



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК

H04J 13/0003 (2023.05); H04J 13/0062 (2023.05); H04J 13/0074 (2023.05)

(21)(22) Заявка: 2021127873, 24.02.2020

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
24.02.2020Дата регистрации:  
11.09.2023

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:  
27.02.2019 FR 1902035

(43) Дата публикации заявки: 27.03.2023 Бюл. № 9

(45) Опубликовано: 11.09.2023 Бюл. № 26

(85) Дата начала рассмотрения заявки РСТ на  
национальной фазе: 27.09.2021(86) Заявка РСТ:  
FR 2020/050345 (24.02.2020)(87) Публикация заявки РСТ:  
WO 2020/174167 (03.09.2020)

Адрес для переписки:

129090, Москва, ул. Б. Спасская, 25, стр. 3, ООО  
"Юридическая фирма Городисский и  
Партнеры"

(72) Автор(ы):

КАНОНИЧИ, Жан (FR)

(73) Патентообладатель(и):

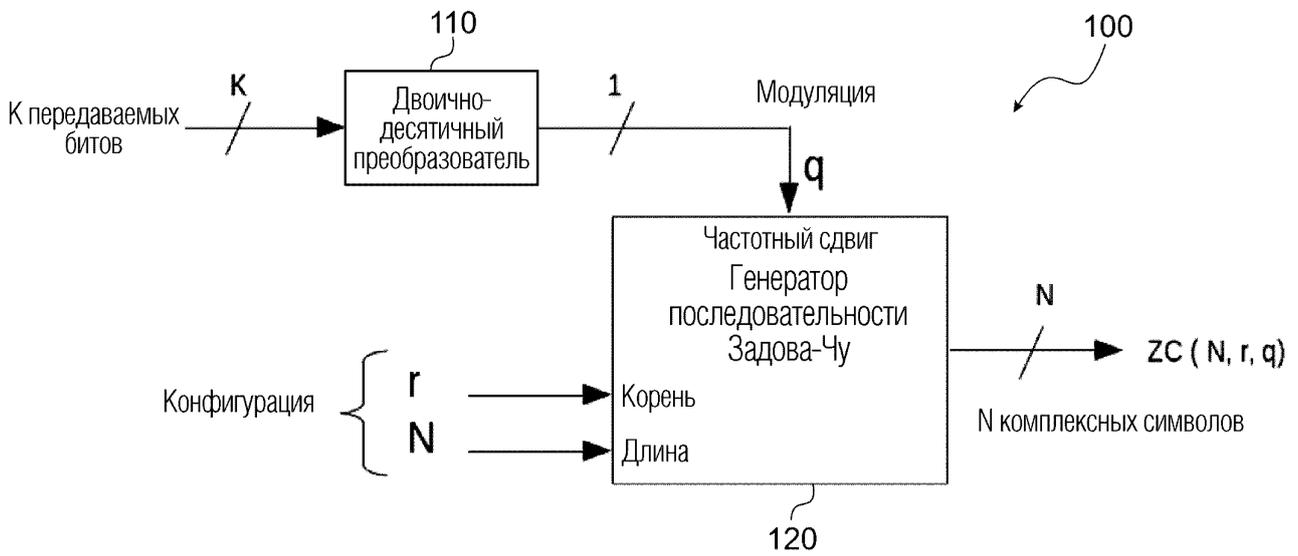
ТЕРНВЭЙВЗ (FR)

(56) Список документов, цитированных в отчете  
о поиске: US 20090052427 A1, 26.02.2009. US  
2018220387 A1, 02.08.2018. KRENZ RAFAL et  
al., "Hybrid DS/FH spread spectrum data  
transmission system for telemetry", 2016 10TH  
INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON  
COMMUNICATION SYSTEMS, NETWORKS  
AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING  
(CSNDSP), IEEE, даты конференции 20.07.2016-  
22.07.2016, размещено в Интернет 22.09.2016,  
(см. прод.)(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ МОДУЛЯЦИИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯМИ ЗАДОВА-  
ЧУ

(57) Реферат:

Настоящее изобретение относится к модуляции с помощью последовательностей Задова-Чу. Техническим результатом является повышение устойчивости к помехам при передаче данных. Технический результат достигается тем, что каждый K-арный символ, который должен быть передан, преобразуется в последовательность Задова-Чу предварительно

заданной длины N и с предварительно заданным корнем g, и частотный сдвиг q которой зависит от K-арного символа. Различные корневые значения могут быть использованы для разделения отдельных передач по восходящей линии связи и нисходящей линии связи и синхронных или асинхронных передач. 8 н. и 11 з.п. ф-лы, 13 ил.



ФИГ. 1

(56) (продолжение):

<http://dx.doi.org/10.1109/CSNDSP.2016.7573935>. RU 2475969 C9, 20.06.2013. US 2012207118 A1, 16.08.2012. US 20180332551 A1, 15.11.2018.

RU 2803188 C2

RU 2803188 C2



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(52) CPC  
*H04J 13/0003 (2023.05); H04J 13/0062 (2023.05); H04J 13/0074 (2023.05)*

(21)(22) Application: **2021127873, 24.02.2020**

(24) Effective date for property rights:  
**24.02.2020**

Registration date:  
**11.09.2023**

Priority:

(30) Convention priority:  
**27.02.2019 FR 1902035**

(43) Application published: **27.03.2023 Bull. № 9**

(45) Date of publication: **11.09.2023 Bull. № 26**

(85) Commencement of national phase: **27.09.2021**

(86) PCT application:  
**FR 2020/050345 (24.02.2020)**

(87) PCT publication:  
**WO 2020/174167 (03.09.2020)**

Mail address:  
**129090, Moskva, ul. B. Spasskaya, 25, str. 3, OOO  
"Yuridicheskaya firma Gorodisskij i Partnery"**

(72) Inventor(s):  
**CANONICI, Jean (FR)**

(73) Proprietor(s):  
**TERNWAVES (FR)**

(54) **METHOD AND DEVICE FOR MODULATION WITH ZADOFF-CHU SEQUENCES**

(57) Abstract:

FIELD: data transmission.

SUBSTANCE: present invention relates to modulation using Zadoff-Chu sequences. The technical result is achieved by the fact that each K character to be transmitted is converted into a Zadoff-Chu sequence of a predetermined length N and with a predetermined root r, and the frequency shift q which depends on the

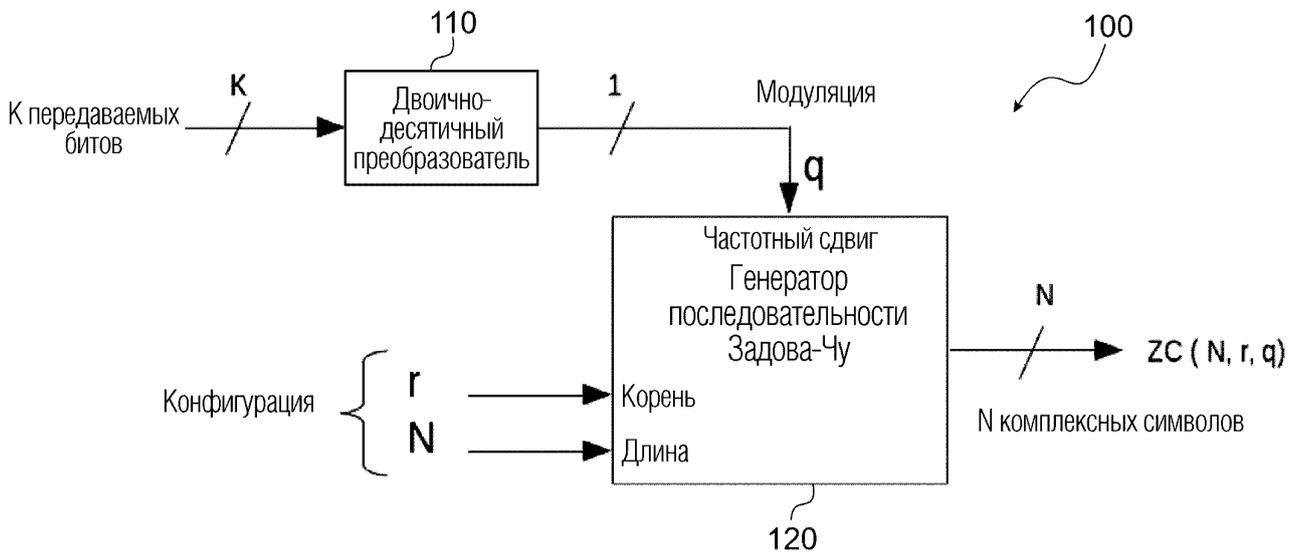
K character. Different root values may be used to separate individual uplink and downlink transmissions and synchronous or asynchronous transmissions.

EFFECT: increase of resistance to interference during data transmission.

19 cl, 13 dwg

**C 2  
8  
1  
3  
0  
8  
2  
8  
0  
3  
1  
8  
8  
C 2  
R U**

**R U  
2 8 0 3 1 8 8  
C 2**



ФИГ. 1

### **Область техники**

Настоящее изобретение, в целом, относится к области цифровых телекоммуникаций, а более конкретно, к цифровым телекоммуникациям, использующим методы передачи сигналов с расширенным спектром. Оно особенно применимо к системам беспроводной связи и к Интернету вещей (IoT).

### **Уровень техники**

Появление повсеместно распространенных и имеющих низкую скорость передачи данных технологий, приспособленных для автономных, имеющих низкое энергопотребление объектов, в последнее время расширило развитие Интернета вещей (IoT). Системы беспроводной связи IoT-сети должны подчиняться нескольким ограничениям.

