов устроены так, что имеют нормализованный частотный отклик S(f), находящийся в пределах $\pm\delta_1$ в полосе пропускания $0 \le f \le f_p$, и который меньше или равен $-\delta_2$ в срезаемой полосе частот $f \ge f_S$. Например, δ_1 = 1,5 dB, δ_2 = 40 dB, f_p=590 KHz и f_S=740 KHz. Фильтры 214 и 216 основной полосы модулирующих сигналов производят I-канальную и Q-канальную расширенные последовательности S_I и S_Q. Отфильтрованные сигналы от I-канального и Q-канального фильтров 214 и 216 основной полосы модулирующих сигналов подаются на РЧ передатчик 182.

Предпочтительно, чтобы пробный канал не содержал данных модуляции и передавался вместе с I-канальной и Q-канальной расширенными последовательностями S_I и S_Q. Пробный канал может быть охарактеризован как немодулированный сигнал с расширенным спектром, используемый для получения сигнала и для трекинга. В системах, содержащих множество передатчиков, в соответствии с настоящим изобретением, предоставляется набор коммуникационных каналов, и каждый должен быть идентифицирован уникальным пробным сигналом. Однако, вместо использования отдельного набора PN генераторов для пробных сигналов, реализуется более эффективный подход - генерация набора пробных сигналов со смещением одной и той же основной деятельности. Предназначенное для использования этого способа приемное устройство последовательно ищет полную пробную последовательность и настраивается на отклонение или сдвиг, который приводит к наибольшей корреляции.

Соответственно, пробная последовательность предпочтительно должна быть достаточно длинной, чтобы могло быть сгенерировано множество различных последовательностей посредством сдвига основной последовательности для поддержания большого количества пробных сигналов в системе. К тому же, разделение или сдвиг должны быть достаточно большими, чтобы гарантировать, что не будет наложения в пробных сигналах. Если длина пробной последовательности выбрана равной 2^{15}, то это позволяет иметь 512 назначенных пробных сигналов со смещениями в основной последовательности из 64 элементарных сигналов.

Схема 230 (фиг. 4) генерации пробного сигнала содержит генератор Уолша 240 для выдачи "нулевой" последовательности Уолша W_0, состоящей из всех нулей, на вентили "Исключающее ИЛИ" 244 и 246. Последовательность Уолша W_0 перемножается с последовательностями соответственно PN_I и PN_Q, используя вентили "Исключающее ИЛИ" 244 и 246. Так как последовательность W_0 содержит только нули, то информационное содержимое результирующих последовательностей зависит только от последовательностей PN_I и PN_Q. Поэтому в описываемом варианте вентили "Исключающее ИЛИ" 244 и 246 не должны присутствовать, а последовательности PN_I и PN_Q подаются напрямую. Последовательности, полученные на выходах вентилей "Исключающее ИЛИ" 244 и 256, подаются в качестве входных сигналов на фильтры с конечной импульсной характеристикой (FIR) 250 и 252. Отфильтрованные выходные сигналы последовательностей из FIR-фильтров 250 и 252, соответствующие I-канальной и Q-канальной пробным последовательностям P_I и P_Q соответственно, подаются на РЧ-передатчик 182.

Следует отметить, то так как последовательность W_0 содержит только нули, как указано выше, то в альтернативном варианте воплощения в элементах "Исключающее ИЛИ" 244 и 246 нет необходимости, и последовательности PN_I и PN_Q подаются напрямую в FIR-фильтры 250 и 252.

Вариант воплощения РЧ-передатчика 182 показан на фиг. 5. Передатчик 182 содержит I-канальный сумматор 270 для суммирования PN_I расширенного сигнала данных S_{Ii} i= 1. ..N, с I-канальным пробным сигналом P_I. Аналогично, Q-канальный сумматор 272 служит для комбинирования PN_q расширенного сигнала данных S_{Qi}, i=1...N, с Q-канальным пробным сигналом P_Q. Цифро-аналоговые преобразователи (D/A) 274 и 276 служат для преобразования цифровой информации от I-канального и Q-канального сумматоров 270 и 272 соответственно в аналоговую форму. Аналоговые сигналы, выдаваемые D/A преобразователями 274 и 276, поступают вместе с несущими частотными сигналами $\cos(2\pi ft)$ и $\sin(2\pi ft)$ от локального генератора (LO) соответственно, на смесители 288 и 290, где они смешиваются и поступают на сумматор 292. Сдвинутые на 90° по фазе несущие сигналы $\sin(2\pi ft)$ и $\cos(2\pi ft)$ подаются от соответствующего источника частоты (не показан). Смешанные сигналы ПЧ суммируются на сумматоре 292 и подаются на смеситель 294.

Смеситель 294 смешивают суммированный сигнал с РЧ-сигналом от частотного синтезатора 296 так, чтобы осуществить частотное преобразование с повышением частоты в область РЧ частот. РЧ сигнал содержит синфазную (I) и сдвинутую по фазе 90° (Q) компоненты, фильтруются полосовым фильтром 298 и выдается на РЧ-усилитель 299. Усилитель 299 усиливает ограниченный полосой пропускания сигнал в соответствии с входным сигналом управления усиления от схемы управления мощностью передачи (не показана). При различных вариантах воплощения РЧ передатчика 182 могут быть использованы различные способы суммирования, смешения, фильтрации и усиления сигнала, которые хорошо известны специалистам.

Таблица 1, приведенная ниже, представляет в обобщенной форме значения

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

параметров модуляции, соответствующих передаче данных с опытными скоростями 1,2; 2,4; 4,8; 9,6 и 19,2 Кбит/с.

Блок-схема опытного радиоприемного устройства системы с разделением, предназначенного для приема РЧ сигнала, выдаваемого РЧ-передатчиком 182 показана на фиг. 6. Переданный РЧ-сигнал принимается антенной 310 и подается на RAKE-приемник с разделением, который содержит аналоговый приемник 312 и цифровой приемник 314. Сигнал, который принимается антенной 310 и подается на аналоговый приемник 312, может содержать множество трактов распространения одних и тех же сигналов данных и пробного сигнала, предназначенных для индивидуального или множества приемников абонентов. Аналоговый приемник 312, который в описываемом варианте выполнен как QPSK модем, преобразует с понижением частоты и оцифровывает принятый сигнал в составные I и Q компоненты. Составные I и Q компоненты подаются на цифровой приемник как демодуляции. Затем демодулированные данные подаются на цифровую схему 316 для комбинирования, устранения чередования и декодирования.

Каждый выходной сигнал I и Q компоненты из аналогового приемника 312 может содержать множество трактов распространения идентичных пробному сигналу и соответствующему сигналу данных. В цифровом приемнике 314 некоторые из множества трактов распространения переданного сигнала, которые выбираются приемником выбора 315 совместно с контроллером 318, обрабатываются каждый одним из различных приемников множества данных или демодуляторами 320-а-320с, которые также называются "пальцами". Хотя на фиг. 6 изображены только три демодулирующих пальца (демодуляторов 30а-320с), ясно может использоваться большее или меньшее количество пальцев. Из составных I и Q компонентов каждый из пальцев выделяет посредством свертки I и Q компоненты RI и RQ сигналы данных и пробного сигнала, соответствующих выбранному тракту.

Можно сказать, что I и Q компоненты пробного сигнала для каждого пальца образуют пробный вектор, а I и Q компоненты данных I канала и О канала образуют пару векторов данных. В соответствии с изобретением эти I и Q компоненты пробного вектора и векторов данных выделяются из энергии принятого сигнала для получения оценки данных I канала и Q канала.

