



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2004126682/09, 04.02.2003

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
04.02.2003

(30) Конвенционный приоритет:
05.02.2002 US 60/355,433

(43) Дата публикации заявки: 27.01.2006

(45) Опубликовано: 27.10.2008 Бюл. № 30

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: US 0006101225 A, 08.08.2000. RU
2157590 C2, 10.10.2000. US 6025758 A,
15.02.2000. US 5012208 30.04.1991. EP 0206203
A2, 30.12.1986.

(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную фазу:
06.09.2004

(86) Заявка РСТ:
US 03/03557 (04.02.2003)

(87) Публикация РСТ:
WO 03/067841 (14.08.2003)

Адрес для переписки:
129090, Москва, ул. Б.Спасская, 25, стр.3,
ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(72) Автор(ы):

МОЛЛЕНКОФ Стивен М. (US),
СИ Эндрю (US),
УОЛКЕР Бретт К. (US)

(73) Патентообладатель(и):

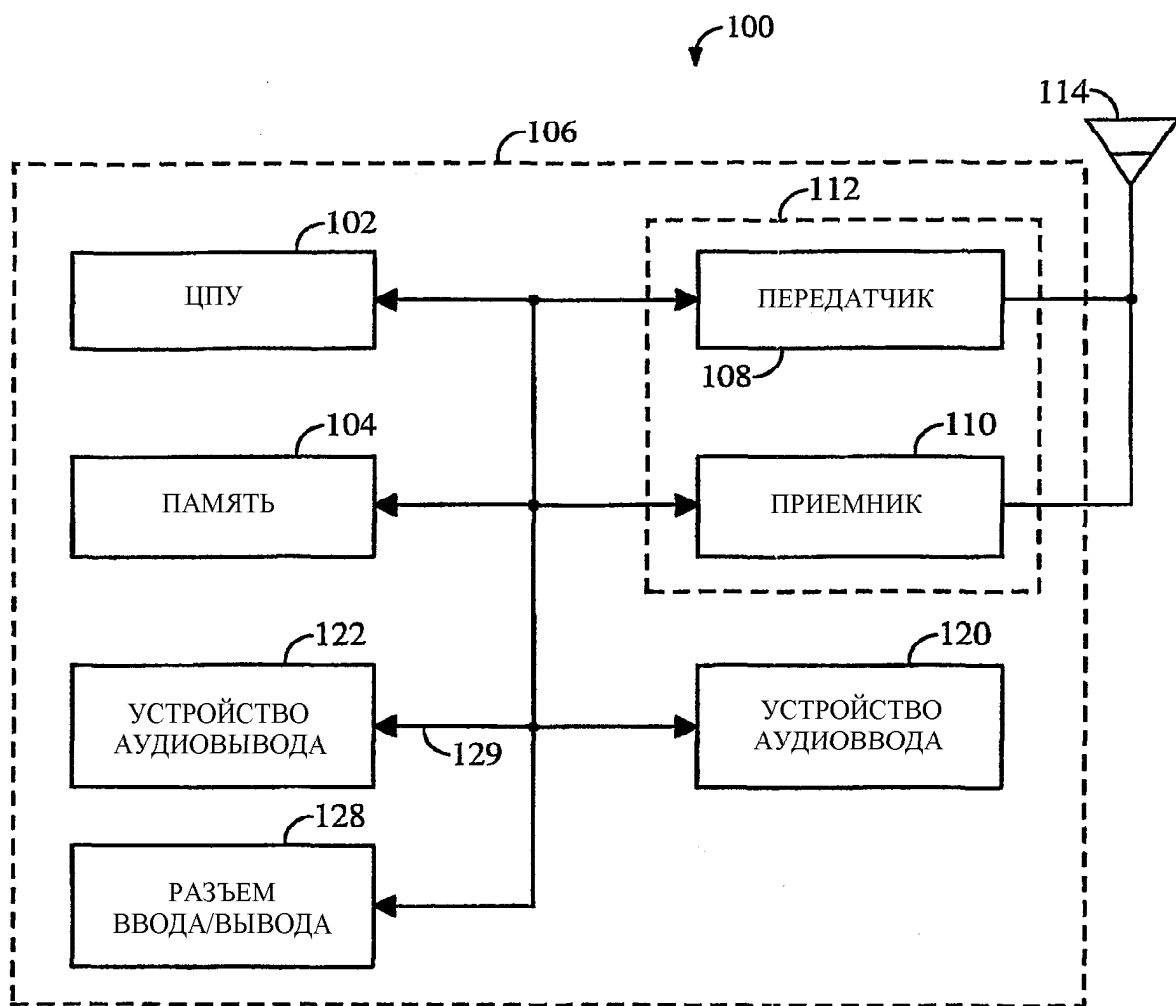
КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)

(54) МУЛЬТИСТАНДАРТНАЯ ПЕРЕДАЮЩАЯ СИСТЕМА И СПОСОБ ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к беспроводным системам связи и может использоваться в мультистандартной передающей системе для снижения шума посредством фазовой модуляции. Достижимый технический результат - снижение уровня амплитудно-модулированной шумовой составляющей и фазо-модулированной шумовой составляющей. Одна из Систем для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержит умножитель фазы с повышенной

девиацией, цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты, первый и второй цифроаналоговые преобразователи и делитель фазы с повышенной девиацией. Другая из Систем для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержит цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты, множество цифроаналоговых преобразователей, аналоговый I/Q модулятор и полосовой фильтр. 8 н. и 22 з.п. ф-лы, 17 ил.



Фиг. 8



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.

H04L 27/20 (2006.01)

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 2004126682/09, 04.02.2003

(24) Effective date for property rights: 04.02.2003

(30) Priority:
05.02.2002 US 60/355,433

(43) Application published: 27.01.2006

(45) Date of publication: 27.10.2008 Bull. 30

(85) Commencement of national phase: 06.09.2004

(86) PCT application:
US 03/03557 (04.02.2003)(87) PCT publication:
WO 03/067841 (14.08.2003)

Mail address:
129090, Moskva, ul. B.Spasskaja, 25, str.3,
OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i
Partnery", pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

(72) Inventor(s):

MOLLENKOPF Stiven M. (US),
SI Ehndrju (US),
UOLKER Brett K. (US)

(73) Proprietor(s):

KVEhLKOMM INKORPOREJTED (US)

(54) MULTISTANDARD TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

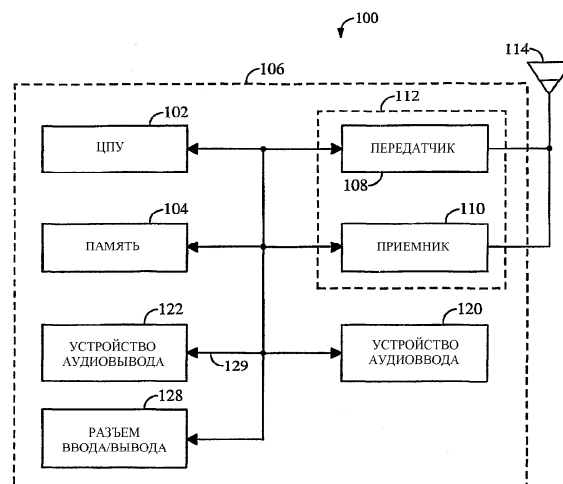
(57) Abstract:

FIELD: physics, communications.