Во-первых, приемник присоединенного объекта должен иметь высокую чувствительность вследствие малого числа развернутых базовых станций и, следовательно, большого размера их зон покрытия.

Во-вторых, передатчик/приемник присоединенного объекта должен, в частности, быть простым и энергоэффективным, чтобы обеспечить автономность в течение нескольких лет.

Наконец, системы радиодоступа должны быть масштабируемыми поскольку базовая станция (также известная как IoT-шлюз) должна иметь способность обслуживать большое число присоединенных объектов.

Интернет вещей в настоящее время охватывает широкое множество сетей.

Некоторые из них (LTE-M, NB-IoT) используют технологии из существующих сотовых инфраструктур. Однако, они часто оказываются слишком сложными или слишком энергозатратными для обычных прикладных задач.

Другие полагаются на особые или даже проприетарные технологии, такие как LoRa, использующую линейную частотную модуляцию с расширенным спектром (CSS), и SigFox, использующую модуляцию со сверхузкой полосой частот (UNB). Эти технологии являются энергоэффективными и могут добиваться очень низких пороговых значений приема и, следовательно, очень широкого покрытия.

Однако, эти конкретные технологии имеют ограничения с точки зрения емкости, т.е. числа пользователей, которые могут обслуживаться одновременно в одной и той же зоне покрытия, вследствие деградации соотношения сигнал-шум плюс помехи, влияющие на передачи данных. В частности, большое число нерешенных коллизий между CSS-сигналами в LoRa-системе, даже когда используются различные коэффициенты спектрального расширения (SF), является барьером для развертывания больших LPWAN на основе этой технологии или даже для развертывания сетей различными операторами. Обсуждение этих ограничений будет найдено, в частности, в документе Д. Крока и др., озаглавленном "Impact of LoRa imperfect orthogonality: analysis of link-level performance", опубликованном в IEEE Communication Letters, том 22 № 4, апрель 2018 г., сс. 796-799.

Целью настоящего изобретения, следовательно, является представление способа модуляции (и ассоциированного модулятора), который, в частности, приспособливается к ограничениям IoT-сетей и обеспечивает более значительную устойчивость к помехам при передаче данных. Другой целью настоящего изобретения является представление соответствующего способа демодуляции (и ассоциированного демодулятора). Наконец, также представлен способ передачи данных, который получает преимущество рассматриваемого способа модуляции, чтобы уменьшать помехи между передачами данных различных пользователей.

### **Сущность изобретения**

Настоящее изобретение определяется способом модуляции множества  $K$ -арных символов, которые должны быть переданы по каналу передачи, при этом каждый  $K$ -арный символ преобразуется в последовательность Задова-Чу, ассоциированную с этим символом, упомянутая последовательность Задова-Чу имеет длину  $N$ , корень  $r$  и частотный сдвиг  $q$ , где  $N$  является положительным целым, так что  $\log_2 N \geq K$ ,  $r$  является целым числом, так что  $r > 1$  и простым числом по отношению к  $N$ ,  $q$  является относительным целым числом, и любое из двух  $K$ -арных символов упомянутого множества ассоциируется с последовательностями Задова-Чу, имеющими отличающиеся частотные сдвиги, каждый  $K$ -арный символ модулируется в форме последовательности, с длиной, большей или равной  $2^K$ , последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированных с упомянутым  $K$ -арным символом.

Согласно первому варианту осуществления, последовательность последовательных комплексных элементов состоит из всех элементов упомянутой последовательности Задова-Чу. Длина последовательности Задова-Чу может преимущественно быть выбрана равной степени 2.

Согласно второму варианту осуществления, длина упомянутой последовательности Задова-Чу будет выбрана равной наименьшему простому числу больше  $2^K$ , и последовательность последовательных комплексных элементов затем получается усечением упомянутой последовательности Задова-Чу с  $2^K$  элементами.

Предпочтительно, длина последовательности Задова-Чу выбирается больше разницы между максимальным частотным сдвигом, чтобы модулировать  $K$ -арные символы, и разбросом по времени канала передачи, выраженным в числе периодов передачи элементов этой последовательности.

Вещественные и мнимые части элементов последовательности последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированной с  $K$ -арным символом, соответственно модулируют две квадратурные несущие, и модулированный сигнал, полученный таким образом, передается по каналу передачи.

Альтернативно, фазный сигнал формируется в основной полосе частот, полученной как фаза последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированной с  $K$ -арным символом, и фазный сигнал преобразуется в RF-полосу частот, RF-сигнал, полученный таким образом, передается по каналу передачи.

Изобретение также относится к способу передачи данных по множеству каналов связи к или от различных пользователей, при этом данные, которые должны быть переданы, преобразуются в  $K$ -арные символы,  $K$ -арные символы различных пользователей модулируются посредством способа модуляции, корни последовательности Задова-Чу, используемые для модулирования  $K$ -арных символов двух отличающихся пользователей, выбираются отличающимися, а их длины выбираются равными общей длине.

Корни, используемые для модулирования  $K$ -арных символов двух отличающихся пользователей, преимущественно выбираются так, что абсолютное значение их разницы является простым числом по отношению к упомянутой обычной длине.

Изобретение дополнительно относится к устройству модуляции для модуляции  $K$ -арных символов, которые должны передаваться по каналу передачи, упомянутое устройство содержит двоично-десятичный преобразователь, преобразующий  $K$  битов каждого  $K$ -арного символа в отдельное целочисленное значение, и генератор последовательности Задова-Чу, имеющий в качестве входных параметров длину  $N$  последовательности и корень  $r$ , так что  $r$  является целым числом  $r > 1$  и простое

по отношению к  $N$ , а также частотный сдвиг,  $q$ , упомянутый генератор формирует, для каждого  $K$ -арного символа, последовательность длиной, большей или равной  $2^K$ , сформированную комплексными элементами последовательности Задова-Чу с длиной  $N$ , корнем  $g$  и частотным сдвигом, равным целочисленному значению, предоставленному упомянутым двоично-десятичным преобразователем.

Изобретение дополнительно относится к способу демодуляции сигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, модулированную по частотному сдвигу с помощью способа модуляции, который определен выше. Упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять последовательность комплексных выборок, упомянутая последовательность комплексных выборок коррелируется посредством циклической корреляции с эталонной последовательностью Задова-Чу, чтобы предоставлять циклический результат корреляции, и обнаруживается временная позиция пика корреляции в абсолютном значении результата циклической корреляции, полученного таким образом, и, наконец, частотный сдвиг  $\hat{q}$ , соответствующий этой временной позиции, выводится из нее, причем упомянутый частотный сдвиг затем преобразуется десятично-двоичным преобразователем в  $K$ -арный символ.

Изобретение также относится к устройству для демодуляции сигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, модулированную по частотному сдвигу посредством способа модуляции, который определен выше.

Согласно первой альтернативе, упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять первый блок комплексных элементов размером  $N$ , и упомянутое устройство демодуляции содержит DFT-модуль, выполненный с возможностью осуществлять дискретное преобразование Фурье размером  $N$  для первого блока комплексных элементов, чтобы предоставлять первый блок комплексных частотных элементов, умножитель для умножения почленно комплексных частотных элементов первого блока с комплексными частотными элементами второго блока, полученными посредством комплексного сопряжения дискретного преобразования Фурье для эталонной последовательности Задова-Чу, модуль вычисления абсолютного значения для вычисления абсолютного значения результатов умножения первых и вторых комплексных частотных элементов, абсолютные значения, полученные таким образом, сравниваются в детекторе пика корреляции, чтобы определять частотную позицию циклического пика корреляции, частотный сдвиг,  $\hat{q}$ , соответствующий этой частотной позиции, выводится из нее и предоставляется десятично-двоичному преобразователю, чтобы формировать  $K$ -арный символ.

Согласно второй альтернативе, упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять первый блок комплексных элементов размером  $N$ , и устройство демодуляции содержит циклический коррелятор размером  $N$  для циклической корреляции упомянутого первого блока со вторым блоком, при этом упомянутый второй блок состоит из эталонной последовательности Задова-Чу, модуль вычисления абсолютного значения, вычисляющий абсолютное значение упомянутой циклической корреляции, и детектор пика корреляции, определяющий, из этого абсолютного значения, временную позицию пика циклической корреляции и выводящий частотный сдвиг,  $\hat{q}$ , соответствующий этой временной позиции, из нее, причем упомянутый частотный сдвиг затем предоставляется десятично-двоичному преобразователю, чтобы формировать  $K$ -арный символ.

Наконец, изобретение относится к системе передатчика/приемника, содержащей

устройство модуляции и, по меньшей мере, одно устройство демодуляции, как определено выше.

Когда система содержит множество устройств модуляции, каждое устройство модуляции упомянутого множества преимущественно соответствует различному  
5 корневому значению, и/или множество устройств демодуляции согласно первой или второй альтернативе, каждое устройство демодуляции упомянутого множества соответствует различному корневому значению.