Пробный сигнал обычно передается с большей мощностью сигнала, чем сигнал данных, и поэтому величина вектора пробного сигнала больше, чем принятого векторов сигнала данных. Соответственно, вектор пробного сигнала может быть использован в качестве точной фазовой привязки для обработки сигнала.

В процессе передачи пробный сигнал и сигналы данных при передаче передаются по одному и тому же тракту в приемник. Однако, вследствие канального шума принятый сигнал обычно сдвинут по фазе по сравнению с фазой принятого сигнал. Формулировка точечного, т.е. скалярного, произведений вектора пробного сигнала с сигналами данных I канала и Q канала используются, как раскрывается здесь, чтобы выделить данные I канала и Q канала из принятого сигнала посредством выбранного пальца приемника. В частности, точечное произведение используется для отыскивания величины компонентов векторов данных, которые находятся в фазе с проблемным вектором посредством проецирования пробных векторов на каждый из векторов данных. Одна процедура для выделения пробного сигнала из энергии сигнала, принятого выбранным пальцем приемника, описывается ниже с ссылками на фиг. 8.

Как отмечено выше, в описываемом варианте воплощения каждый абонент является назначенным одному из наборов из 64 ортогональных кодов Уолша W_i длиной 64. Это позволяет передать набор каналов, содержащих пробный канал, 63 I канала и 63 Q канала, используя данную пару расширенных последовательностей PN_I и PN_Q.Энергия переданного сигнала, связанная с таким полным дополнением каналов может быть выражена так

$$S(t) = \tilde{I}\cos(\omega_0 t) - \tilde{Q}\sin(\omega_0 t) \quad (3)$$

где

$$\tilde{I} = \sum_{i=0}^{63} an(i) W_i PN_I \quad (4)$$

и

$$\tilde{Q} = \sum_{i=0}^{63} bn(i) W_i PN_Q . \quad (5)$$

Из этого следует, что $R^k(t)$, принятый по k-му тракту передачи с помощью аналогового приемника 312, задается в виде

$$R^k(t) = \tilde{I}\cos(\omega_0 t + \theta) - \tilde{Q}\sin(\omega_0 t + \theta) + n(t), \quad (6)$$

где переданный сигнал имеет случайный сдвиг фазы R_I^k и R_Q^k относительно локального начала координат приемника, где n(t) обозначает шумовому помеху сигнала, присутствующую в сигнале $R^k(t)$. Сигнал $R^k(t)$ проходит через полосовой фильтр в аналоговом приемнике 312, имеющего импульсный отклик h(-t) полосы пропускания, где h(t) обозначает импульсный отклик полосового фильтра в передатчике 182. Отфильтрованный сигнал дискретизируется в моменты времени $t = nT_w$, где T_w обозначает период между последовательными сигналами в заданной кодовой последовательности Уолша W_i. С помощью такой операции получаются I и Q проекции $R_I^k = R_k(t)\cos(\omega_0 t)^* h(t) |t = nT_w$ (7) , где

$R_Q^k = R_k(t)\sin(\omega_0 t)^* h(t) |t = nT_w$. (8)

$R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$

Используя уравнение (6), дискретизированные проекции

$$R_I^k(nT_w) = \tilde{I}\cos\theta - \tilde{Q}\sin\theta + N_i \quad (9)$$

(задаются в виде

$$R_Q^k(nT_w) = \tilde{I}\sin\theta + \tilde{Q}\cos\theta + N_q, \quad (10)$$

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

и

σ^2.

где шумовые члены N_i и N_q могут быть охарактеризованы как случайные процессы со средним значением равным нулю и дисперсией равной a_n^k и b_n^k. В соответствии с изобретением, оценки $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$ потоков символов a_n и b_n вычисляются из дискретизированных проекций $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$, пальцем приемника, выбранного для приема сигнала, переданного по k-му тракту передачи.

Блок-схема одного из пальцев приемника 320, выбранного для обработки дискретизированных проекций $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$, полученных посредством аналогового приемника 312 показана на фиг. 7. Палец приемника 320 содержит схему 340 демодуляции/свертки и поворота фазы, также как и оценку фазы и схему отслеживания времени 344. Как более подробно описано ниже, схема 340 демодулирует дискретизированные проекции a_n^k и b_n^k используя назначенную кодовую последовательность Уолша W_i. Последующая демодуляция результирующих потоков битов свертывается, используя последовательности PN_I и PN_Q, и подается на набор корреляторов. Корреляторы используются для получения промежуточного значения проекций синфазного и сдвинутого на 90° по фазе переданных по I и Q коммуникационным каналам данных. Затем генерируется оценка данных $\hat{\theta}$ посредством поворота фазы промежуточной проекции переданных данных в соответствии с оцененным сдвигом $\hat{\theta}$ фаз между переданным волновым сигналом и локально сформированным сигналом привязки приемника 314. Схема 344 оценки фазы и синхронизации обычно содержит схему захвата фазы или другую схему, подходящую для генерации оценки фазы $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$..

В предпочтительном варианте воплощения схема 344 оценки фазы и синхронизации выдает оценку пробного сигнала, переданного по k-му тракту на основании промежуточных сигналов, выданных схемой 340 во время демодуляции и свертки дискретизированных проекций $\hat{a}_n^k$ и $\hat{b}_n^k$. Выделенный пробный сигнал используется для операции поворота фазы, выполняемой схемой 340, также как и для временной подстройки в устройстве комбинирования символов (не показано), на которое подаются оценки a_n^k и b_n^k переданных данных $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$. В устройстве комбинирования символов оценки данных, переданных по каждому тракту, выравниваются по времени и суммируются вместе, улучшая таким образом отношение сигнал/шум.

Схема 340 (фиг. 8) содержит умножители 380 и 382, на которые подаются дискретизированные проекции $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$. со скоростью PN расширения 1.2288 MHz. В описываемом варианте высокие и низкие логические уровни двоичных последовательностей, подаваемые на каждый из умножителей, принимаются равными +1 и -1 соответственно. Генератор 386 Уолша подсоединяется к обоим умножителям 380 и 382, на которых его выходные сигналы (W_i) перемножаются с проекциями $R_I^k(nT_w)$. Схема 340 содержит также PN генераторы 390 и 392 для подачи последовательности PN_I на умножители 398 и 400, а последовательность PN_Q - на умножители 402 и 404. Демодулированные проекции Уолша $R_Q^k(nT_w)$ от умножителя 380 перемножаются с последовательностью PN_I на умножителе 398 и последовательностью PN_Q - на умножителе 402. Аналогично, демодулированные проекции Уолша $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$ от умножителя 382 перемножаются с последовательностью PN_I на умножителе 400 и с последовательностью PN_Q - на умножителе 404.