SUBSTANCE: one of signal processing systems for noise reduction includes multiplier for phase with enhanced deviation, digital up-converter of intermediate frequency, first and second digital-to-analog converters, and splitter for phase with enhanced deviation. Another signal processing system for noise reduction includes digital up-converter of intermediate frequency, multiple digital-to-analog converters, analog I/Q modulator, and band filter.

EFFECT: reduced level of amplitude modulated and phase modulated noise components.

30 cl, 17 dwg



Фиг. 8

Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится в общем к беспроводным системам связи и, в частности, к мультистандартной передающей системе и способу снижения шума посредством фазовой модуляции.

5 Уровень техники

Беспроводные коммуникационные устройства, такие как сотовые телефоны, широко используются в качестве замены традиционным телефонным системам. Одним из преимуществ беспроводных коммуникационных устройств является их мобильность.

10 Пользователь может работать с беспроводными коммуникационными устройствами практически в любой точке Земли. Так как размеры компонентов, вес и энергопотребление беспроводного коммуникационного устройства могут губительно сказаться на его мобильности, они являются важными факторами, прямо влияющими на его практичность.

Для установления связи компоненты беспроводных коммуникационных устройств 15 передают и принимают сигналы. Передатчики, будучи отдельными или являясь частью приемопередатчика, выполняют в беспроводных коммуникационных устройствах задачи передачи. Как правило, передатчики должны осуществлять передачу сложных цифровых низкочастотных сигналов. Эти сложные цифровые низкочастотные сигналы генерируются в беспроводном коммуникационном устройстве. Далее передатчики производят модуляцию, 20 перенос в полосу радиочастот, цифроаналоговое преобразование и усиление мощности низкочастотных сигналов.

Цифроаналоговое преобразование является важным аспектом работы передатчиков, так как потенциально способно производить большое количество шума. Традиционные подходы к цифроаналоговому преобразованию включают в себя использование конкретных 25 типов цифроаналоговых преобразователей (ЦАП, DAC) с относительно высоким числом операционных бит для осуществления цифроаналогового преобразования. В частности, некоторые передатчики используют 10-битные или 12-битные ЦАП. При других традиционных подходах используют ЦАП с меньшим числом операционных бит для снижения стоимости, но при этом вынуждены бороться с дополнительным шумом, 30 вызываемым ЦАП с низкой битностью, посредством сложной фильтрации.

Анализ компромиссных решений между количеством шума, генерируемого ЦАП с низкой битностью и стоимостью ЦАП с высокой битностью становится более сложным для передатчиков, разрабатываемых для мультистандартных коммуникационных устройств, таких как мультистандартный сотовый телефон. В частности, аспекты стандартов сотовых 35 телефонов, относящиеся к уплотнению одновременных телефонных вызовов, значительно влияют на реализацию ЦАП в мультистандартном окружении. В общем случае в сотовых телефонных системах уплотнение производится либо способом многостанционного доступа с частотным разделением каналов (МДЧР, FDMA), либо способом многостанционного доступа с временным разделением каналов (МДВР, TDMA), либо 40 способом многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР, CDMA).

При использовании способа МДЧР каждому отдельному вызову сотового телефона присваивается собственная частота в пределах выделенной полосы частот. Как показано на фиг.1, полоса частот имеет определенную ширину, B_f , в пределах которой 45 располагаются несущие частоты с F_1 по F_n . При использовании способа МДЧР пара индивидуальных несущих частот поддерживает один вызов сотового телефона, причем одна несущая частота из пары обслуживает канал связи от мобильной станции к базовой станции, а вторая несущая частота обслуживает канал связи от базовой станции к мобильной станции.

Способ МДВР также использует полосы частот передачи с индивидуальными несущими 50 частотами, однако индивидуальные несущие частоты МДВР дополнительно разделяются посредством временного уплотнения, так что пара несущих частот МДВР может поддерживать множество одновременных телефонных вызовов. В частности, как показано на фиг.2, пара несущих частот МДВР может поддерживать множество одновременных

телефонных вызовов, так как каждая несущая частота разделена на некоторое количество временных сегментов, в то время как одна несущая частота из пары используется для восходящей линии связи, а другая несущая частота из пары используется для нисходящей линии связи.

5 Способ МДКР отличается от способов МДЧР и МДВР тем, что способ МДКР использует полосы частот передачи, которые не разделяются на индивидуальные несущие частоты, предназначенные для отдельных телефонных вызовов. Вместо этого индивидуальный телефонный вызов может быть распределен по определенной полосе частот между частотами F_A и F_B , как показано на фиг.3.

10 Глобальная система мобильной связи (GSM) представляет собой стандарт сотовой телефонной связи, использующий частную форму уплотнения МДВР, при которой индивидуальные несущие частоты в полосе частот разделены интервалами по 200 кГц, как показано на фиг.4. Согласно стандарту GSM, как показано на фиг.5, для каждого несущего сигнала, имеющего определенную несущую частоту, f_{signal} , первое значение

15 мощности измеряется в полосе 30 кГц с центром на несущей частоте, f_{signal} , а второе значение мощности измеряется в полосе 30 кГц с центром на тестовой частоте, f_{test} , которая находится на расстоянии 400 кГц от несущей частоты, f_{signal} . Согласно стандарту GSM второе значение мощности должно быть по меньшей мере на 60 децибел меньше первого значения.