#### Краткое описание чертежей

Дополнительные характеристики и преимущества изобретения станут очевидны по  
10 прочтении предпочтительного варианта осуществления изобретения, описанного со ссылкой на сопровождающие чертежи, среди которых:

Фиг. 1 схематично представляет устройство модуляции согласно одному варианту осуществления изобретения;

Фиг. 2А и фиг. 2В представляют пример основной последовательности Задова-Чу и  
15 пример модулированной последовательности Задова-Чу, соответственно;

Фиг. 3А, фиг. 3В и фиг. 3С представляют матрицу пиков циклической корреляции для трех примеров семейств последовательности Задова-Чу соответственно;

Фиг. 4 схематично представляет кадр передачи, использующий способ модуляции согласно одному варианту осуществления изобретения;

20 Фиг. 5 схематично представляет последовательность пилотных символов, умноженных на элементы кода покрытия;

Фиг. 6 схематично представляет устройство демодуляции согласно первому варианту осуществления изобретения;

Фиг. 7 схематично представляет устройство демодуляции согласно второму варианту  
25 осуществления изобретения;

Фиг. 8 представляет устройство синхронизации обнаружения преамбулы, которое может быть использовано вместе с устройством демодуляции согласно одному варианту осуществления изобретения;

Фиг. 9 схематично представляет первый передатчик/приемник, использующий  
30 устройство модуляции и устройство демодуляции согласно одному варианту осуществления изобретения;

Фиг. 10 схематично представляет полярный модулятор, используемый во втором передатчике согласно одному варианту осуществления изобретения.

#### Осуществление изобретения

35 Идеей, лежащей в основе настоящего изобретения, является выполнение модуляции К-арного символа в сигнал посредством модуляции сдвига частоты последовательности Задова-Чу, разделение между различными синхронными или асинхронными, по восходящей линии связи или нисходящей линии связи передачами данных, получаемое посредством выбора различных корней.

40 Сначала напомним, что последовательность Задова-Чу с корнем  $r$ , длиной  $N$  и частотным сдвигом определяется по последовательности комплексных элементов:

$$ZC_{N}^{r,q}(k) = e^{-j\frac{\pi}{N}r(k+1+2q)k}, k = 0, \dots, N-1, \text{ если } N - \text{нечетное (1)}$$

$$45 ZC_{N}^{r,q}(k) = e^{-j\frac{\pi}{N}r(k+2q)k}, k = 0, \dots, N-1, \text{ если } N - \text{четное (2)}$$

где  $N$  является положительным целым числом,  $q$  является относительным целым числом,  $0 < r < N$  и  $r, N$  являются простыми числами по отношению друг к другу.

Введение в последовательности Задова-Чу может быть найдено в документе Д.К. Чу,

озаглавленном "Polyphase codes with good correlation properties", IEEE Trans. Inform. Theory, том IT-18, сс. 531-532, июль 1972 г.

Если фазы последовательных элементов последовательности Задова-Чу учитываются, может быть видно, что они включают в себя линейную составляющую, также как квадратичную составляющую в зависимости от временного индекса  $k$ . Линейная составляющая соответствует частотному сдвигу  $-q\frac{r}{N}f_s$ , где  $f_s$  является частотой, с которой элементы последовательности формируются, а квадратичная составляющая соответствует линейному изменению мгновенной частоты с отклонением  $-rf_s$  по длине последовательности.

Последовательности Задова-Чу (ZC) имеют некоторые очень интересные характеристики для систем связи. Во-первых, они имеют постоянную амплитуду (все элементы ZC-последовательности принадлежат кругу единичного радиуса), давая начало модулированным сигналам с низким PAPR. Во-вторых, периодическая автокорреляция ZC-последовательности является идеальной в том, что она является нулевой для любого ненулевого сдвига (другими словами, функция периодической автокорреляции ZC-последовательности является гребенчатой функцией Дирака, имеющей период  $N$ ). Наконец, периодическая кросс-корреляция двух ZC-последовательностей одинаковой нечетной длины  $N$  и с различными корнями  $r$ ,  $u$ , при этом  $|r-u|$  является простым по отношению к  $N$ , является периодической функцией, чье абсолютное значение ограничено  $\sqrt{N}$ . Кроме того, было показано в документе Д.В. Сарвата, озаглавленном "Bounds on crosscorrelation and autocorrelation of sequences", опубликованном в IEEE Trans. on Information Theory, том IT-25, № 6, ноябрь 79, сс. 720-724, что это ограничение на периодическую функцию кросс-корреляции является оптимальным для последовательности с идеальной периодической функцией автокорреляции. Другими словами, не существует лучших последовательностей по сравнению с последовательностями Задова-Чу с точки зрения свойств автокорреляции и кросс-корреляции.

В первоначальном способе предлагается модулировать частотный сдвиг последовательности Задова-Чу, чтобы передавать слово из  $K \leq \log_2 N$  битов. Следует отметить, что частотный сдвиг ZC-последовательности, как правило, брался равным нулю на предшествующем уровне техники, особенно когда он используется в целях синхронизации, каким является случай при формировании преамбул в LTE-системе (см. 3GPP TS 36.211, § 5.7.2 озаглавленный "preamble sequence generation").

Фиг. 1 схематично представляет устройство демодуляции согласно первому варианту осуществления изобретения.

Устройство 100 модуляции содержит двоично-десятичный преобразователь (BDC) 110, который преобразует слово из  $K$  битов, которое должно быть передано,  $\alpha_0, \dots, \alpha_{K-1}$

(где  $\alpha_0$  является LSB, а  $\alpha_{K-1}$  является MSB) в целое значение  $q = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k 2^k$ . Это целое

значение предоставляется в качестве значения частотного сдвига генератору, 120, последовательности Задова-Чу.

Слово, которое должно быть передано, может получаться в результате канального кодирования информационных символов, возможно после того как они были чередованы. Альтернативно, слово, которое должно быть передано, может быть пилотным символом для канала передачи.

Слово, которое должно быть передано, может также получаться в результате

кодирования Грея для информационных символов. Напомним, что, согласно, этому кодированию, два последовательных двоичных слова создают закодированные слова, отличающиеся только одним битом.

5 Генератор 120 дополнительно принимает в качестве входных параметров корень  $r$  и длину  $N$  последовательности, которая должна быть сформирована. Параметры  $r$  и  $N$  могут быть предоставлены планировщиком ресурсов передачи, как изложено позже.

Комплексные элементы последовательности Задова-Чу  $ZC_{N}^{r,q}$ , сформированные генератором 120, затем используются для модуляции (RF или IF) несущей способом, известным самим по себе.

10 Важно отметить, что во всех случаях последовательность комплексных элементов на выходе модулятора является последовательностью Задова-Чу, как определено выше. В частности, не существует необходимости выполнять какую-либо коррекцию фазы на выходе генератора 120, и структура модулятора, следовательно, является очень простой.

15 Как было показано выше, целые числа  $r$  и  $N$  выбираются так, чтобы они были простыми по отношению друг к другу.

Согласно первой альтернативе, для того, чтобы соблюсти это ограничение, число  $N$  выбирается простым. В последнем случае, помехи между двумя передачами данных одинаковой длины  $N$ , но с отличающимися корнями  $r$ , и будут ограничены одинаковым значением, пропорциональным  $\sqrt{N}$ .

Предпочтительно, однако, по причинам легкости реализации, что последовательность  $ZC_{N}^{r,q}$ , сформированная генератором, может быть усечена до длины  $2^{K'} < N$ , при этом  $K' \geq K$ , в частности, она может быть усечена до длины  $2^K$ , чтобы получать оптимальную частоту.

Согласно второй полезной альтернативе, по причинам простоты реализации, указанной ранее, число  $N$  будет выбираться равным степени 2, например,  $N = 2^K$ , корень  $r$  является тогда нечетным, так что  $r$  и  $N$  являются простыми по отношению друг к другу.

30 Кроме того, корни ZC-последовательностей будут выбираться больше 1 ( $r > 1$ ). Заметим, что, в этом случае, изменение фазы для немодулированной ZC-последовательности (т.е. с  $q=0$ ) представляет, по меньшей мере, один эффект наложения между последовательными элементами последовательности, другими словами, мгновенная частота имеет, по меньшей мере, один перерыв по длине последовательности. Действительно, чередование фаз между двумя последовательными элементами может быть записано как:

$$\varphi(k+1) - \varphi(k) = -\frac{2\pi}{N} r(k+1), \text{ если } N - \text{нечетное (3-1)}$$

$$40 \quad \varphi(k+1) - \varphi(k) = -\frac{2\pi}{N} r\left(k + \frac{1}{2}\right), \text{ если } N - \text{четное (3-2)}$$

Таким образом, если  $r > 1$ , чередование фаз в конце последовательности может превышать  $2\pi$ .

Эквивалентно, мгновенная частота может быть выражена как:

$$45 \quad f(k) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dk} = -\frac{r}{N} k \quad (4)$$

и, если  $r > 1$ , мгновенная частота может превышать частоту  $f_s$ , с которой элементы последовательности формируются.

В качестве примера, последовательные элементы немодулированной

последовательности Задова-Чу были представлены на фиг. 2А, а элементы той же последовательности, модулированные по частотному сдвигу, были представлены на фиг. 2В.

В иллюстрированном случае длина последовательности равна  $N=17$ , а ее корень равен  $r=4$ . Отметим, что первое наложение фаз происходит между 5-м и 6-м элементами, с чередованиями фаз между последующими последовательными элементами, приводящими заведомо к наложению, с учетом соотношения (3-1).

Аналогично, на фиг. 2В, та же последовательность, на этот раз модулированная со сдвигом  $q=1$ , была рассмотрена. Отметим, что первое наложение фаз происходит здесь, как только происходит переход между 4-м и 5-м элементом.

Таким образом, для той же основной ZС-последовательности, понятно, что отличающиеся распределения элементов модулированной последовательности получают с различными частотными сдвигами.