Умножители 398 и 400 коррелируют (связывают) демодулированные проекции Уолша $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$ с последовательностью PN_I. Соответствующая синхронизация между последовательностью PN_I и последовательностями $R_I^k(nT_w)$ и $R_Q^k(nT_w)$ поддерживается с помощью схемы временной синхронизации 410, работа которой описывается ниже. Аналогично, последовательности

$$I_I(nT_w) = \sum_{j=1}^{L} R_I((L_n + j)T_w)W_iPN_I = La_n(i)\cos\theta - \sum_{j=1}^{L} Q\sin\theta W_iPN_i + n_i \qquad (11)$$

корректированы с последовательностью PN_Q посредством умножителей 402 т 404. Коррелированные выходные сигналы умножителей 398 и 400 подаются на соответствующие I-канальные накапливающие сумматоры 414 и 416, а коррелированные выходные сигналы умножителей 402 и 404 подаются на соответствующие Q-канальные накапливающие сумматоры 418 и 420. Накапливающие сумматоры 414, 416, 418 и 420 накапливают входную информацию в течение одного периода символов Уолша T_w, которых в опытном воплощении насчитывается до 64 элементарных сигналов. Выходные сигналы накапливающих сумматоров подаются на элементы задержки 424, 426, 428 и 430 через соответствующие переключатели 434, 436, 438 и 440 под управлением схемы синхронизации 410. Выходные сигналы I-канальных накапливающих сумматоров 414 и 416, обозначенные соответственно I_I и I_Q, могут быть выражены так

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

$$I_Q(nT_w) = \sum_{j=1}^{L} R_I((L_n + j)T_w)W_i PN_I = La_n(i)\sin\theta - \sum_{j=1}^{L} \tilde{Q}\sin\theta W_i PN_i + n_q, \quad (12)$$

и

$L\sigma^2$

где члены шума n_i и n_q являются независимыми случайными переменными с нулевым средним значением и дисперсией

$$Q_I(nT_w) = \sum_{j=1}^{L} R_I((L_n + j)T_w)W_i PN_I = Lb_n(i)\cos\theta + \sum_{j=1}^{L} \tilde{I}\sin\theta W_j PN_I + n_i \quad (13)$$

и в котором предполагается, что назначенный код Уолша имеет длину L элементарных сигналов Уолша. Аналогично, выходные сигнала Q_I и Q_QQ-канальных накапливающих сумматоров 428 и 430, выражаются так

$$Q_Q(nT_w) = -\sum_{j=1}^{L} R_Q((L_n + j)T_w)W_i PN_I = Lb_n(i)\sin\theta - \sum_{j=1}^{L} \tilde{I}\cos\theta W_j PN_I + n_q. \quad (14)$$

и

$$P_k \cdot \cos(\hat{\theta}) = \sum_{n=-Lr}^{Lr} \{R_I PN_I W_0 + R_Q PN_Q W_0\} \quad (15)$$

Схема синхронизации и оценки фазы 344 (фиг. 8) содержит схему 450 выделения пробного сигнала для получения пробных фазовых сигналов, используемых для поддержания синхронизации с пальцем приемника 320. Схема 450 выделения пробного сигнала содержит сумматор 454, на который подаются выходные сигналы умножителей 398 и 404, также как на сумматор 456 - выходные сигналы умножителей 400 и 402. Схема 450 содержит также генераторы Уолша 462 и 464, непосредственно подающие последовательности Уолша W_i W_0 соответственно на умножитель 464. Результирующая последовательность демодуляции $W_i W_0$, полученная на умножителе 466, соответствующим образом синхронизированная благодаря информации синхронизации, выдаваемой схемой 410 на генераторы Уолша 462 и 464, подается на умножители 468 и 470. Последовательность $W_i W_0$ перемножаются с выходным сигналом сумматора 454 умножителем 468, в то время как умножитель 470 выполняет ту же самую операцию с последовательностью $W_i W_0$ и выходным сигналом сумматора 456.

Выходные сигналы умножителей 468 и 470 соответственно накапливаются накапливающими сумматорами пробного выделения 474 и 478 в течение интервала, выбранного для гарантированной генерации беспрепятственной оценки фазы принятого пробного сигнала. В опытном воплощении интервал накопления продолжается период времени, равный 2rL, где упомянутая выше переменная L соответствует периоду символов Уолша. Этот интервал накопления будет обычно иметь место в течение периодов времени длиной "rL", непосредственно до или после времени, в которое желательно оценить фазу пробного сигнала. Синхронизация между выходными сигналами, выдаваемыми накапливающими сумматорами 414, 416, 418 и 420 и выходными сигналами накапливающих сумматоров 474 и 480 пробных сигналов поддерживается посредством элементов задержки 424, 426, 428 и 430. Задержка сигнала, вносимая каждым из элементов задержки 424, 426, 428 и 430, выбирается такой длительности, которая эквивалента продолжительности интервала "r" последующих символов Уолша. Соответственно, при генерации пробной оценки, соответствующей n-м переданным символом a_n и b_n, набор дискретных значений S_j, где $L(n-r)+l \le j \le L(n+r)$ является накопленным накапливающими сумматорами 474 и 478. Следовательно, переключатели 482 и 486 переключаются в закрытое положение с частотой l/LT_w, в то время как переключатели 434, 436, 438 и 440 переключаются в закрытое положение с частотой l/LT_w.

Сигналы, производимые накапливающими сумматорами выделения пробного сигнала 482 и 486 соответствую I-канальной и Q-канальной проекциям пробного (P_L сигнала, переданного по k-му каналу, и могут быть соответственно представлены так

$$P_k \cdot \sin(\hat{\theta}) = \sum_{n=-Lr}^{Lr} \{-R_I PN_Q W_0 + R_Q PN_I W_0\} \quad (16)$$

$\hat{a}_n^k$,

I-канальная и Q-канальная проекции пробного сигнала подаются каждая на фазовый вращатель 550 I канала и фазовый вращатель 552 Q канала. Фазовый вращатель 550 I канала выдает последовательность выходных значений данных $\hat{a}_n^k(i)$, соответствующую оценке последовательности данных

$$\hat{a}_n^k(i) = I_I \cdot P_k \cdot \cos(\hat{\theta}) + I_Q \cdot P_k \cdot \sin(\hat{\theta}) \quad (17)$$

переданных по k-му тракту, взвешенному посредством пробного сигнала P_k. Специфическая операция, выполняемая фазовым вращателем 550 I канала, может быть выражена следующим образом

$$\hat{a}_n^k(i) = L \cdot P_k \cdot a_n(i)\cos(\theta - \hat{\theta}) - P_k \cdot \sin(\theta - \hat{\theta}) \sum_{j=1}^{L} \tilde{Q}W_i PN_I + n', \quad (18)$$

и

$$P_k \cdot (\cos(\hat{\theta}) \cdot \cos(\theta) + \sin(\hat{\theta}) \cdot \sin(\theta)) = P_k \cdot \cos(\theta - \hat{\theta}) \quad (19)$$

где уравнение (18) получено из уравнения (17), используя тригонометрическое тождество

$$P_k \cdot (-\cos(\hat{\theta}) \cdot \sin(\theta) + \sin(\hat{\theta}) \cdot \cos(\theta)) = -P_k \cdot \sin(\theta - \hat{\theta}). \quad (20)$$

и

$$\alpha = (\theta - \hat{\theta})$$

Из уравнения (18) следует, что когда ошибка фазы θ между действительным сдвигом фазы $\hat{\theta}$ и оцененной фазой $\hat{a}_n^k(i)$ равна нулю, значения

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

выходных данных $\hat{a}_n^k(i) = L \cdot P_k \cdot a_n(i)$. могут быть выражены так

$\hat{a}_n^k(I)$

То есть для идеальной оценки фазы значения данных $a_n^k(I)$, соответствуют значениям данных $a_n^k(i)$. взвешенных пропорционально мощности переданного пробного сигнала. Относительные мощности пробных сигналов, переданных по различным трактам передачи, используются для оптимизации отношения сигнал/шум, при комбинировании символов от каждого пальца приемника 320.