20 Стандарты, использующие технологию МДКР, предъявляют более низкие требования к уровню шума по сравнению со стандартом GSM. Технология МДКР второго поколения использует несущие с широкой полосой частот передачи, равной 1,23 МГц, показанной на фиг.6. Технология МДКР третьего поколения использует широкополосный МДКР (ШМДКР, WCDMA), который использует несущую с шириной полосы частот передачи от 5 до 15 МГц,

25 как показано на фиг.7. Стандарты МДКР и ШМДКР в части требований к уровню шума проявляют тенденцию к сосредоточению на снижении шума за пределами полос частот передачи несущих. Как следствие, в стандартах МДКР и ШМДКР проще добиться соответствия требованиям к уровню шума, нежели в стандарте GSM, так как в стандарте GSM рассматривается уровень шума в каждом из множества несущих сигналов в пределах

30 выделенной полосы частот. В частности, стандарт GSM, функционирующий в полосах частот 890 МГц-915 МГц для восходящей линии связи и 935 МГц-960 МГц для нисходящей линии связи, имеет 124 пары индивидуальных несущих сигналов на разных частотах, каждый с отдельными требованиями к уровню шума в части фильтрации или шумопонижения. Соответственно традиционные решения в реализации стандарта GSM

35 используют, как правило, ЦАП с высокой битностью. Как пример в типичной ситуации с использованием МДКР или ШМДКР удовлетворительный результат дает применение 8-битного или 9-битного ЦАП с простой фильтрацией после преобразования. Напротив, в типичной ситуации с использованием GSM потребуется 10-битный или 12-битный ЦАП с более тщательной фильтрацией после преобразования. В этом случае для GSM при

40 использовании 8-битного или 9-битного ЦАП потребуется еще более дорогостоящая и качественная фильтрация.

Традиционные подходы к использованию сотовых телефонов более чем одного стандарта связи, например GSM и ШМДКР, натываются на необходимость удовлетворения

45 требованиям к уровню шума обоих стандартов в части цифроаналогового преобразования сигналов в сотовом телефоне. В некоторых традиционных подходах используются ЦАП с низкой битностью для удовлетворения требований к уровню шума МДКР и применяется сложная система переключаемых фильтров при необходимости перехода в режим GSM. Другие традиционные подходы используют двойные коммуникационные тракты с

50 отдельными ЦАП для каждого стандарта связи. В частности, в первом коммуникационном тракте передатчика сотового телефона используется один или несколько 8-битных или 9-битных ЦАП для технологии МДКР или ШМДКР, тогда как во втором коммуникационном тракте передатчика сотового телефона используется один или несколько 10-битных или 12-битных ЦАП для технологии GSM. К сожалению, традиционные подходы относительно

дороги и сложны в реализации.

Соответственно существует значительная потребность в системе и способе для передатчика в беспроводном коммуникационном устройстве, таком как сотовый телефон, для функционирования в рамках более чем одного стандарта связи без необходимости применения переключаемых фильтров или множественных коммуникационных трактов для удовлетворения требований к уровню шума нескольких стандартов в части, касающейся одного или нескольких ЦАП, используемых в передатчике. Мотивация такой потребности включает в себя снижение стоимости и сложности, связанных с традиционными подходами к мультистандартным передатчикам. Настоящее изобретение удовлетворяет эту потребность и предоставляет другие преимущества, что станет ясно из последующего детального описания и прилагаемых фигур чертежей.

Сущность изобретения

Данное изобретение относится к мультистандартной передающей системе и способу для беспроводной системы связи, предназначенному для обработки цифрового низкочастотного входного сигнала, имеющего значение девиации фазы и полезную составляющую сигнала, для передачи сигнала от беспроводной системы связи в соответствии по меньшей мере с первым и вторым стандартами связи. Первый стандарт связи содержит требования к уровню шума, а второй стандарт связи содержит требования к уровню шума, менее жесткие, нежели требования к уровню шума первого стандарта связи.

Аспекты системы и способа включают в себя повышающий девиацию умножитель фазы, предназначенный для цифрового умножения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M для увеличения значения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала в M раз для получения выходного цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, содержащего, по существу, полезную составляющую сигнала.

Другие аспекты включают в себя цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты, сконфигурированный с возможностью обработки цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией в соответствии с частотой дискретизации F_s и промежуточной частотой F_{IF} для получения на выходе квадратурного сигнала I и квадратурного сигнала Q посредством сдвига вверх цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией. Квадратурные сигналы I и Q содержат, по существу, полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте.

Следующие аспекты включают в себя первый цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), сконфигурированный с возможностью преобразования квадратурного сигнала I в первый комплексный аналоговый сигнал, и второй ЦАП, сконфигурированный с возможностью преобразования квадратурного сигнала Q во второй комплексный аналоговый сигнал. Первый и второй комплексные аналоговые сигналы содержат, по существу, полезную составляющую сигнала. Первый и второй ЦАП вносят неотъемлемые шумы ЦАП по меньшей мере в полосу частот частотного спектра, включающую в себя смещенный вверх диапазон частот полезной составляющей сигнала.

Дальнейшие аспекты включают в себя первый фильтр нижних частот, сконфигурированный с возможностью фильтрации первого комплексного аналогового сигнала и получения на выходе первого фильтрованного аналогового сигнала, и второй фильтр нижних частот, сконфигурированный с возможностью фильтрации второго комплексного аналогового сигнала и получения на выходе второго фильтрованного аналогового сигнала. Дополнительные аспекты включают в себя аналоговый I/Q модулятор, сконфигурированный с возможностью модуляции первого и второго фильтрованных аналоговых сигналов в соответствии со второй частотой модуляции F_c и получения на выходе действительного аналогового сигнала, имеющего значение девиации фазы и содержащего, по существу, полезную составляющую сигнала, располагающуюся во втором смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на частоте, имеющей

значение, фактически равное сумме значений промежуточной частоты F_{IF} и второй частоты модуляции F_c , действительный аналоговый сигнал содержит также нежелательный сигнал, являющийся результатом модуляции.

- Другие аспекты включают в себя ограничитель, сконфигурированный с возможностью
- 5 ограничения амплитуды входного сигнала ограничителя и снижения таким образом амплитудно-модулированной шумовой составляющей действительного аналогового сигнала. Делитель фазы с повышенной девиацией сконфигурирован с возможностью деления девиации фазы входного сигнала с повышенной девиацией на коэффициент деления M для уменьшения остаточной части шумов ЦАП и нежелательного сигнала.
- 10 Делитель фазы с повышенной девиацией дополнительно сконфигурирован с возможностью полосовой фильтрации входного сигнала с повышенной девиацией для дальнейшего уменьшения нежелательного сигнала и получения на выходе аналогового сигнала с кондиционированной фазой с уменьшенными шумами ЦАП и уменьшенным нежелательным сигналом. Аналоговый сигнал с кондиционированной фазой имеет
- 15 девиацию фазы, по существу равную $1/M$ девиации фазы действительного аналогового сигнала, объединенные уровни мощности остаточных шумов ЦАП и нежелательного сигнала после обработки недостаточны для нарушения требований к уровню шума первого стандарта связи.