Фиг. 3А схематично представляет матрицу максимумов циклической корреляции немодулированных частот Задова-Чу ( $q=0$ ) длиной  $N=521$  (простое число) и соответствующими корнями  $r=2, \dots, 520$ . Другими словами, для двух последовательностей  $ZC_{N}^{r,0}$  и  $ZC_{N}^{r',0}$  чертеж представляет на оси ординат максимум в  $\tau$  для  $||ZC_{N}^{r,0} *_{cycl} ZC_{N}^{r',0}(\tau)||$ , где  $\tau$  является сдвигом между двумя последовательностями  $ZC_{N}^{r,0}$  и  $ZC_{N}^{r',0}$ , а  $*_{cycl}$  представляет циклическую корреляцию длиной  $N$ . Фактически проверяется, что максимум ( $N$ ) получается на диагонали (максимумы функций автокорреляции), и что функции циклической кросс-корреляции имеют низкое абсолютное значение (ограниченное  $\sqrt{N}$ ).

Фиг. 3В схематично представляет матрицу максимумов циклической корреляции для немодулированных ZС-последовательностей ( $q=0$ ) длиной  $N=512$  и соответствующими корнями  $r=2, \dots, 511$ . Будет отмечено, что некоторые из этих последовательностей, строго говоря, не являются ZС-последовательностями, поскольку  $r$  и  $N$  не являются простыми числами по отношению друг к другу.

Отметим, что диагональ матрицы всегда состоит из максимальных значений ( $N$ ), но что максимумы циклической кросс-корреляции строго зависят от пары последовательностей  $ZC_{N}^{r,0}$ ,  $ZC_{N}^{r',0}$ . Посредством подходящего выбора значений корней (особенно, значений, которые являются простыми по отношению к  $N$ ), получается подсемейство, чьи функции циклической кросс-корреляции ограничиваются предварительно определенным максимальным значением.

Фиг. 3С схематично представляет матрицу максимумов циклической корреляции немодулированных ZС-последовательностей ( $q=0$ ) длиной, равной простому числу  $N=521$ , но усеченных до 512 элементов. Может быть видно, что характеристика автокорреляции и циклической кросс-корреляции лишь слегка ухудшается относительно характеристики, иллюстрированной на фиг. 3А.

В целом, если желательно делать выбор в пользу последовательности с длиной, равной степени 2,  $P=2^K$ , ZС-последовательность, чья длина  $N$  равна наименьшему простому числу больше  $P$ , может быть выбрана и усечена до  $P$  элементов. Таким образом, потери производительности будут минимальными как с точки зрения частоты, так и уровня кросс-корреляции.

Таким образом, например, для последовательности длиной 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096 ZС-последовательность длиной 131, 257, 521, 1031, 2053, 4099 будет выбрана

соответственно.

Длина  $N$  последовательностей, которые должны быть сформированы, может быть выбрана как функция различных критериев, таких как SNR (соотношение сигнал-шум), BER (частота битовых ошибок), требуемая скорость передачи данных или даже разброс по времени канала передачи, как изложено позже.

Более точно, коэффициент распределения (SF) является ничем иным как  $N/K$ , выбор высокого значения для  $N$  предоставляет возможность уменьшения BER для того же SNR-значения или быть в соответствии с частотой BER для ухудшившихся условий SNR. Аналогично, низкое значение для  $N$  предоставляет возможность уменьшения полосы пропускания для передачи и увеличения скорости передачи данных.

Таким образом, для данного значения  $N$  отличающиеся корни выбираются для передач данных, помехи для которых желательно уменьшить. Например, два отличающихся корня могут быть назначены двум передачам данных по каналу нисходящей линии связи, начинающемуся от одной и той же базовой станции, и двум присоединенным объектам или двум терминалам, расположенным в зоне покрытия этой базовой станции, независимо от того, являются ли эти две передачи данных синхронными или нет. Кроме того, два отличающихся корня могут быть назначены для двух отличающихся передач данных по каналу нисходящей линии связи к одному и тому же приемнику.

Аналогично, для канала восходящей линии связи, два соединенных объекта или два терминала, которые могут создавать помехи, могут быть назначены отличающиеся корни.

Назначение длин/корней последовательности может выполняться динамически планировщиком. В некоторых случаях динамическое планирование может быть неявным. Например, если две передачи данных по восходящей линии связи мешают друг другу, базовая станция может уведомлять присоединенные объекты, которых касается эта ситуация, и, по меньшей мере, один из них может переключаться на другой последующий корень в предварительно определенной корневой последовательности, известной как присоединенному объекту, так и базовой станции. Специалист в области техники может предусматривать различные альтернативы планирования между соседними базовыми станциями, согласно централизованному или распределенному режиму, без отступления от рамок настоящего изобретения.

Независимо от варианта осуществления передача пакетов  $K$ -арных символов, а именно слов из  $K$ -битов, типично выполняется посредством кадров передачи, чья структура иллюстрируется на фиг. 4.

Этот кадр передачи содержит преамбулу 410 и полезную нагрузку 420. Преамбула содержит пилотные символы, чтобы предоставлять возможность приемнику обнаруживать начало кадра и синхронизироваться.

Например, пилотные символы будут ассоциироваться со специально предназначенным частотным сдвигом,  $q_0$ , например,  $q_0=0$ . Другими словами, в этом случае преамбула кадра передачи будет состоять только из немодулированных ZC-последовательностей.

Пилотные символы будут обнаружены приемником посредством коррелятора, который выполняет постоянную корреляцию (или непрерывную корреляцию) по принимаемому сигналу. Например, повтор предварительно определенного числа,  $M$ , пилотных символов может быть указателем начала кадра. Для того чтобы обеспечивать синхронизацию и обнаружение начала кадра (или даже последовательности кадров), эти пилотные символы могут быть умножены на элементы кода покрытия с хорошими аперидическими свойствами корреляции, например, элементы кода Баркера.

Синхронизация приемника посредством обнаружения преамбулы будет описана позже в связи с фиг. 8. Повторная синхронизация приемника может выполняться регулярно в течение времени приема последовательности кадров, при каждом кадре или, в общем, каждые  $J$  кадров, где  $J$  является предварительно определенным целым числом.

5 Фиг. 5 показывает последовательность пилотных символов преамбулы кадра, соответственно, умноженных на  $M$  элементов кода покрытия, обозначенных  $CC(1)$ , ...,  $CC(M)$ . Другими словами, первая  $ZC$ -последовательность, соответствующая первому пилотному символу, умножается на  $CC(1)$ , вторая  $ZC$ -последовательность, соответствующая второму пилотному символу, умножается на  $CC(2)$ , и т.д. до последней  $ZC$ -последовательности, умножаемой на  $CC(M)$ .

Например, элементы кода Баркера длиной  $M=11$ , представляются как:  
 $+1,+1,+1,-1,-1,-1,+1,-1,-1,+1,-1$

По приему отдельные пилотные символы (т.е.  $ZC$ -последовательности, соответствующие этим пилотным символам) умножаются на одни и те же элементы кода покрытия перед или после непрерывной корреляции. Когда элементы кода покрытия идеально совпадают с пилотными символами, результат корреляции имеет максимум.

Полезная нагрузка кадра передачи состоит из  $ZC$ -последовательностей, модулированных посредством  $K$ -арных слов, которые должны быть переданы. Она может также включать в себя управляющий заголовок и  $ZC$ -последовательности, модулированные посредством  $CRC$ -символов.

Хотя  $K$ -арные символы последовательно передаются, и, следовательно,  $ZC$ -последовательности, модулированные посредством этих символов, также следуют друг за другом в передатчике, канал передачи может, если он является многолучевым каналом, быть источником межсимвольных помех. Другими словами, копия  $ZC$ -последовательности, модулированной посредством первого символа, может быть наложена в приемнике с  $ZC$ -последовательностью, модулированной посредством второго символа.

Для того чтобы уменьшать межсимвольную помеху, последовательность длиной  $N$  будет преимущественно выбрана, так что:

$$N - \Delta > q_{\max} \quad (5)$$

где  $\Delta$  является разбросом по времени канала передачи, а  $q_{\max}$  является максимальным частотным сдвигом для модуляции  $K$ -арных символов, оба выражаются в числе периодов формирования элемента  $ZC$ -последовательности. Действительно, пока наложение между последовательными символами, вследствие разброса канала передачи, имеет продолжительность короче продолжительности  $(N - 2^K)$  излишней части  $ZC$ -последовательности, рассматриваемые символы могут быть восстановлены без потери информации.

40 Фиг. 6 схематично представляет устройство демодуляции согласно первому варианту осуществления изобретения.

Этот первый вариант осуществления соответствует реализации циклического коррелятора в частотной области.

45 Демодулятор принимает сигнал, соответствующий кадру символов, как описано выше, т.е., серию  $ZC$ -последовательностей, полученных модуляцией этих символов.

Демодулятор, 600, включает в себя FFT-модуль 610, для выполнения FFT размера  $N$  (равного длине  $ZC$ -последовательности) по принятому сигналу, ранее

дискретизированному (посредством двух квадратурных тактовых импульсов) с частотой  $f_s$ , с которой элементы ZС-последовательностей формируются. Результатом FFT является блок из N комплексных значений.

Обнаружение начала кадра и ZС-последовательностей осуществляется посредством серии пилотных импульсов в преамбуле. Предполагается, что приемник ранее синхронизировал себя посредством обнаружения преамбулы, как описано позже.

Демодулятор включает в себя локальный генератор эталонной ZС-последовательности, 605, идентичный генератору, присутствующему в модуляторе на фиг. 3 или 4. Локальный генератор параметризуется длиной N ZС-последовательности, корнем  $r$ , используемым для связи, и, если применимо, частотным сдвигом  $q_0$ , специально предназначенным для пилотных символов. Корень  $r$ , используемый для связи, может быть предоставлен детектором преамбулы, описанным позже.