Из уравнения (15) следует, что присутствие ошибки фазы a приводит к нежелательной перекрестной помехе от энергии сигнала Q канала и нежелательному сокращению значения $LP_{k\sigma}^2$. . Этот эффект, однако, минимизируется, т.к. расширение PN уменьшает среднюю мощность перекрестной помехи, что представлено вторым членом в уравнении (18), посредством множителя L, соответствующего первому члену. Член управления, выражающий шум n' , может быть охарактеризован как случайная переменная, имеющая нулевое среднее значение и дисперсию

$$\hat{b}_n^k(i) = Q_I \cdot P_k \cdot \cos(\hat{\theta}) + Q_Q \cdot P_k \cdot \sin(\hat{\theta}) \quad (22)$$

Операция, выполняемая фазовым вращателем 552 Q канала, может быть аналогично представлена следующим выражением

$$\hat{b}_n^k(i) = L \cdot P_k \cdot b_n(i) \cos(\theta - \hat{\theta}) - P_k \cdot \sin(\theta - \hat{\theta}) \sum_{j=1}^{L} \tilde{I} w_i PN_Q + n' \quad (23)$$

и

$LP_{k\sigma}^2$.

где член управления, выражающий шум, n", является случайным переменной, имеющей нулевое среднее значение и дисперсию . Опять же, когда

$$\alpha = (\theta - \hat{\theta})$$

ошибка фазы θ между действительным сдвигом фазы $\hat{\theta}$ и оцененной фазой $\hat{b}_n^k(i)$ равна нулю, значения выходного сигнала могут быть

$$\hat{b}_n^k(i) = L \cdot P_k \cdot a_n(i). \quad (24)$$

выражены так

$\hat{a}_n^k(i)$ И $\hat{b}_n^k(i)$

Как отмечалось выше, взвешенные оценки данных I канала и Q $\hat{a}_n^k(i)$ И $\hat{b}_n^k(I)$ канала, переданных по k-му тракту, комбинируются соответственно с выходными сигналами $\hat{a}_n^k(i)$ И $\hat{b}_n^k(i)$ оставшихся пальцев приемника посредством устройства символьного комбинирования (не показано), но содержащегося в цифровой схеме 316 (фиг. 6). Так как только один из потоков символов $\hat{a}_n^k(i)$ И $\hat{b}_n^k(i)$ направлен к конкретному абоненту, или I накал или Q канал, то необходимо обрабатывать только один из потоков символов. В описываемом варианте цифровая схема 316 содержит мультиплексор или переключатель, который в соответствии с сигналом выбора выдает выбранный выходной сигнал одного из двух потоков символов. Цифровая схема 316 содержит также схему дешифрования, содержащую PN генератор и прореживатель. Шифрованный поток символов дешифруется посредством удаления прореженной кодовой PN последовательности, а в результирующих символах устраняется чередование в устройстве устранения чередования, содержащемся в цифровой схеме 316. Поток символов с устраненным чередованием затем декодируется с помощью декодера в цифровой схеме 316 и подается к абоненту в качестве данных абонента.

В альтернативном варианте при наличии другого абонента данные I канала и Q канала могут быть обработаны отдельно (дешифрование, устранение чередования и декодирование) с выходным сигналом желаемых данных абонента, выдаваемым через такое устройство, как мультиплексор или переключатель. Могут быть реализованы различные другие конструкции в виде обработки единственного тракта и обработкой двух трактов в зависимости от местоположения мультиплексора на пути обработки.

В случае использования I и Q каналов для различных абонентов применяется модуляция BPSK-типа при передаче данных каждому абоненту. Однако, так как обычно половина общего количества абонентов используют I канал, а оставшиеся абоненты - Q канал, то вся система может рассматриваться как действующая QPSK модуляции и QPSK расширение.

Однако в случае единственного абонента абонент с высокой скоростью данных использует и I и Q каналы, и обработка для обоих каналов должна обеспечивать использование возможности высокоскоростного обмена данными.

В случае абонента с высокой скоростью данных данные мультиплексируются, обрабатываются и передаются по двум каналам, т.е. половина данных подается в качестве информационного сигнала по каждому из I и Q каналам, чтобы разрешить передачу данных с удвоенной номинальной скоростью. Во время приема каждый демодулятор данных 320 (фиг. 6) выдает взвешенные

оценки $\hat{a}_n^k(i)$ И $\hat{b}_n^k(i)$ данных I-каенала и Q-канала, передаваемых по k-му тракту, соответственно комбинированных с

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

выходными

сигналами и $\hat{a}_n$ и $\hat{b}_n$ оставшихся пальцев приемника посредством соответствующих устройств комбинирования символов $\hat{a}_n$ и $\hat{b}_n$ (не показаны), но содержащимися в цифровой схеме 316 на фиг. 6. В одном из вариантов воплощения цифровая схема 316 обрабатывает два потока символов независимо, с получением результирующих данных для абонента, скомбинированных для выходного сигнала. Цифровая схема 316 содержит схему дешифрования, которая содержит PN генератор и прореживатель. Шифровальный поток символов дешифруется посредством удаления PN кодовой последовательности из обоих потоков символов. Для результирующих символов устраняется чередование в отдельном устройствах устранения чередования, содержащихся в цифровой схеме 316. Потоки символов с устраненным чередованием затем декодируются в цифровой схеме 316. Декодированный поток данных затем комбинируется в один поток данных мультиплексором в цифровой схеме 316 и выдается абоненту в качестве данных абонента.

Формула изобретения:

1. Система для модуляции первого и второго информационных сигналов для передачи в коммуникационных системах с расширенным спектром, содержащая средство для генерирования ортогонального функционального сигнала и средство для модуляции сигнала, в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающаяся тем, что содержит средство для генерирования сигналов синфазного псевдослучайного PN_1 шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, средство для объединения PN_I сигнала с первым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и для объединения PN_Q сигнала со вторым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, средство для модуляции синфазного I и сдвинутого по фазе на 90° Q несущих сигналов заданного фазового соотношения с I и Q сигналами соответственно.

2. Система по п.1, отличающаяся тем, что средство для объединения включает средство для двухфазной модуляции первого информационного сигнала PN_I сигналом и для двухфазной модуляции второго информационного сигнала PN_Q сигналом.

3. Система по п.1, отличающаяся тем, что средство для генерации ортогонального функционального сигнала включает средство для выбора ортогональной функции из набора ортогональных функций Уолша и средство для выделения ортогонального функционального сигнала на основании выбранной ортогональной функции.

4. Система для модуляции информационного сигнала, передаваемого по синфазному I и сдвинутому по фазе на 90° Q каналам коммуникационной системы с расширенным спектром, используя несущий сигнал и сигнал повторения несущего сигнала со сдвинутой на 90° фазой, содержащая средство для генерирования ортогонального функционального сигнала и средство для модуляции сигнала в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающаяся тем, что содержит средство для разделения информационного сигнала на первую и вторую части для передачи к одному или более назначенным получающим абонентам по I и Q каналам, средство для генерирования сигналов синфазного псевдослучайного PN_I шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, средство для объединения PN_I сигнала с первой частью информационного сигнала и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и для объединения PN_Q сигнала со второй частью информационного сигнала и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, средство для модуляции несущего сигнала и сигнала повторения несущего сигнала I и Q сигналами модуляции соответственно.