- Другие особенности и преимущества изобретения станут ясны из дальнейшего
- 20 детального описания, сопровождаемого прилагаемыми фигурами чертежей.

Краткое описание фигур чертежей

Фиг.1 - график зависимости мощности от времени и частоты, иллюстрирующий принципы, относящиеся к известной технологии многостанционного доступа с частотным разделением каналов (МДЧР).

- 25 Фиг.2 - график зависимости мощности от времени и частоты, иллюстрирующий принципы, относящиеся к известной технологии многостанционного доступа с временным разделением каналов (МДВР).

- Фиг.3 - график зависимости мощности от времени и частоты, иллюстрирующий принципы, относящиеся к известной технологии многостанционного доступа с кодовым
- 30 разделением каналов (МДКР).

Фиг.4 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий полосы частот, содержащие индивидуальные несущие частоты стандарта GSM, являющегося частной формой технологии МДВР.

- 35 Фиг.5 - график частотной зависимости, иллюстрирующий тестовые спецификации требований к уровню шума, относящиеся к стандарту GSM.

Фиг.6 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий полосу частот одиночной несущей известной технологии второго поколения МДКР.

- 40 Фиг.7 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий полосы частот передачи многочисленных несущих в полосах, соседних с полосой оператора известной технологии третьего поколения ШМДКР.

Фиг.8 - функциональная блок-схема системы, реализующей настоящее изобретение.

Фиг.9-11 - частотные графики, иллюстрирующие различные сценарии совместного использования частотного спектра более чем одной полосой частот более чем одного стандарта сотовой связи.

- 45 Фиг.12 - функциональная блок-схема, дающая общее описание передатчика в рамках настоящего изобретения.

Фиг.13 - принципиальная схема, иллюстрирующая реализацию передатчика, показанного на фиг.12, включающую в себя I-Q квадратурную реализацию цифрового повышающего преобразователя промежуточной частоты и характерный для GSM умножитель фазы.

- 50 Фиг.14 - функциональная блок-схема схемы фазовой автоподстройки частоты, используемой в реализации делителя фазы с повышенной девиацией, показанного на фиг.12 и 13.

Фиг.15 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий составляющие

комплексного аналогового сигнала на выходе пары ЦАП, показанных на фиг.12 и 13, а также иллюстрирующий частотную характеристику пары фильтров нижних частот, также показанных на фиг.12 и 13.

Фиг.16 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий составляющие действительного аналогового сигнала на выходе ограничителя, показанного на фиг.12 и 13, а также кривая характеристики сигнала схемы фазовой автоподстройки частоты, показанной на фиг.14.

Фиг.17 - график зависимости мощности от частоты, иллюстрирующий составляющие действительного аналогового сигнала на выходе делителя фазы с повышенной девиацией, показанного на фиг.12 и 13 и реализованного в виде схемы фазовой автоподстройки частоты, показанной на фиг.14.

Детальное описание предпочтительных вариантов осуществления

Настоящее изобретение представляет собой систему и способ для передатчика, предназначенные для ослабления шума в сигнале для достижения соответствия спецификациям нескольких стандартов связи без увеличения количества коммуникационных трактов в передатчике либо наращивания систем и компонентов фильтрации в передатчике, как это происходит в традиционных двухстандартных передатчиках. Несмотря на то что примеры, приведенные в данном документе, относятся к определенным стандартам связи, принципы настоящего изобретения в общем случае применимы к различным видам беспроводной связи. Более того, приведенные здесь примеры могут относиться к сотовым телефонам. Однако данный термин используется только для удобства, и настоящее изобретение применимо к сотовой системе персональной связи (PCS) и другим видам связи, которые в общем могут быть отнесены к беспроводным коммуникационным устройствам.

Настоящее изобретение позволяет также потенциально использовать менее дорогостоящие компоненты, в частности ЦАП с относительно низкой битностью, для поддержки множества стандартов связи, включая один или несколько стандартов связи, требующих более дорогостоящих компонентов, в частности, ЦАП с относительно высокой битностью, при традиционных подходах. В результате при использовании менее дорогостоящих компонентов, в общем случае собранных в единственном коммуникационном тракте, удовлетворяются как более требовательные, так и менее требовательные стандарты связи. Эта ситуация противоположна традиционным подходам, где могут удовлетворяться только менее требовательные стандарты.

Согласно вариантам осуществления, применяемым в настоящем изобретении, после приема передатчиком комплексной цифровой низкочастотной формы полезного сигнала девиация фазы полезного сигнала значительно увеличивается умножителем фазы посредством умножения на коэффициент, определенный здесь как M . Далее полезный сигнал смещается вверх на промежуточную частоту. Как показано в иллюстративном варианте осуществления ниже, такое смещение вверх удаляет полезный сигнал по частотному спектру от одного или нескольких нежелательных сигналов, генерируемых в результате последующего процесса модуляции, который преобразует полезный сигнал из аналоговой комплексной формы в аналоговую действительную форму.

Существенные значения нежелательного шума вносятся в комплексный низкочастотный сигнал, в особенности ЦАП с относительно низкой битностью, когда полезный сигнал проходит коммуникационный тракт передатчика. Вследствие использования менее дорогостоящих компонентов, например ЦАП с низкой битностью, для выполнения некоторых функций, традиционно выполняемых более дорогостоящими компонентами, результирующий уровень шумов может оказаться выше, чем позволяют некоторые традиционные подходы. Для противодействия повышенному уровню шумов большая часть этих шумов удаляется позднее способами и системами настоящего изобретения, оставляя несущественный уровень шумов или нежелательных сигналов.

Как будет обсуждаться далее, шумы содержат амплитудно-модулированную шумовую составляющую и фазомодулированную шумовую составляющую. На более поздних этапах

прохождения полезного сигнала через передатчик в направлении выхода передатчика внесенные в полезный сигнал шумы снижаются до незначительного уровня. Амплитудно-модулированная составляющая нежелательного шума в основном снижается ограничителем, имеющим относительно низкую стоимость по сравнению с традиционными

5 подходами к шумопонижению. Ограничитель приводит части сигнала выше порога, по существу, к ненулевому постоянному значению, а части сигнала ниже порога - к нулевому значению. Фазомодулированная составляющая нежелательного шума в основном снижается делителем фазы. Делитель фазы делит не только фазомодулированную шумовую составляющую, но и девиацию фазы полезного сигнала. Как и планировалось, так

10 как девиация фазы полезного сигнала была предварительно существенно увеличена посредством умножения на коэффициент M умножителем фазы при первоначальном вводе полезного сигнала в передатчик, деление девиации фазы полезного сигнала на коэффициент деления M по существу восстанавливает исходную девиацию фазы, которую полезный сигнал имел на входе передатчика. Что важно, деление фазомодулированной

15 шумовой составляющей на коэффициент деления M снижает уровень фазомодулированной шумовой составляющей до незначительного значения.