Модуль дискретного преобразования Фурье (DFT), 615, обеспечивает возможность выполнения DFT размера N по блоку элементов ZС-последовательности, предоставленной локальным генератором, 605. Когда N является степенью 2, DFT будет выполняться с помощью FFT.

Блок из N комплексных значений, полученных таким образом в частотной области, сопрягается в модуле сопряжения, 625, перед умножением почленно в модуле 620 с блоком из N комплексных значений из DFT-модуля, 610.

Абсолютные значения этих N комплексных значений вычисляются в модуле 630 и сравниваются посредством детектора 640 пика корреляции. Другими словами, детектор 640 пика определяет частотный сдвиг, соответствующий наибольшему абсолютному значению для комплексного значения по принятому блоку.

Поскольку пик циклической корреляции для двух ZС-последовательностей одинаковой длины N, с одинаковым корнем  $r$  и частотными сдвигами  $q$ ,  $l$  имеет значение  $|\rho[ZC_{r,q}^N, ZC_{r,l}^N]| = N\delta(q - l)$ , это различие пиков является очень эффективным, даже в присутствии усеченных ZС-последовательностей. Детектор 640, следовательно, определяет:

$$\hat{q} = \arg \max_q (|\rho[ZC_{r,q}^N, \sigma]|) \quad (6)$$

где  $\sigma$  представляет последовательность N выборок, принятых демодулятором, а  $\rho$  представляет операцию циклической корреляции.

Этот частотный сдвиг, в конечном счете, преобразуется в слово из K битов,  $\hat{\alpha}_0, \dots, \hat{\alpha}_{K-1}$  в десятично-двоичном преобразователе (обозначенном блоком распаковки битов на чертеже), 650.

Следует отметить, что генератор 605 будет иметь способность формировать эталонные последовательности для всех возможных значений  $r$  и, если применимо, N.

Эталонная последовательность может быть любой ZС-последовательностью той же длины и с тем же корнем, что и последовательность, переданная передатчиком, пока частотный сдвиг может определяться относительно частотного сдвига, используемого для формирования эталонной частоты. Таким образом, например, эталонная последовательность может быть немодулированной ZС-последовательностью или ZС-последовательностью, соответствующей пилотному символу (и, следовательно, сдвигу  $q_0$ ).

Во всех случаях, набор, состоящий из генератора эталонной последовательности, 605, DFT-модуля, 615, и модуля сопряжения, 625, может быть заменен простой памятью,

адресуемой посредством длины  $N$ , корня  $r$  и, если применимо, эталонного частотного сдвига. Значение, сохраненное в памяти по этому адресу, будет просто  $(\widetilde{ZC}_{r,q_0}^N(\nu))^*$ , где  $\widetilde{ZC}_{r,q_0}^N(\nu)$  является значением, полученным посредством дискретного преобразования Фурье для  $ZC_{r,q_0}^N$ , с частотой  $\nu$ , а  $z^*$  является сопряженной величиной для  $z$ . Значения  $(\widetilde{ZC}_{r,q_0}^N(\nu))^*$ , считанные из памяти, затем предоставляются по очереди умножителю, 620.

Фиг. 7 схематично представляет устройство демодуляции согласно второму варианту осуществления изобретения.

Этот второй вариант осуществления соответствует реализации циклического коррелятора во временной области.

Сигнал, принятый демодулятором 700, дискретизируется (посредством двух квадратурных тактовых сигналов) с частотой  $f_s$ , с которой элементы  $ZC$ -последовательностей формируются. Результатом является блок из  $N$  комплексных значений. Этот блок предоставляется циклическому коррелятору, 710.

Этот циклический коррелятор 710 дополнительно принимает  $N$  последовательных элементов эталонной  $ZC$ -последовательности, сформированной локальным генератором 705. Этот локальный генератор является идентичным генератору, присутствующему в модуляторе на фиг. 1. Локальный генератор параметризуется длиной  $N$   $ZC$ -последовательности, корнем  $r$ , используемым для связи, и, если применимо, частотным сдвигом  $q_0$ , специально предназначенным для пилотных символов.

Элементы эталонной  $ZC$ -последовательности предоставляются циклическому коррелятору 710. Результатами циклической корреляции (соответствующими различным временам задержки во временной области) является абсолютное значение, вычисленное в модуле 730, и максимальное абсолютное значение по блоку определяется посредством детектора 740 пика корреляции. Детектор 740 пика определяет позицию пика циклической корреляции между эталонной  $ZC$ -последовательностью и  $ZC$ -последовательностью, принятой демодулятором, и выводит соответствующий временной сдвиг из нее.

С учетом определения  $ZC$ -последовательностей может быть показано, что циклическое изменение  $ZC$ -последовательности посредством временного сдвига приводит в результате к частотному сдвигу:

Если  $N$  является нечетным значением:

$$ZC_{N}^{r,0}(k + q') = e^{-j\frac{\pi}{N}r(k + q' + 1)(k + q')} = e^{-j\frac{\pi}{N}r[(k + 2q' + 1)k + (q' + 1)q']} = e^{j\phi_0} e^{-j\frac{\pi}{N}rk(k + 2q' + 1)} \quad (7-1)$$

где  $e^{j\phi_0} = e^{-j\frac{\pi}{N}r(q' + 1)q'}$  является постоянной фазовой составляющей на всем протяжении последовательности.

Аналогично, если  $N$  является четным значением:

$$ZC_{N}^{r,0}(k + q') = e^{-j\frac{\pi}{N}r(k + q')(k + q')} = e^{-j\frac{\pi}{N}r[k^2 + 2q'k + q'^2]} = e^{j\phi_0} e^{-j\frac{\pi}{N}rk(k + 2q')} \quad (7-2)$$

где  $e^{j\phi_0} = e^{-j\frac{\pi}{N}rq'^2}$  является постоянной фазовой составляющей на всем протяжении последовательности.

Поскольку обнаружение выполняется по абсолютному значению результата циклической корреляции, будет понятно, что временной сдвиг,  $q'$ , (выраженный в числе

периодов  $T_s = 1/f_s$ ) приводит в результате к сдвигу в частоте  $q'$  (выраженному в приращениях  $\frac{r}{N}f_s$ ). Другими словами, для одного и того же принятого сигнала, значение временного сдвига, предоставляемое детектором 740 пика (выраженное в числе периодов  $T_s = 1/f_s$ ), будет идентично значению частотного сдвига, предоставленному детектором 640 пика.

Десятично-двоичный преобразователь 750 (называемый блоком распаковки битов на чертеже) преобразует это значение сдвига в двоичное число,  $\hat{a}_0, \dots, \hat{a}_{K-1}$ .

Следует отметить, что генератор 705 будет иметь способность формировать эталонные последовательности для всех возможных значений  $r$  и, если применимо,  $N$ .

В любом случае, как и ранее, набор, состоящий из генератора 705 эталонной последовательности, может быть заменен простой памятью, адресуемой по длине  $N$ , корню  $r$ , эталонному временному (или частотному) сдвигу. Значение, сохраненное в памяти по этому адресу, будет просто  $ZC_{r,q}^N(k)$ . Значения  $ZC_{r,q}^N(k)$ , считанные из памяти, предоставляются циклическому коррелятору, 710.

Фиг. 8 схематично представляет устройство синхронизации обнаружения преамбулы, которое может быть использовано совместно с устройством демодуляции согласно изобретению.

Более точно, это устройство синхронизации делает возможным снабжение демодулятора корнем  $r$ , используемым для связи, с одной стороны, и, с другой стороны, моментом времени, соответствующим началу кадра, или даже полезной нагрузки.

Непрерывный коррелятор 820 принимает, на первом входе, поток (комплексных) выборок принятого сигнала и, на втором входе, последовательность выборок, соответствующих копии преамбулы.

Копия преамбулы формируется модулем 810 из ЗС-последовательностей, сформированных локальным генератором 805. Локальный генератор 805 является идентичным ранее описанному генератору 605 (или 705), и те же альтернативы также являются применимыми. Модуль 810 формирования преамбулы сцепляет ЗС-последовательности пилотных символов преамбулы. Например, если преамбула состоит из  $M$  повторяющихся идентичных пилотных символов, модуль 810 будет повторять  $M$  раз ЗС-последовательность этого пилотного символа. Кроме того, если преамбула использует последовательность покрытия Баркера, модуль 810 будет умножать каждую ЗС-последовательность с соответствующим элементом кода.

Конечно, генератор 805 и модуль 810 могут быть реализованы с помощью простой памяти, адресуемой по частотному сдвигу  $q_0$ , соответствующему пилотным символам, корню  $r$  и длине  $N$  последовательности и числу  $M$  повторов пилотных символов.

Коррелятор 820 выполняет непрерывную корреляцию последовательности выборок принятого сигнала с последовательностью выборок преамбулы, предоставленной модулем 810. Другими словами, в каждом периоде  $T_s$ , коррелятор вычисляет результат корреляции для  $MN$  выборок преамбулы с последними  $MN$  выборками сигнала.

Абсолютное значение этих результатов корреляции вычисляется в модуле 830, и обнаружение пика корреляции выполняется в детекторе 840. На практике, детектор сравнивает абсолютное значение, предоставленное модулем 830, с предварительно определенным пороговым значением, меньшим по сравнению с  $N$ .

Детектор предоставляет временную позицию пика корреляции, указывающую начало преамбулы и, следовательно, кадра. Демодулятор может затем фиксироваться на начале полезной нагрузки, чтобы демодулировать информационные символы.