5. Система по п.4, отличающаяся тем, что содержит дополнительно средство для суммирования сигнала управления синхронизацией с информационным сигналом, причем сигнал управления синхронизацией является показателем задержки распространения сигнала по I и Q каналам коммуникационной системы.

6. Система по п.4, отличающаяся тем, что средство для объединения содержит средство для двухфазной модуляции I сигнала модуляции PN_I сигналом и для двухфазной модуляции Q сигнала модуляции PN_Q сигналом.

7. Коммуникационная система множественного доступа с разделением кодов для получения синфазного I и сдвинутого по фазе на 90° Q коммуникационных каналов с расширенным спектром, по которым передаются первый и второй информационные сигналы, содержащая средство для генерирования ортогонального функционального сигнала и средство для модуляции сигнала в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающаяся тем, что содержит средство для генерирования сигналов синфазного псевдослучайного PN_I шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, средство для объединения PN_I сигнала с первым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и для объединения PN_Q сигнала со вторым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, средство для модуляции синфазного I сдвинутого по фазе на 90° Q несущих сигналов заданного фазового соотношения указанными I и Q сигналами модуляции и для передачи I и Q несущих сигналов по I и Q коммуникационным

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

каналам соответственно, средство приема для оценки по меньшей мере первого информационного сигнала в соответствии с I и Q модулированными несущими сигналами, принятым по I и Q коммуникационным каналам.

8. Система по п.7, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит средство для демодуляции I и Q модулированных несущих сигналов, принятых по I и Q коммуникационным каналам, в промежуточные принятые сигналы, используя ортогональный функциональный сигнал.

9. Система по п.8, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит средство для генерирования первого свернутого сигнала посредством повторения PN_I сигнала и первое средство для коррелирования промежуточных принятых сигналов, используя первый свернутый сигнал, для получения первого набора синфазных I и сдвинутых по фазе на 90° Q сигналов проекции.

10. Система по п.7, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство для объединения ортогонального функционального сигнала с пробным сигналом для получения модулированного пробного сигнала, средство для передачи модулированного пробного сигнала по пробному каналу.

11. Система по п.10, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит средство для оценки пробного несущего сигнала посредством демодуляции, используя ортогональный функциональный сигнал, причем модулированный пробный сигнал передан по пробному каналу, и первое средство вращения фазы для оценки информационного сигнала на основе первого набора указанных I и Q проекций и оценки пробного несущего сигнала.

12. Система по п.11, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит средство для генерирования второго свернутого сигнала посредством повторения PN_Q сигнала и второе средство для корреляции промежуточных принятых сигналов, используя второй свернутый сигнал для получения второго набора синфазных I и сдвинутых по фазе на 90° Q сигналов проекции.

13. Система по п.12, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит второе средство вращения фазы для оценки второго информационного сигнала на основе второго набора I и Q проекций и оценки пробного несущего сигнала.

14. Система по п.11, отличающаяся тем, что средство приема дополнительно содержит средство для задержки первого набора I и Q сигналов проекций.

15. Способ передачи первого и второго информационных сигналов в коммуникационной системе с расширенным спектром, заключающийся в том, что генерируют ортогональный функциональный сигнал и модулируют сигнал в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающийся тем, что генерируют сигналы синфазного псевдослучайного PN_I шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, объединяют PN_I сигнал с первым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и комбинируют PN_Q сигнал со вторым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, модулируют синфазный I и сдвинутый по фазе на 90° Q несущие сигналы заданного фазового соотношения I и Q сигналами модуляции соответственно.

16. Способ по п.15, отличающийся тем, что осуществляют двухфазную модуляцию I сигнала модуляции PN_I сигналом и осуществляют двухфазную модуляцию Q сигнала модуляции PN_Q сигналом.

17. Способ по п.16, отличающийся тем, что при генерации ортогонального функционального сигнала выбирает ортогональную функцию из набора ортогональных функций Уолша и получают ортогональный функциональный сигнал на основе выбранной ортогональной функции.

18. Способ по п.17, отличающийся тем, что дополнительно передают модулированные I и Q несущие сигналы по I и Q коммуникационным каналам соответственно.

19. Способ модуляции информационного сигнала, передаваемого по синфазному I и сдвинутому по фазе на 90° Q каналам коммуникационной системы с расширенным спектром с использованием несущего сигнала и повторения несущего сигнала со сдвинутой на 90° фазой, заключающийся в том, что генерируют ортогональный функциональный сигнал и модулируют сигнал в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающийся тем, что разделяют информационный сигнал на первую и вторую части для передачи к одному или более назначенным принимающим абонентам по I и Q каналам, генерируют сигнал синфазного псевдослучайного PN_I шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, объединяют PN_1 сигнал с первой частью информационного сигнала и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и объединяют PN_Q сигнал со второй частью информационного сигнала и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, модулируют несущий сигнал и повторение несущего сигнала I и Q сигналами модуляции соответственно.

20. Способ по п.19, отличающийся тем, что дополнительно суммируют сигнал управления синхронизацией с информационным сигналом, при этом сигнал управления синхронизацией указывает задержку распространения сигнала по I и Q каналам коммуникационной системы.

21. Способ по п. 20, отличающийся тем, что дополнительно осуществляют двухфазную модуляцию I сигнала модуляции PN_I сигналом и двухфазную модуляцию Q сигнала модуляции PN_Q сигналом.

22. Способ получения синфазного I и сдвинутого по фазе на 90° Q коммуникационных каналов с расширенным спектром, по которым передаются первый и второй информационные сигналы в коммуникационной системе множественного доступа с разделением кодов,

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

заключающийся в том, что генерируют ортогональный функциональный сигнал и модулируют сигнал в соответствии с ортогональными последовательностями, отличающийся тем, что генерируют сигналы синфазного псевдослучайного PN_I шума и сдвинутого по фазе на 90° псевдослучайного PN_Q шума заданных PN кодов, объединяют PN_I сигнал с первым и информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала I и объединяют PN_Q сигнал со вторым информационным сигналом и ортогональным функциональным сигналом для получения модулированного сигнала Q, модулируют синфазный I и сдвинутый по фазе на 90° Q несущие сигналы заданного фазового соотношения I и Q сигналами модуляции, передают I и Q несущие сигналы по I и Q коммуникационным каналам соответственно, получают оценки по меньшей мере первого информационного сигнала в соответствии с I и Q модулированными несущими сигналами, принятыми по I и Q коммуникационным каналам.

23. Способ по п.22, отличающийся тем, что дополнительно осуществляют демодуляцию I и Q модулированных несущих сигналов, принятых по I и Q коммуникационным каналам, в промежуточные принятые сигналы, используя ортогональный функциональный сигнал.

24. Способ по п. 23, отличающийся тем, что дополнительно осуществляют генерацию первого свертывающего сигнала посредством повторения PN_I сигнала и коррелирование промежуточных принятых сигналов, используя первый свертывающий сигнал для получения первого набора синфазных I и сдвинутых по фазе на 90° Q сигналов проекции.

25. Способ по п.22, отличающийся тем, что дополнительно объединяют ортогональный функциональный сигнал с пробным сигналом, чтобы получить модулированный пробный сигнал, и передают указанный модулированный пробный сигнал по пробному каналу.

26. Способ по п.25, отличающийся тем, что дополнительно демодулируют указанный модулированный пробный сигнал, переданный по пробному каналу, получают оценку пробного сигнала, переданного по пробному каналу, и генерируют оценку первого информационного сигнала на основании первого набора указанных I и Q проекций и оценки указанного пробного несущего сигнала.