Как ограничитель, так и делитель фазы являются в общем подходами к шумопонижению, которые не привязаны ни к какому определенному стандарту связи. Как следствие, использование в передатчике многочисленных коммуникационных трактов и сложных

20 фильтрующих систем для каждого стандарта связи не является более ни необходимым, ни желательным.

В качестве примера иллюстративный вариант осуществления передатчика поддерживает версии стандарта связи GSM и стандарта связи ШМДКР, совместно использующих участки (полосы) частотного спектра. Другие варианты осуществления могут

25 поддерживать различные стандарты связи, не использующие совместно участки частотного спектра, посредством применения шумопонижения в коллективной полосе частот передачи, собранные из индивидуальных полос частот передачи различных стандартов связи, что поясняется далее. В общем случае использование в передатчике единственного коммуникационного тракта предпочтительнее, нежели использование нескольких

30 коммуникационных трактов, как это происходит при традиционных подходах. Фильтрация в основном производится простым однополюсным пассивным фильтром нижних частот, настроенным на широкую коллективную полосу частот передачи, собранную из полос частот передачи стандарта связи ШМДКР и стандарта связи GSM. Несмотря на то что традиционные подходы к передатчику, поддерживающему GSM, обычно включают в себя

35 сложные фильтрующие системы, в данном иллюстративном варианте осуществления поддерживаются как GSM, так и ШМДКР, хотя традиционные сложные фильтрующие системы не являются ни необходимыми, ни желательными.

Соответственно варианты осуществления в общем случае включают в себя умножитель фазы с повышенной девиацией, предназначенный для цифрового умножения девиации

40 фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M . Следовательно, значение девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала увеличивается умножением M на значение девиации фазы цифрового низкочастотного сигнала для получения на выходе цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, по существу содержащего полезную составляющую сигнала.

Общие варианты осуществления дополнительно включают в себя цифровой преобразователь промежуточной частоты, предназначенный для обработки цифрового

45 низкочастотного сигнала с повышенной девиацией в соответствии с частотой дискретизации F_s и промежуточной частотой F_{IF} . Соответственно из цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией получаются квадратурный сигнал I и квадратурный сигнал Q , смещенные вверх по частоте, квадратурные сигналы I и Q содержат, по существу,

50 полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте.

Кроме того, общие варианты осуществления включают в себя цифроаналоговые

преобразователи (ЦАП), предназначенные для преобразования квадратурных сигналов I и Q в первый и второй комплексные аналоговые сигналы. Первый и второй комплексные аналоговые сигналы, по существу, содержат полезную составляющую сигнала, но первый и второй ЦАП вносят неотъемлемые шумы ЦАП по меньшей мере в части частотного

5 спектра, включающего в себя смещенный вверх диапазон частот полезной составляющей сигнала. Делитель фазы с повышенной девиацией в общем случае предназначен для деления девиации фазы входного сигнала с повышенной девиацией на коэффициент деления M для уменьшения остаточных частей шумов ЦАП и уменьшения нежелательного сигнала.

10 Как показано на иллюстрирующих фигурах чертежей, настоящее изобретение осуществлено в виде системы 100, показанной на функциональной блок-схеме на фиг.8. Система 100 включает в себя центральное процессорное устройство (ЦПУ, CPU) 102, управляющее функционированием системы. Специалистам в данной области техники должно быть понятно, что ЦПУ 102 может быть реализовано на любом устройстве

15 обработки, способном управлять системой связи. К таким устройствам относятся микропроцессоры, внедренные контроллеры, специализированные интегрированные схемы (ASIC), цифровые сигнальные процессоры (ЦСП, DSP), конечные автоматы, специализированное дискретное аппаратное обеспечение и т.д. Настоящее изобретение не ограничивает круг аппаратных компонентов, выбираемых для реализации ЦПУ 102.

20 Желательно включить в состав системы также память 104, которая может содержать как постоянное запоминающее устройство (ПЗУ, ROM), так и память произвольного доступа (ОЗУ, RAM). Память 104 содержит инструкции и данные для ЦПУ 102. Часть памяти 104 может также включать в себя энергонезависимую память произвольного доступа (энергонезависимое ЗУПВ, NVRAM), такую как флэш-RAM.

25 Система 100, обычно реализуемая в беспроводном коммуникационном устройстве, включает в себя также блок 106, который содержит передатчик 108 и приемник 110, позволяющие осуществлять передачу и прием данных, например речевую связь, между системой 100 и удаленным пунктом, таким как базовая станция (не показана). Передатчик 108 и приемник 110 могут быть объединены в приемопередатчик 112. К блоку 106

30 присоединяется антенна 114, электрически подключенная к приемопередатчику 112. Компоненты и функциональные части передатчика 108 будут описаны ниже. Функционирование приемника 110 и антенны 114 хорошо известны в данной области техники и не нуждаются в дальнейшем описании за исключением случаев, относящихся непосредственно к настоящему изобретению.

35 Система 100 также включает в себя устройство 120 аудиоввода, например микрофон, и устройство 122 аудиовывода, например громкоговоритель. Устройство 120 аудиоввода и устройство 122 аудиовывода в общем случае монтируются в блоке 106. Дополнительные компоненты могут быть использованы традиционным способом в зависимости от типа беспроводного коммуникационного устройства. Например, аналоговый сотовый телефон не

40 нуждается в оцифровке аудиоданных. Напротив, цифровое беспроводное коммуникационное устройство потребует дополнительные компоненты для преобразования аналоговых аудиоданных в цифровую форму. Хотя это и не показано на фиг.1, устройство 120 аудиоввода подключается к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП, ADC), преобразующему аналоговый аудиосигнал в цифровую форму, если система 100

45 реализована в цифровом беспроводном коммуникационном устройстве. АЦП может быть частью системы кодирования речи, в общем случае известной как ВОКОДЕР, которая кодирует аудиоданные определенным образом. Таким же образом устройство 122 аудиовывода подключено к цифроаналоговому преобразователю (ЦАП), преобразующему цифровые аудиоданные в аналоговую форму.

50 Устройство 122 аудиовывода, иногда называемое приемником (не следует путать его с приемником 110), может быть заменено внешним устройством (не показано). В иллюстративном варианте осуществления система 100 может подключаться к внешним аудиоустройствам посредством входа-выхода (разъем I/O 128). Разъем I/O 128

представляет собой порт для ввода и вывода аудиосигнала, а в дальнейшем может предоставлять доступ для сигналов управления и других функциональных компонентов, таких, как клавиатура (не показана).