Кроме того, если корень  $r$  не известен приемнику, устройство синхронизации может выполнять последовательный или параллельный поиск по преамбулам, формируемым из значений корней, принадлежащих набору возможных корней, или даже поднабору последних (например, если набор корней является иерархическим, и приемник имеет априорное знание ветви дерева, в которой корень находится). Под последовательным поиском подразумевается, что корреляция выполняется с частотой  $Rf_s$  по  $R$  корням, которые должны быть протестированы. Под параллельным поиском подразумевается, что корреляция выполняется по  $R$  ветвям параллельно, каждая ветвь ассоциируется с одним из  $R$  корней, которые должны быть протестированы. В любом случае, результаты корреляции обрабатываются детектором 840. Детектор затем определяет корневое значение (предоставляющее пик корреляции) и начало преамбулы (из позиции этого пика).

Фиг. 9 схематично представляет первый передатчик/приемник, использующий устройство модуляции и устройство демодуляции согласно одному варианту осуществления изобретения.

Передатчик/приемник 900 может быть установлен на базовую станцию или присоединенный объект, например.

Он содержит устройство модуляции, 910, согласно варианту осуществления, как описано в связи с фиг. 1. Устройство модуляции преобразует  $K$ -арные символы, которые должны быть переданы, в  $ZC$ -последовательности,  $K$ -арный символ преобразуется в частотный сдвиг  $ZC$ -последовательности. Комплексные элементы  $ZC$ -последовательности предоставляются устройством модуляции с частотой  $f_s$ .

Вещественная часть этих комплексных элементов предоставляется синфазному каналу, а мнимая часть - квадратурному каналу, каждый канал типично содержит низкочастотный фильтр, 920, и усилитель 930 основной полосы частот.  $I$  и  $Q$ -сигналы этих каналов соответственно смешиваются с двумя квадратурными несущими сигналами в квадратурном модуляторе, 940. Несущие сигналы формируются посредством синусоидального осциллятора со стабилизированной частотой, 950. RF-сигнал на выходе квадратурного модулятора усиливается в усилителе мощности, 960, и затем передается посредством антенны, 980, через дуплексер, 970.

По приему антенный сигнал, принимаемый через дуплексер 970, усиливается посредством малошумного усилителя (LNA), 965, и затем подвергается квадратурной демодуляции посредством квадратурного смесителя 945.  $I$  и  $Q$ -сигналы на выходе смесителя усиливаются усилителями 935, фильтруются низкочастотными фильтрами 925 и затем дискретизируются с частотой  $f_s$ . Комплексные значения, полученные таким образом, предоставляются устройству 915 демодуляции, согласно первому варианту осуществления, как описано в связи с фиг. 6, или согласно второму варианту осуществления, как описано в связи с фиг. 7.

Квадратурный модулятор 940 в передатчике/приемнике с прямым преобразованием на фиг. 9 использует вещественные и мнимые части элементов  $ZC$ -последовательностей, которые должны быть переданы. Вместо квадратурного модулятора полярный модулятор может быть использован, как описано далее в данном документе.

Фиг. 10 схематично представляет полярный модулятор, используемый в области применения второго передатчика согласно одному варианту осуществления изобретения.

В целом, в полярном модуляторе, комплексные символы, которые должны быть переданы, преобразуются в полярном преобразователе основной полосы частот, 1020, в огибающий сигнал (абсолютное значение комплексных элементов) и фазный сигнал

(мгновенная фаза комплексных элементов), представляющие сигнал основной полосы частот:

$$s(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (8)$$

Где  $A(t)$  является огибающим сигналом, а  $\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$  является фазным сигналом. Фазный сигнал затем преобразуется в RF-полосу частот посредством смесителя 1050 перед усилением усилителем 1060 мощности. Огибающий сигнал задерживается в модуле 1025, чтобы компенсировать различия во времени распространения, которые могут существовать между ветвью амплитуды и ветвью фазы, и модулирует амплитуду RF-сигнала, посредством модулятора 1040 огибающей, регулируя коэффициент усиления усилителя мощности. RF-сигнал, модулированный таким образом, затем передается посредством антенны 1070.

В случае, когда, как в настоящем изобретении, существует вопрос передачи комплексных элементов ZC-последовательности, которые формируются модулятором 1010, понятно, что формирование огибающего сигнала будет ненужным, поскольку абсолютное значение этих элементов является постоянным и равно 1. Задержка 1025 и модулятор 1040 огибающей могут быть просто удалены, и коэффициент усиления усилителя мощности устанавливается в заданное значение.

Специалист поймет, что, симметрично, полярный демодулятор может быть реализован на стороне приема.

Архитектуры RF-передатчика/приемника, отличные от архитектур, иллюстрированных на фиг. 9 и 10, могут дополнительно быть рассмотрены без отступления от рамок настоящего изобретения.

Конечно, различные элементарные устройства модуляции/демодуляции могут быть предоставлены в одном и том же передатчике/приемнике, чтобы разделять передачи данных к/от различных пользователей. Как ранее указано, эти устройства модуляции/демодуляции будут тогда использовать отличающиеся корневые значения.

Преимущественно, для ZC-последовательности длиной, равной  $N$ , корневые значения  $r_p$ ,  $p=1, \dots, P$  будут выбраны так, что  $|r_p - r_{p'}|$  является простым числом по отношению к  $N$ ,  $\square p$ ,  $p'$ .

#### (57) Формула изобретения

1. Способ модуляции множества  $K$ -арных символов, которые должны быть переданы по каналу передачи, характеризуемый тем, что каждый  $K$ -арный символ преобразуется в последовательность Задова-Чу, ассоциированную с этим символом, упомянутая последовательность Задова-Чу имеет длину  $N$ , корень  $r$  и частотный сдвиг  $q$ , где  $N$  является положительным целым, так что  $\log_2 N \geq K$ ,  $r$  является целым числом, так что  $r > 1$  и является простым числом по отношению к  $N$ ,  $q$  является относительным целым числом, и что любые два  $K$ -арных символа из упомянутого множества ассоциируются с последовательностями Задова-Чу, имеющими разные частотные сдвиги, каждый  $K$ -арный символ модулируется в форме последовательности с длиной, большей или равной  $2^K$  последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированных с упомянутым  $K$ -арным символом.

2. Способ модуляции по п.1, характеризуемый тем, что последовательность из последовательных комплексных элементов состоит из всех элементов упомянутой последовательности Задова-Чу.

3. Способ модуляции по п.2, характеризуемый тем, что длина последовательности Задова-Чу равна степени 2.

4. Способ модуляции по п.1, характеризуемый тем, что длина упомянутой последовательности Задова-Чу выбирается равной наименьшему простому числу больше  $2^K$ , и что последовательность последовательных комплексных элементов

5 получается посредством усечения упомянутой последовательности Задова-Чу до  $2^K$  элементов.

5. Способ модуляции по любому из пп.1-4, характеризуемый тем, что длина последовательности Задова-Чу выбирается больше разницы между максимальным частотным сдвигом, чтобы модулировать  $K$ -арные символы, и разбросом по времени

10 канала передачи, выраженным в числе периодов передачи элементов этой последовательности.

6. Способ модуляции по одному из пп.1-5, характеризуемый тем, что вещественная часть и мнимая часть элементов последовательности последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированной с  $K$ -арным символом,

15 соответственно модулируют две квадратурные несущие, и что модулированный сигнал, полученный таким образом, передается по каналу передачи.

7. Способ модуляции по любому из пп.1-5, характеризуемый тем, что фазный сигнал формируется в основной полосе частот, полученной как фаза последовательных комплексных элементов последовательности Задова-Чу, ассоциированной с  $K$ -арным

20 символом, и что фазный сигнал преобразуется в RF-полосу частот, RF-сигнал, полученный таким образом, передается по каналу передачи.

8. Способ передачи данных по множеству линий связи к или от различных пользователей, характеризуемый тем, что данные, которые должны быть переданы, преобразуются в  $K$ -арные символы,  $K$ -арные символы различных пользователей

25 модулируются посредством способа модуляции по одному из предшествующих пунктов, корни последовательностей Задова-Чу, используемые для модуляции  $K$ -арных символов двух отличающихся пользователей, выбираются отличающимися, а их длины выбираются равными общей длине.

9. Способ передачи данных по п.8, характеризуемый тем, что корни, используемые

30 для модуляции  $K$ -арных символов двух разных пользователей, выбираются так, что абсолютное значение их разности является простым числом по отношению к упомянутой обычной длине.

10. Устройство модуляции для модуляции множества  $K$ -арных символов, которые должны быть переданы по каналу передачи, характеризуемое тем, что содержит

35 двоично-десятичный преобразователь (110), преобразующий  $K$  битов каждого  $K$ -арного символа в отдельное целочисленное значение, и генератор (120) последовательности Задова-Чу, имеющий в качестве входных параметров длину  $N$  последовательности и корень  $r$ , такой как целочисленное  $r$ ,  $r > 1$  и являющийся простым по отношению к  $N$ , а так же частотный сдвиг  $q$ ,  $q$  является относительным целым числом, при этом генератор

40 формирует, для каждого  $K$ -арного символа, последовательность, имеющую длину, большую или равную  $2^K$ , сформированную посредством комплексных элементов последовательности Задова-Чу с длиной  $N$ , корнем  $r$  и частотным сдвигом, равным целочисленному значению, предоставленному двоично-десятичным преобразователем, причем генератор последовательности Задова-Чу конфигурируется таким образом,

45 что любые два  $K$ -арных символа упомянутого множества ассоциируются с последовательностями Задова-Чу, имеющими отличающиеся частотные сдвиги.