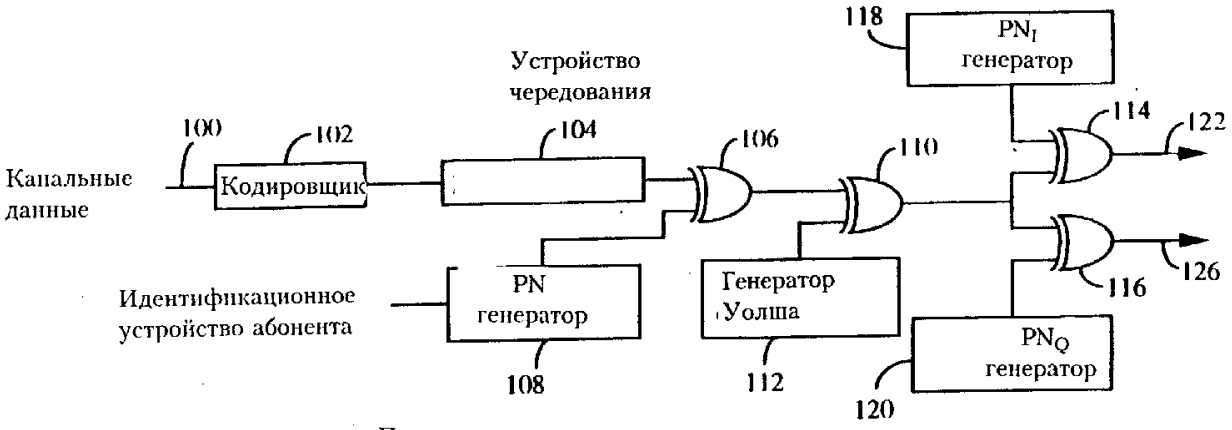
27. Способ по п.26, отличающийся тем, что дополнительно генерируют второй свертывающий сигнал посредством повторения PN_Q сигнала и коррелируют промежуточные принятые сигналы, используя второй свертывающий сигнал для того, чтобы получить второй набор синфазных I и сдвинутых по фазе на 90° Q сигналов проекции.

28. Способ по п.27, отличающийся тем, что дополнительно генерируют оценку и второго информационного сигнала на основании второго набора I и Q проекций и оценки переданного пробного несущего сигнала.

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1

Параметр	Скорость данных					Единицы
	19200	9600	4800	2400	1200	
Скорость PN элементарных сигналов	1.2288	1.2288	1.2288	1.2288	1.2288	Млн. элементарных сигналов/сек
Кодовая скорость	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	Бит/символ кода
Количество I и Q каналов для поддержания скорости данных	2	1	1	1	1	2 = I и Q 1 = I или Q
Повторяемость кода	1	1	2	4	8	
Скорость модулированных символов	19200	19200	19200	19200	19200	Символов/сек
PN элементарных сигналов/ модулированных символов	64	64	64	64	64	PN элементарных сигналов/ модулированных символов
PN элементарных сигналов/бит	128	128	256	512	1024	PN элементарных сигналов/бит