Различные компоненты системы 100 соединены друг с другом системой 129 шин, которая может содержать шину питания, шину управляющей сигнализации и шину сигнализации состояния в дополнение к шине данных. Однако для упрощения восприятия различные шины показаны на фиг.1 как система 129 шин.

Специалистам в данной области техники должно быть понятно, что система 100, показанная на фиг.1, представляет собой функциональную блок-схему без указания определенных компонентов. Кроме того, отдельные функциональные блоки системы 100 на самом деле могут быть реализованы на одном физическом компоненте, таком как цифровой сигнальный процессор (ЦСП). Они могут также размещаться в виде программных кодов в памяти 104, такие коды могут исполняться ЦПУ 102. Аналогичные рассуждения можно применить к другим компонентам, указанным в составе системы 100 на фиг.1.

В целом аспекты настоящего изобретения комбинируются таким образом, чтобы в итоге преобразовать комплексный цифровой низкочастотный сигнал, содержащийся в узкой низкочастотной части спектра, в действительный аналоговый сигнал, модулированный на несущей, имеющей частоту передачи F_{RF} . Настоящее изобретение предназначено для поддержки более одного стандарта связи с различными требованиями к снижению шумов без необходимости применения в передатчике многочисленных коммуникационных трактов или сложных систем фильтрации, аналогичных применяемым при поддержке определенных стандартов.

Общие принципы реализации передатчика 108 системы 100 показаны на фиг.9-11, где B_{f1} и B_{f2} представляют собой полосы частот первого и второго стандартов связи соответственно, которые показаны с различными степенями перекрытия как репрезентативная выборка различных возможных сценариев совместного использования частот. В целом настоящее изобретение стремится к снижению уровней сигнала за пределами одной или нескольких полос частот передачи, являющихся частью по меньшей мере одного стандарта связи, поддерживаемого передатчиком 108. В простейшем приближении общий смысл настоящего изобретения заключается в том, чтобы исключить появление уровней сигналов на тех частотах, с которых в противном случае они впоследствии будут в процессе подготовки к передаче перенесены на частоты выше или ниже полос частот передачи любого из поддерживаемых стандартов связи. Если между полосами частот передачи стандартов связи существуют промежутки, в общем случае уровни сигналов, которые впоследствии будут перенесены в эти промежутки, не будут подавлены с помощью простых решений, так как обычно требуются более сложные этапы фильтрации. В частности, как показано на фиг.9-11, для фильтрации уровней сигнала, которые в противном случае будут перенесены на частоты за пределами коллективной полосы частот, обозначенной как $B_{f_{sum}}$, используются простые системы фильтрации. В частности, от передатчика 108 может потребоваться поддержка версии стандарта GSM с полосами частот передачи по восходящей и нисходящей линиям связи шириной 25 МГц, функционирующего на участках спектра 1800 или 1900 МГц, а также поддержка версии стандарта ШМДКР с полосами частот передачи шириной 15 МГц, также функционирующего на участках спектра 1800 или 1900 МГц. Соответствующая $B_{f_{sum}}$ будет определяться из соображений обеспечения соответствующей простой системы фильтрации, исключающей сигналы, которые в противном случае будут перенесены на частоты выше или ниже любой из полос частот передачи поддерживаемых версий стандартов связи GSM и ШМДКР.

Согласно настоящему изобретению, как показано на фиг.12, передатчик 108 включает в себя умножитель фазы с повышенной девиацией 130, цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты 132, первый и второй ЦАП 134 и 136, первый и второй фильтры нижних частот (ФНЧ, LPF) 138 и 140, аналоговый I/Q модулятор 142, ограничитель 144, делитель фазы с повышенной девиацией 146 и усилитель мощности

148. Умножитель фазы с повышенной девиацией 130 принимает цифровой низкочастотный входной сигнал 150 и производит умножение в цифровой форме принятого цифрового входного низкочастотного сигнала на коэффициент умножения М. Это приводит к увеличению девиации фазы цифрового входного низкочастотного сигнала 150 в М раз, посредством чего генерируется цифровой низкочастотный сигнал с повышенной девиацией 152.

Далее цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты 132 принимает цифровой низкочастотный сигнал с повышенной девиацией 152 и преобразует его в квадратурные сигналы I и Q 154 и 156. Цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты 132 в общем случае смещает вверх по частоте частотные составляющие полезных квадратурных сигналов I и Q 154 и 156 с целью удаления их из полосы частот нежелательных сигналов, что будет подробнее рассмотрено ниже. Затем квадратурные сигналы I и Q 154 и 156 преобразуются соответственно первым и вторым ЦАП 134 и 136 в первый и второй комплексные аналоговые сигналы 158 и 160. Аспекты настоящего изобретения допускают, что первый и второй ЦАП 134 и 136 могут иметь уровень битности не выше, чем требуется для поддержки менее требовательного из стандартов связи, поддерживаемых передатчиком 108. После этого первый и второй комплексные аналоговые сигналы 158 и 160 отправляются на первый и второй фильтры 138 и 140 нижних частот соответственно для отфильтровывания нежелательных сигналов и шумов в тех диапазонах частот, из которых они в противном случае будут перенесены в полосы частот передачи, связанные с поддерживаемыми стандартами связи, для генерации первого и второго отфильтрованных аналоговых сигналов 162 и 164 соответственно.

Аналоговый I/Q модулятор 142 принимает первый и второй отфильтрованные аналоговые сигналы 162 и 164 для их преобразования в действительный аналоговый сигнал 166. В этой точке действительный аналоговый сигнал 166 содержит амплитудно-модулированные шумовые составляющие и фазомодулированные шумовые составляющие. Сначала действительный аналоговый сигнал 166 отправляется на ограничитель 144, который снижает амплитудно-модулированные шумовые составляющие действительного аналогового сигнала и производит амплитудно-кондиционированный аналоговый сигнал 168. Далее делитель фазы с повышенной девиацией 146 принимает амплитудно-кондиционированный аналоговый сигнал 168 и обрабатывает амплитудно-кондиционированный аналоговый сигнал способом, описанным ниже, с целью снижения фазомодулированной шумовой составляющей и получения на выходе аналогового сигнала 170 со сниженным фазовым шумом. Усилитель 148 мощности усиливает аналоговый сигнал 172 со сниженным фазовым шумом и выводит его на выход для передачи через антенну 114.