11. Способ демодуляции сигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, модулированного по частотному сдвигу посредством способа модуляции по одному

из пп.1-7, характеризуемый тем, что упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять последовательность комплексных выборок, что упомянутая последовательность комплексных выборок коррелируется посредством циклической корреляции (710) с эталонной последовательностью Задова-Чу, чтобы предоставлять результат циклической корреляции, и что обнаруживается (740) временная позиция пика корреляции в абсолютном значении результата циклической корреляции, полученного таким образом, и что из нее выводится частотный сдвиг,  $\hat{q}$ , соответствующий этой временной позиции, упомянутый частотный сдвиг затем преобразуется посредством десятично-двоичного преобразователя (750) в К-арный символ.

12. Устройство для демодуляции сигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, модулированного по частотному сдвигу посредством способа модуляции по одному из пп.1-7, упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять первый блок комплексных элементов размера N, характеризуемое тем, что содержит DFT-модуль (610), выполненный с возможностью осуществлять дискретное преобразование Фурье размером N для первого блока комплексных элементов, чтобы предоставлять первый блок комплексных частотных элементов, умножитель (620) для умножения почленно комплексных частотных элементов первого блока на комплексные частотные элементы второго блока, полученные комплексным сопряжением дискретного преобразования Фурье эталонной последовательности Задова-Чу, модуль (630) вычисления абсолютного значения для вычисления абсолютного значения результатов умножения первого и второго комплексных частотных элементов, абсолютные значения, полученные таким образом, сравниваются в детекторе (640) пика корреляции, чтобы определять частотную позицию пика циклической корреляции, и что выводится частотный сдвиг,  $\hat{q}$ , соответствующий этой частотной позиции, упомянутый частотный сдвиг подается в десятично-двоичный преобразователь (650), чтобы формировать К-арный символ.

13. Устройство для демодуляции сигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, модулированного по частотному сдвигу посредством способа модуляции по одному из пп.1-7, упомянутый сигнал дискретизируется в основной полосе частот, чтобы предоставлять первый блок комплексных элементов размером N, характеризуемое тем, что содержит циклический коррелятор (710) размером N для циклической корреляции упомянутого первого блока со вторым блоком, упомянутый второй блок состоит из эталонной последовательности Задова-Чу, модуль (730) вычисления абсолютного значения, вычисляющий абсолютное значение упомянутой циклической корреляции, и детектор (740) пика корреляции, определяющий, из этого абсолютного значения, временную позицию пика циклической корреляции и выводящий из нее частотный сдвиг  $\hat{q}$ , соответствующий упомянутой временной позиции, упомянутый частотный сдвиг подается в десятично-двоичный преобразователь, чтобы формировать К-арный символ.

14. Приемопередатчик, характеризуемый тем, что содержит по меньшей мере одно устройство модуляции по п.10 и по меньшей мере одно устройство демодуляции по п.12.

15. Приемопередатчик по п.14, характеризуемый тем, что упомянутое по меньшей мере одно устройство модуляции представляет собой множество устройств модуляции по п.10, причем каждое устройство модуляции из упомянутого множества соответствует разному корневому значению.

16. Приемопередатчик по п.14, характеризуемый тем, что упомянутое по меньшей

мере одно устройство демодуляции представляет собой множество устройств демодуляции по п.12, причем каждое устройство демодуляции из упомянутого множества соответствует разному корневому значению.

5 17. Приемопередатчик, характеризуемый тем, что содержит по меньшей мере одно устройство модуляции по п.10 и по меньшей мере одно устройство демодуляции по п.13.

10 18. Приемопередатчик по п.17, характеризуемый тем, что упомянутое по меньшей мере одно устройство модуляции представляет собой множество устройств модуляции по п.10, причем каждое устройство модуляции из упомянутого множества соответствует разному корневому значению.

15 19. Приемопередатчик по п.17, характеризуемый тем, что упомянутое по меньшей мере одно устройство демодуляции представляет собой множество устройств демодуляции по п.13, причем каждое устройство демодуляции из упомянутого множества соответствует разному корневому значению.