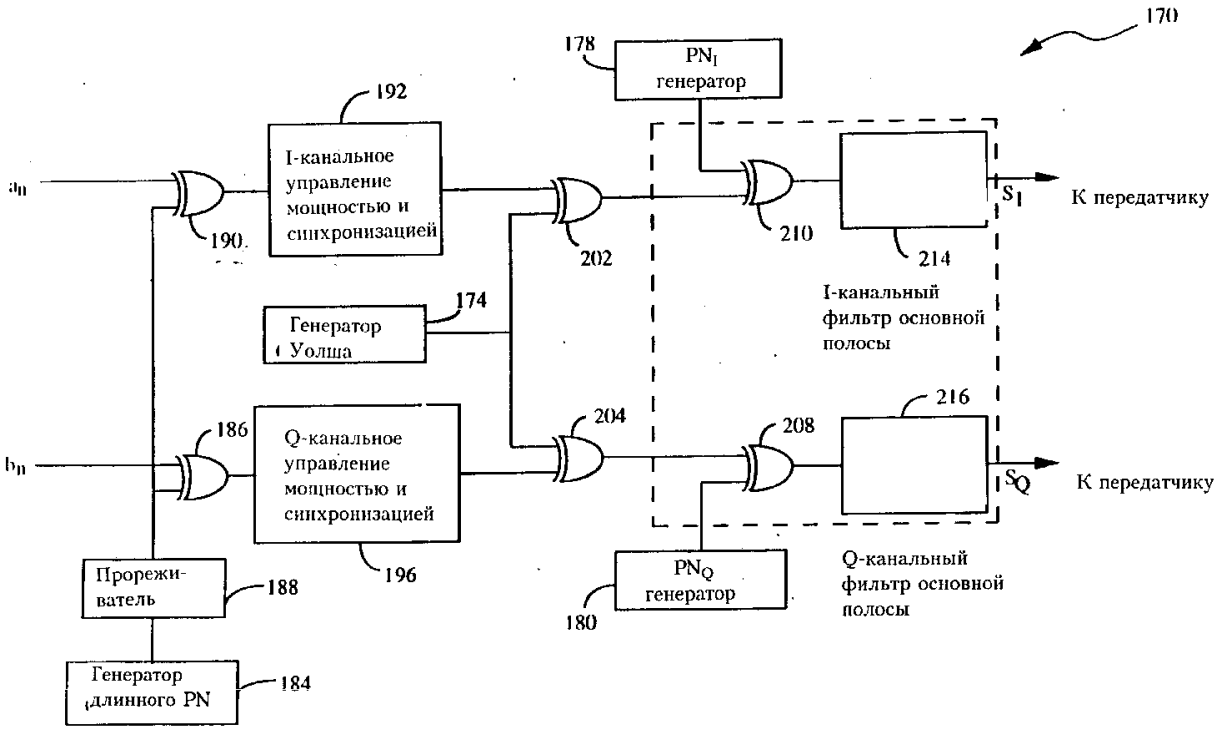


Предшествующий уровень техники

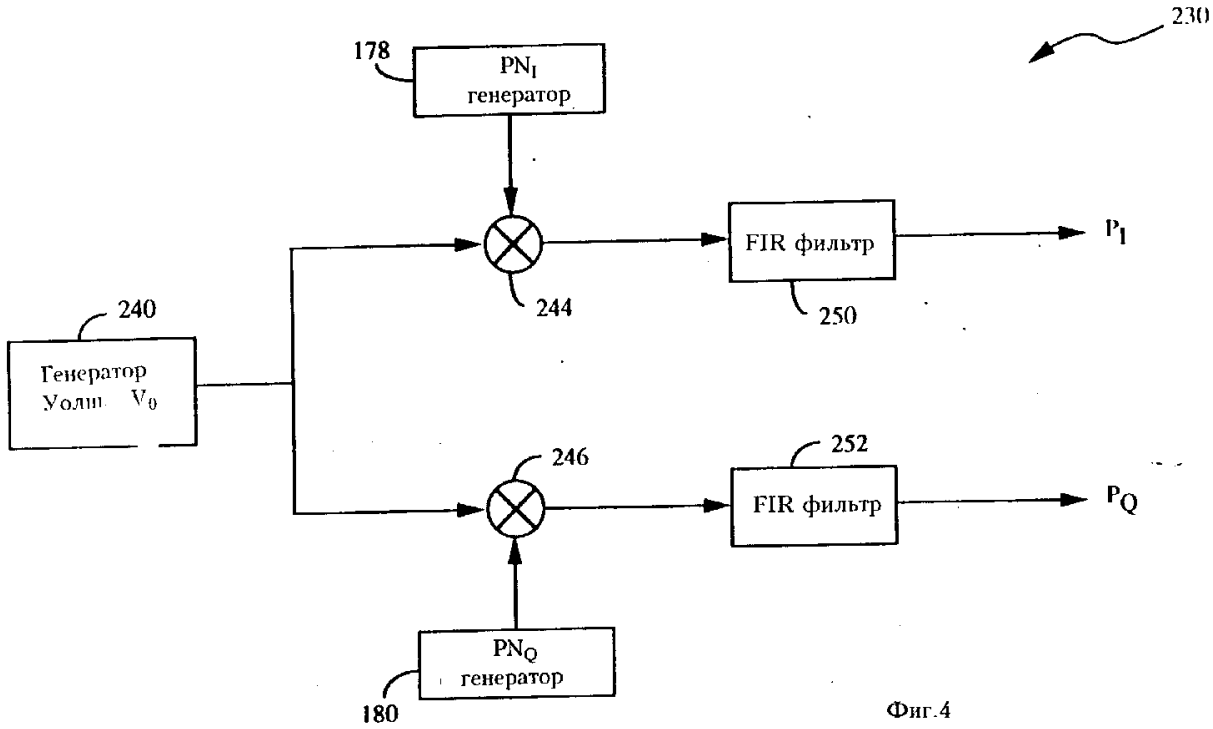
Фиг.1

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1



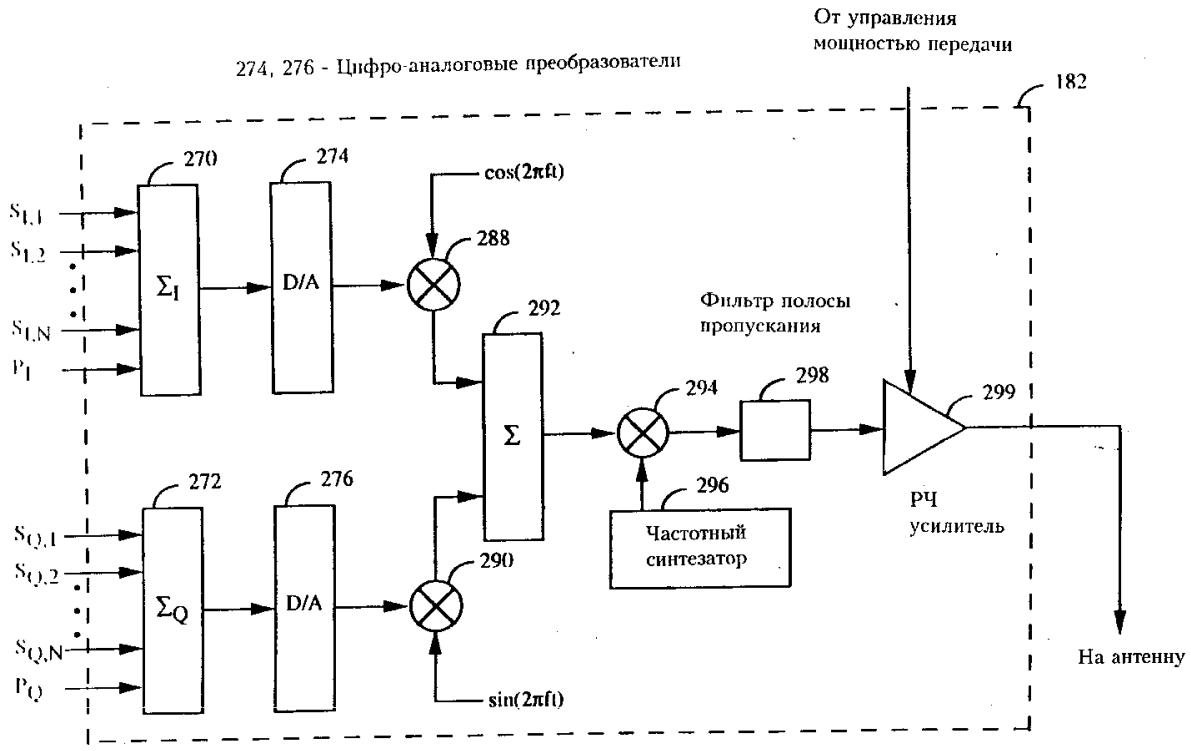
Фиг.3



Фиг.4

RU 2120189 C1