Иллюстративный вариант осуществления передатчика 108 предназначен для поддержки стандарта связи GSM и по меньшей мере одного дополнительного стандарта связи, такого как стандарт связи ШМДКР, показанный на фиг.13. Передатчик 108 содержит характерный для GSM умножитель 174 фазы, который при активации в режиме поддержки стандарта связи GSM производит цифровое умножение цифрового низкочастотного сигнала 152 с повышенной девиацией, полученного на выходе умножителя 130 фазы с повышенной девиацией, на коэффициент умножения К, являющийся индексом модуляции, определенным стандартом GSM, для получения на выходе фазомодулированного сигнала 188 GSM. Данный иллюстративный вариант осуществления передатчика 108 содержит также цифровой фазовый модулятор 176, использующий тригонометрические таблицы 178 и 180 преобразования косинуса и синуса для получения исходных квадратурных сигналов I и Q 190 и 191 соответственно. Таблицы 178 и 180 преобразования косинуса и синуса выводят значения косинуса и синуса входных значений девиации фазы фазомодулированного сигнала 188 GSM.

Исходные квадратурные сигналы I и Q 190 и 191 далее посылаются на цифровой повышающий преобразователь 132 промежуточной частоты для преобразования в

квадратурные сигналы I и Q 154 и 156 соответственно. В данном иллюстративном варианте осуществления цифровой повышающий преобразователь 132 промежуточной частоты содержит числовой генератор 182, а также первый и второй умножители 184 и 186 соответственно. Числовой генератор 182 может представлять собой цифровой компьютер для поворота системы координат (CORDIC) или прямой цифровой синтезатор, общие принципы работы которого хорошо известны в данной области техники. Числовой генератор 182 производит первый выходной сигнал, $S(t) \cdot \cos(2\pi \cdot F_{IF} \cdot t)$, и второй выходной сигнал, $S(t) \cdot \sin(2\pi \cdot F_{IF} \cdot t)$, где F_{IF} - промежуточная частота, t - переменная времени, а $\sin()$ и $\cos()$ - тригонометрические функции. $S(t)$ - выборочная функция, которая выводит импульс ненулевого значения каждый период дискретизации T_s с частотой дискретизации F_s . Первый выходной сигнал смешивается с составляющей I исходного квадратурного сигнала 190 в первом умножителе 184, где сигналы перемножаются по времени, или проходят операцию свертки по частоте для получения квадратурного сигнала I 154. Второй выходной сигнал смешивается с исходным квадратурным сигналом Q 191 комплексного низкочастотного сигнала во втором умножителе 186, производя квадратурный сигнал Q 156.

В качестве примера, если исходные квадратурные сигналы I и Q 190 и 191 имеют ширину полосы частот 200 кГц, они могут быть дискретизированы с частотой дискретизации F_s , например 10 МГц, что удовлетворяет критерию Найквиста, тогда как скорость передачи данных системы 100 может лежать в диапазоне 1 МГц. Частота дискретизации F_s , как правило, выбирается в некоторых вариантах осуществления равной четному числу значений скорости передачи данных (известной также как чиповая скорость или символьная скорость) системы 100, что удовлетворяет критерию Найквиста для сохранения информационного содержания дискретизируемого сигнала. Например, одна из чиповых скоростей, используемых в системах ШМДКР, равна 3,84 МГц. С целью обеспечения изоляции полезного сигнала от шумов и нежелательных сигналов частота дискретизации F_s , выбирается таким образом, чтобы разнести по спектру полезный и нежелательные сигналы достаточно далеко друг от друга. Промежуточная частота F_{IF} выбирается из соображений дальнейшего разнеса по частотному спектру полезного и нежелательных сигналов. Чтобы обеспечить достаточный частотный разнос полезного и нежелательных сигналов, частота дискретизации, F_s , выбирается относительно высокой. Как указывалось выше, обычно в некоторых вариантах осуществления частота дискретизации выбирается равной четному числу значений скорости передачи данных (известной также как чиповая скорость или символьная скорость) системы 100, например, четырехкратной или восьмикратной. С целью дальнейшего разделения полезного и нежелательных сигналов промежуточная частота F_{IF} , обычно в некоторых вариантах осуществления равна одной четвертой частоты дискретизации F_s . Например, если частота дискретизации равна 10 МГц, промежуточная частота в таких вариантах осуществления составит приблизительно 2,5 МГц.

Как показано на фиг.15, спектр мощности первого и второго комплексных аналоговых сигналов 158 и 160 содержит полезный сигнал 210 и шумы ЦАП 212, генерируемые первым и вторым ЦАП 134 и 136. Шумы ЦАП 212 содержат амплитудно-модулированные составляющие и фазомодулированные составляющие. Как показано на фиг.15, полезный сигнал 210 смещен по спектру от начала координат на значение промежуточной частоты F_{IF} посредством повышающего цифрового преобразователя 132 промежуточной частоты. Амплитуда полезного сигнала 210 больше шумов ЦАП 212 на значение, представленное на фиг.15 как X, основанное на линейности первого и второго ЦАП 134 и 136. В иллюстративном варианте осуществления передатчика 108, предназначенного для поддержки стандарта связи GSM и стандарта связи ШМДКР, первый и второй ЦАП 134 и 136 в общем случае 8-битные, с нелинейностью, равной приблизительно одному младшему биту, или с линейностью приблизительно 7 1/2 бит. В других вариантах осуществления используются 9-битные ЦАП с соответственно более высокой линейностью. Это противоречит традиционным подходам к поддержке стандарта связи GSM, где обычно

используются 10- или 12-битные ЦАП. Кроме того, на фиг.15 показана характеристика 213 фильтра ФНЧ для первого и второго фильтров нижних частот 138 и 140, демонстрирующая подавление на частотах выше полезного сигнала 210, и в отрицательных диапазонах частот, также не содержащих полезный сигнал. Характеристика 213 фильтра ФНЧ

5 устанавливается с достаточно широкой полосой пропускания, что позволяет многорежимное функционирование с использованием более чем одного стандарта связи без необходимости подавления сигналов на избранных частотах, которые в противном случае будут смещены вверх в одну или несколько полос частот передачи поддерживаемых стандартов связи при традиционных подходах, обычно требующих

10 сложной фильтрации.