15

20

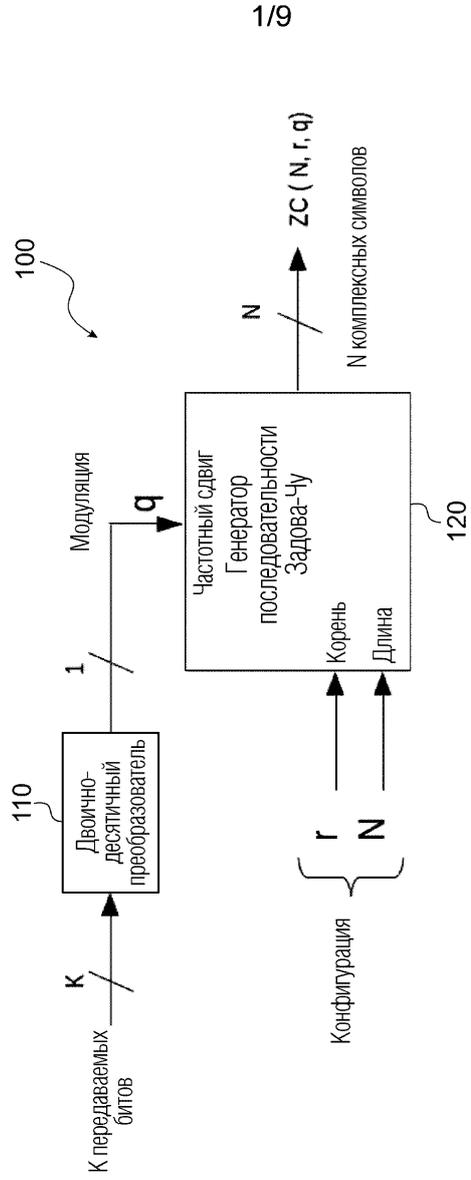
25

30

35

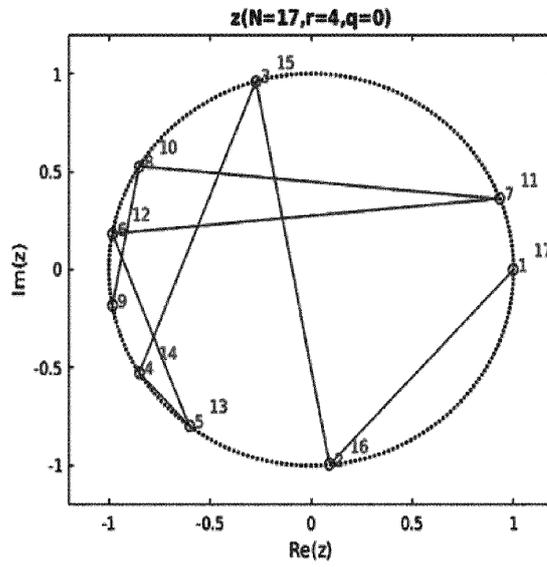
40

45

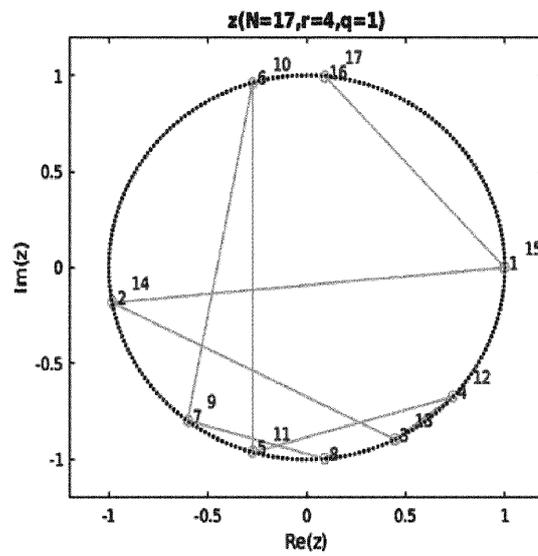


ФИГ. 1

2/9

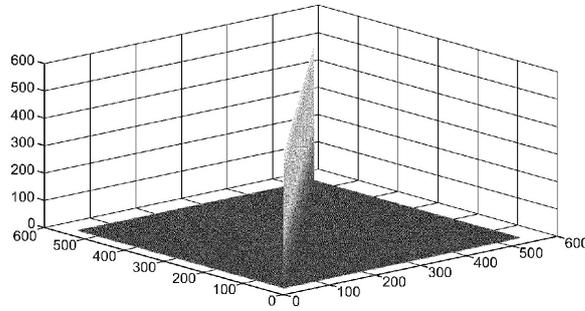


ФИГ. 2А

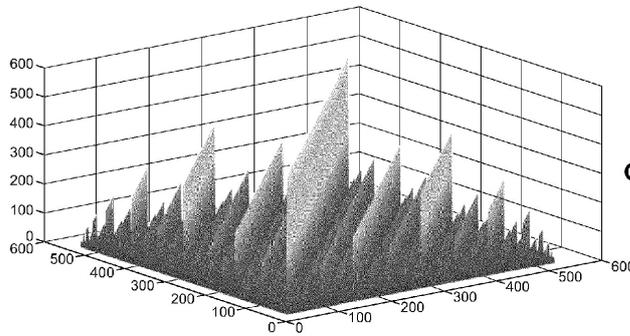


ФИГ. 2В

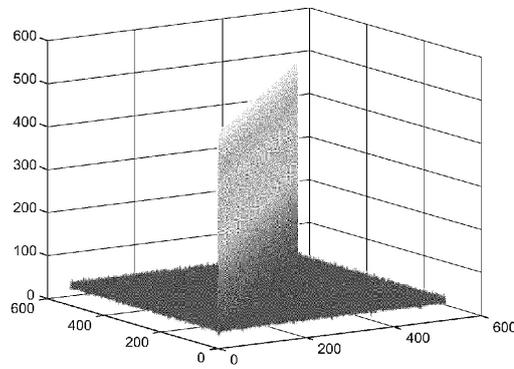
3/9



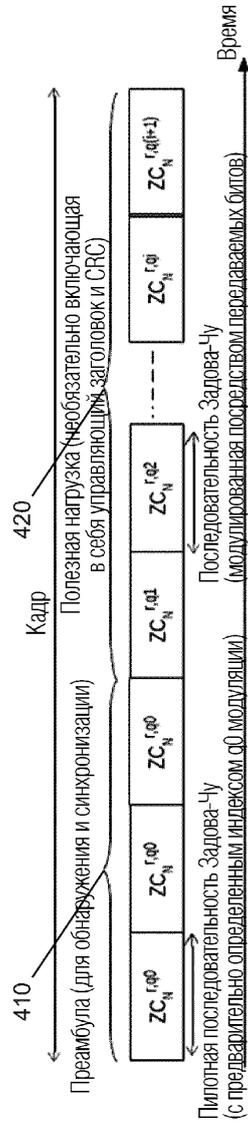
ФИГ. 3А



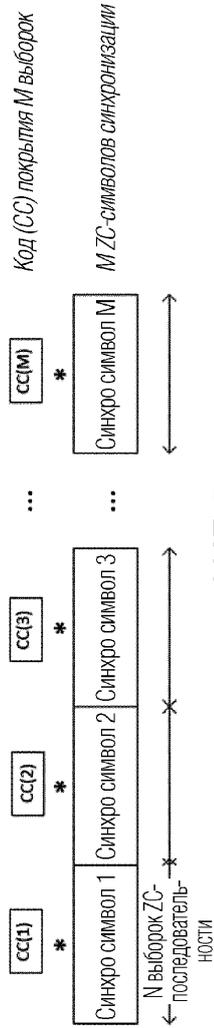
ФИГ. 3В



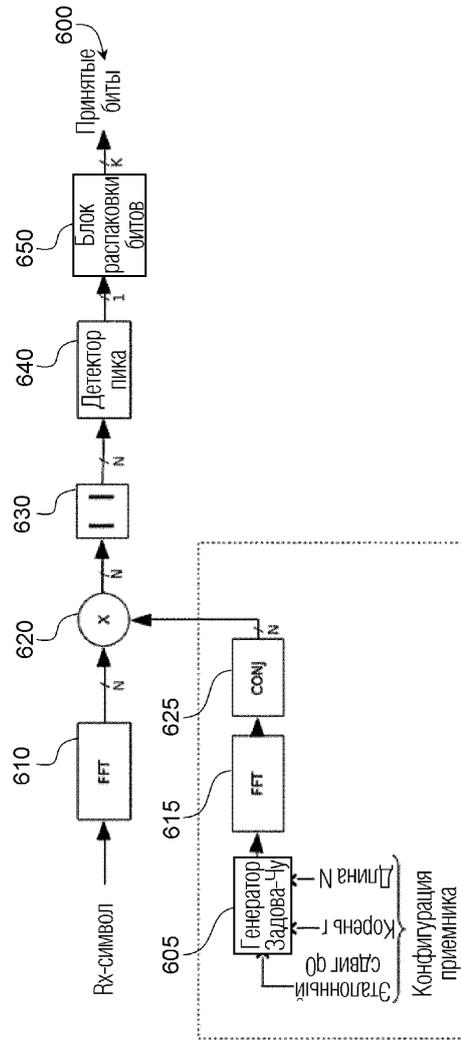
ФИГ. 3С



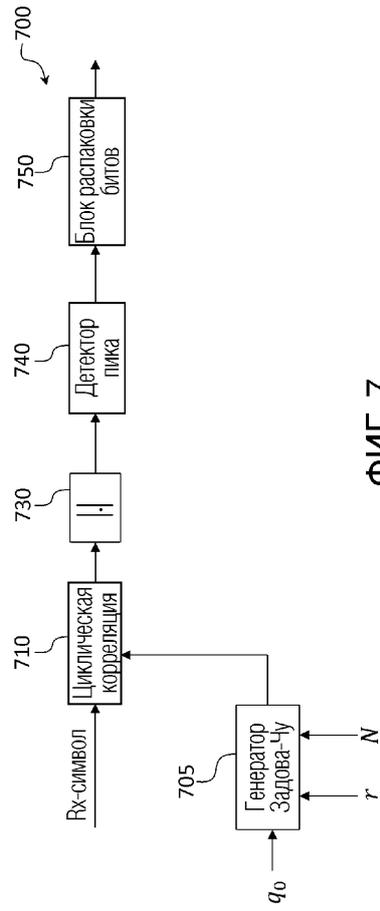
ФИГ. 4



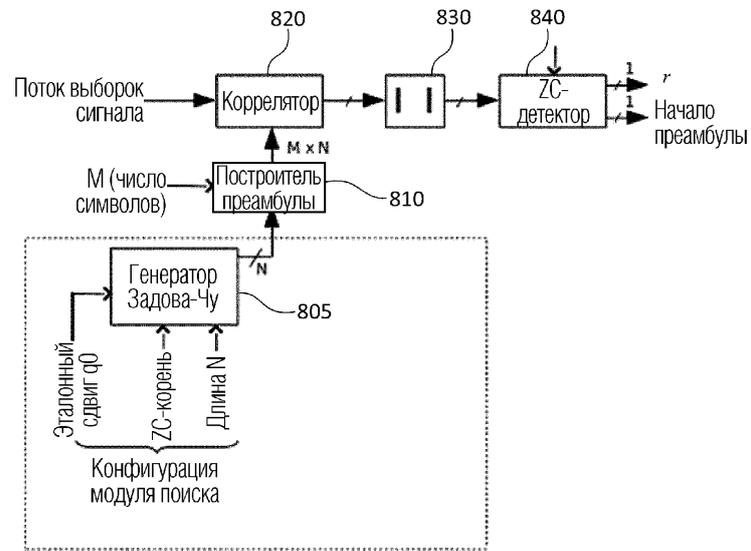
ФИГ. 5



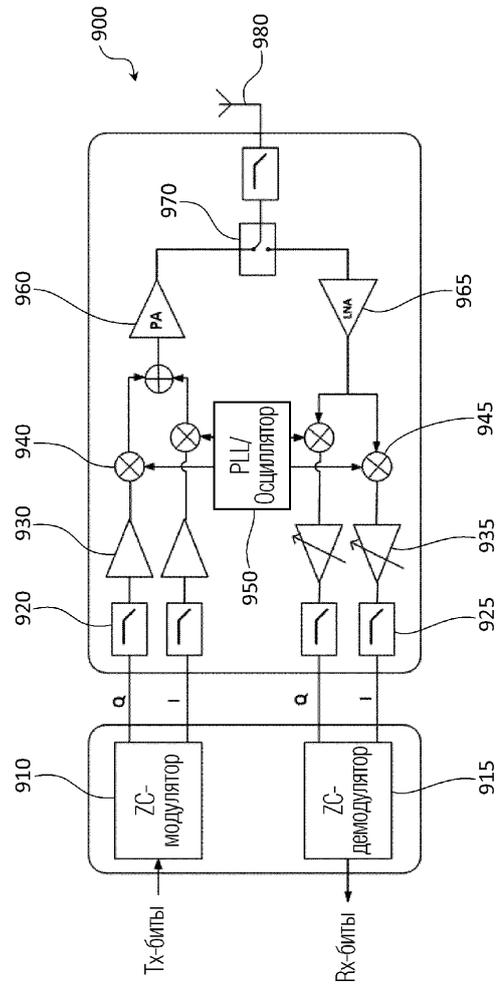
ФИГ. 6



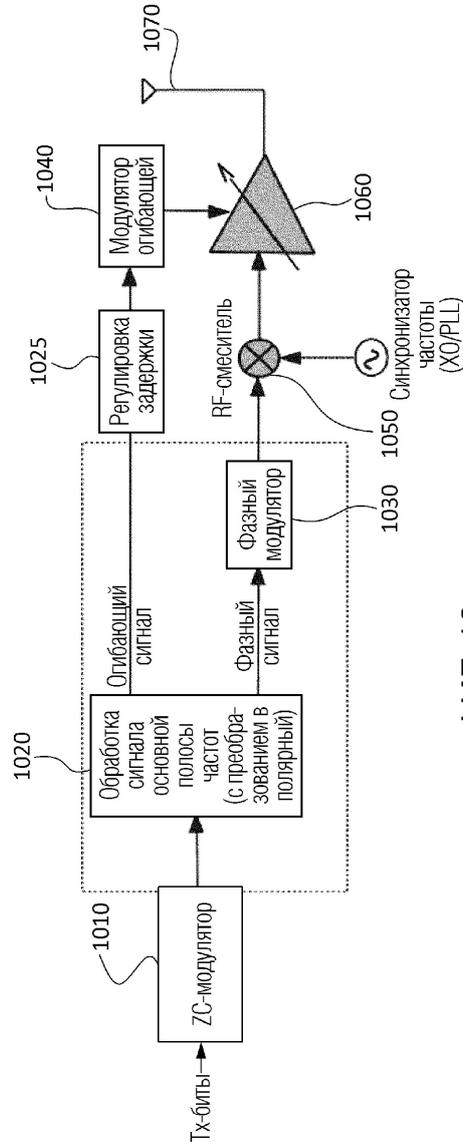
ФИГ. 7



ФИГ. 8



ФИГ. 9



ФИГ. 10