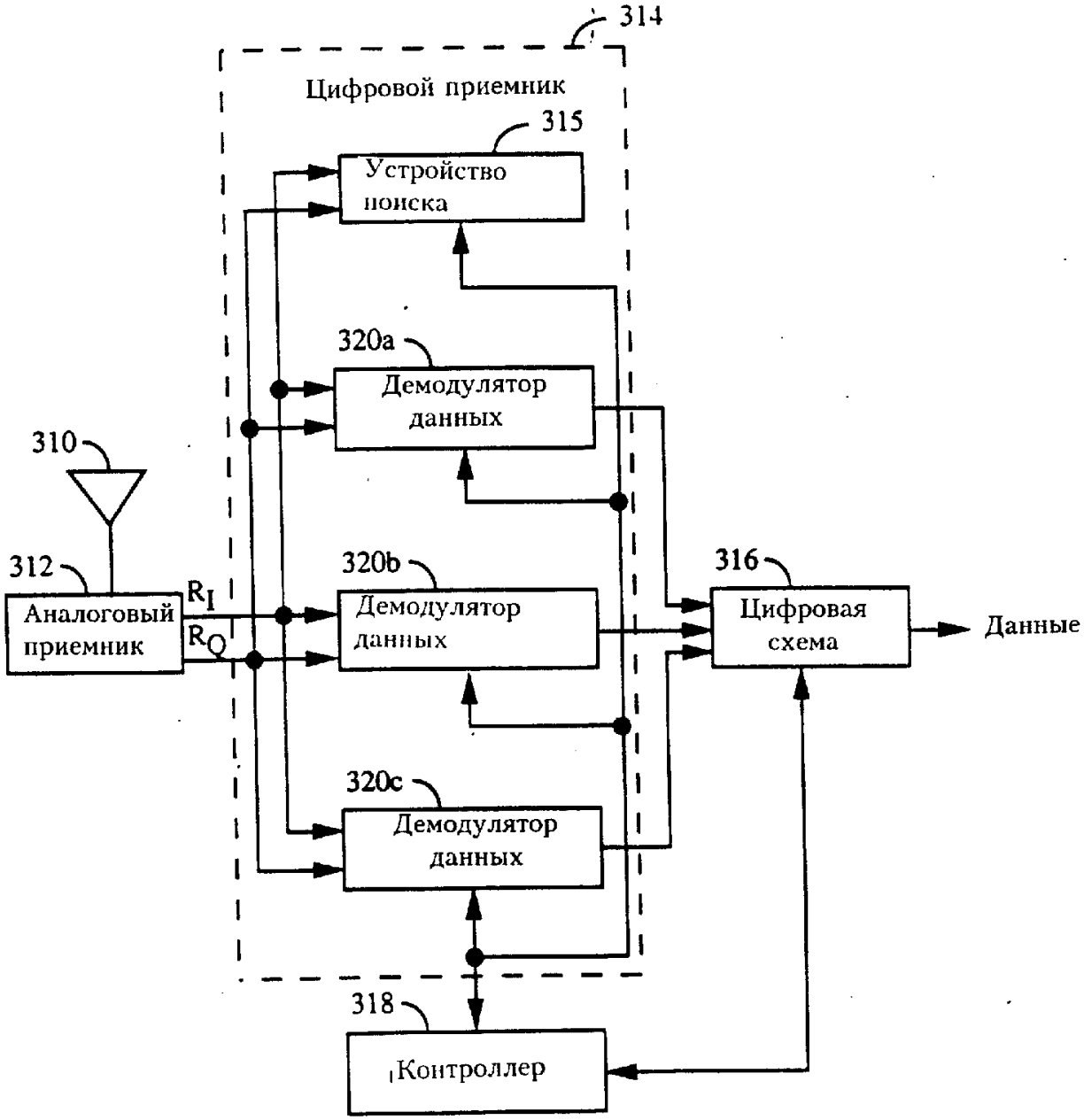
RU 2120189 C1



Фиг.5

RU 2120189 C1

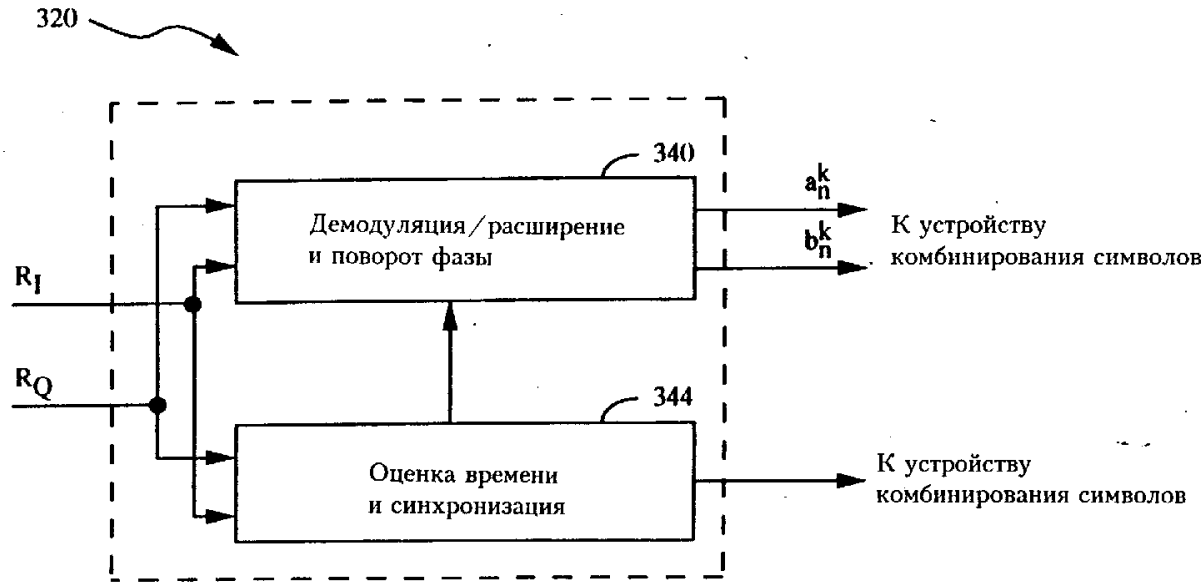
RU 2120189 C1



Фиг.6

RU 2120189 C1

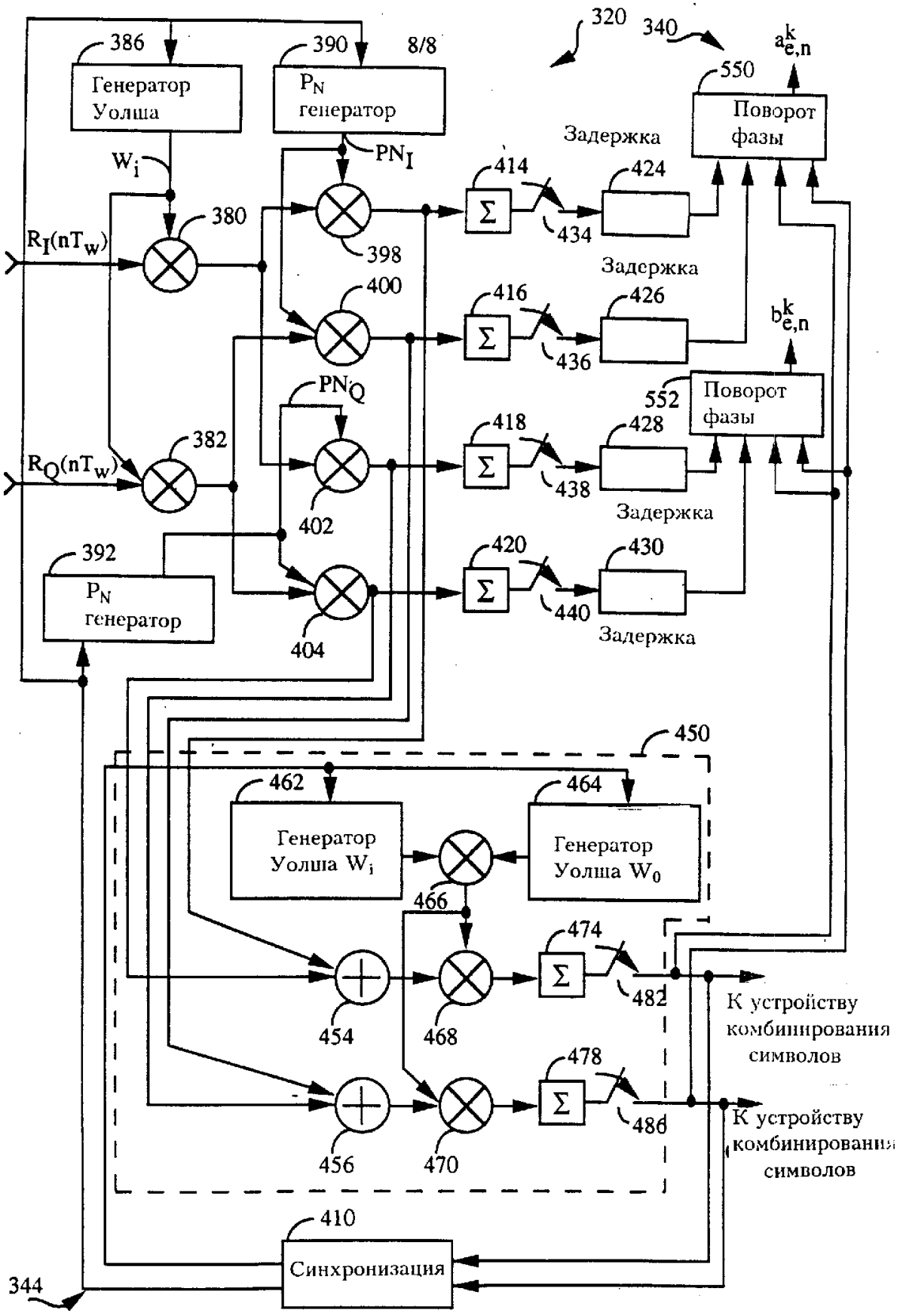
RU 2120189 C1



Фиг.7

RU 2120189 C1

RU 2120189 C1



Фиг.8

RU 2120189 C1