Иллюстративный вариант осуществления передатчика 108, показанный на фиг.13, содержит также частную форму аналогового I/Q модулятора 142, в котором первый умножитель 192 перемножает первый фильтрованный аналоговый сигнал 162 и тригонометрическую функцию $\cos(2\pi \cdot F_c \cdot t)$, производя первый результирующий сигнал, 15 второй умножитель 194 перемножает второй фильтрованный аналоговый сигнал 164 и тригонометрическую функцию $\sin(2\pi \cdot F_c \cdot t)$, производя второй результирующий сигнал, а сумматор 194 суммирует первый и второй результирующие сигналы, производя действительный аналоговый сигнал 166. На фиг.16 показан график зависимости мощности от частоты аналогового сигнала 168 с кондиционированной амплитудой, включающего в себя полезный сигнал 214, уменьшенные ограничителем шумы 216 ЦАП и нежелательный 20 сигнал 218. Ввиду уменьшения ограничителем 144 амплитудно-модулированных шумов значение амплитуды уменьшенных ограничителем шумов 216 ЦАП меньше амплитуды полезного сигнала 214 на значение, представленное на фиг.16 как $X + L$. Амплитуда нежелательного сигнала 218 меньше амплитуды полезного сигнала 214 на значение, 25 представленное на фиг.16 как Y , зависящее от аналогового I/Q модулятора 142. Нежелательный сигнал 218 образуется в результате конечного подавления помех по зеркальному каналу в аналоговом I/Q модуляторе 142. При преобразовании первого и второго фильтрованных аналоговых сигналов 162 и 164 в действительный аналоговый сигнал 166 аналоговый I/Q модулятор 142 смещает вверх по спектру действительный 30 аналоговый сигнал 166 на значение частоты F_c . Ввиду природы промежуточной частоты F_{IF} , генерируемой цифровым повышающим преобразователем 132 промежуточной частоты, нежелательный сигнал 218, по существу, располагается с центром на частоте, отделенной от центральной частоты полезного сигнала приблизительно на удвоенное значение промежуточной частоты.

35 Частный вариант осуществления делителя фазы с повышенной девиацией 146 использует схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ, PLL) 194, показанную на фиг.14, которая содержит первичный делитель 195 с коэффициентом деления R , фазовый детектор 196, фильтр 197 нижних частот, управляемый напряжением генератор 198 и второй делитель 200 с коэффициентом деления N , расположенные в соответствии с 40 традиционными принципами построения схем фазовой автоподстройки частоты. Как правило, значения для первичного делителя 195 и второго делителя 200 выбираются таким образом, чтобы выполнялось условие $N/R = 1/M$, известное также как коэффициент деления M , отменяющий действие повышающего девиацию фазы коэффициента умножения M , применяемого умножителем 130 фазы с повышенной девиацией. Другие 45 варианты осуществления делителя фазы с повышенной девиацией используют схему смещения или схему фазовой автоподстройки частоты со сдвигом, чьи принципы функционирования хорошо известны, которые также настраиваются на деление девиации фазы аналогового сигнала с кондиционированной амплитудой 168 на коэффициент деления M . Управляемый напряжением генератор 198 используется в процессе 50 повышающего преобразования по частоте, в котором радиочастоты передачи F_{RF} обычно в некоторых вариантах осуществления располагаются в полосах частот 800, 900, 1800 или 1900 МГц радиочастотного спектра.

Схема 194 фазовой автоподстройки частоты активно выбирает участок частотного

спектра полезного сигнала 214, как показывает характеристика 219 фильтра ФАПЧ на фиг.16, с целью полосовой фильтрации и дальнейшей изоляции полезного сигнала от других сигналов и шумов, включая уменьшенные ограничителем шумы 216 ЦАП и нежелательный сигнал 218. Более того, схема 194 фазовой автоподстройки частоты преобразует аналоговый сигнал с кондиционированной амплитудой 168 в аналоговый сигнал 170 с уменьшенной фазой с центром на радиочастоте передачи F_{RF} . Аналоговый сигнал 170 с уменьшенной фазой далее усиливается усилителем 148 мощности и отправляется на антенну 114 для передачи.

Как показано в репрезентативном примере на фиг.17, аналоговый сигнал 170 со сниженным фазовым шумом содержит составляющие, включающие в себя полезный сигнал 220, сниженные делителем шумы 222 ЦАП и уменьшенный нежелательный сигнал 224. Полезный сигнал 220 имеет ярко выраженный пик с максимумом амплитуды, занимающим более узкую полосу частот, нежели полезный сигнал 210 первого и второго комплексных аналоговых сигналов 158 и 160 и полезный сигнал 212 аналогового сигнала с кондиционированной амплитудой 168 вследствие того, что схема 194 фазовой автоподстройки частоты работает как делитель фазы. Как показано на фиг.17, максимальная амплитуда полезного сигнала 220 аналогового сигнала 170 со сниженным фазовым шумом больше максимальной амплитуды уменьшенных делителем шумов 222 ЦАП аналогового сигнала с уменьшенной фазой на значение X (показанное на фиг.15 и фиг.16) плюс $20 \log M$. Кроме того, максимальная амплитуда полезного сигнала 220 аналогового сигнала 170 со сниженным фазовым шумом больше максимальной амплитуды уменьшенного нежелательного сигнала 224 аналогового сигнала со сниженным фазовым шумом на значение Y (показанное на фиг.16) плюс $20 \log M$ и плюс подавление других сигналов и шумов, связанное с дополнительными аспектами фильтрации схемы 194 фазовой автоподстройки частоты. Как следствие, уровни амплитуд уменьшенных делителем шумов 222 ЦАП и уменьшенного нежелательного сигнала 224 аналогового сигнала 170 со сниженным фазовым шумом несут существенны по сравнению с уровнями амплитуды полезного сигнала 220.

Специалистам в данной области техники должно быть понятно, что передатчик 108, показанный на фиг.12-14, представляет собой функциональную блок-схему без указания определенных компонентов. Например, хотя цифровой повышающий преобразователь 132 промежуточной частоты и первый и второй ЦАП 134 и 136 показаны как три отдельных блока в передатчике 108, они могут быть реализованы как один физический компонент, такой как цифровой сигнальный процессор (ЦСП). Кроме того, в некоторых вариантах осуществления порядок некоторых операций по обработке сигнала может быть изменен, скажем, ограничитель 144 может размещаться после делителя 146 фазы с повышенной девиацией. Они могут также существовать в виде программных кодов в памяти 104, исполняемых ЦПУ 102. Аналогичные рассуждения применимы и к остальным компонентам передатчика 108, показанным на фиг.12-14.

Необходимо сознавать, что несмотря на приведенное детальное описание вариантов осуществления и преимуществ настоящего изобретения, данное описание является чисто иллюстративным, и, оставаясь в пределах общих принципов настоящего изобретения, в деталях могут вноситься любые изменения. Таким образом, настоящее изобретение ограничено только прилагаемой формулой.

Формула изобретения

1. Система для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержащая умножитель фазы с повышенной девиацией, имеющий коэффициент умножения M , имеющий вход для приема входного сигнала и выход сигнала с умноженной фазой, цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты, выполненный с возможностью приема выходного сигнала с умноженной фазой и подключенный к умножителю фазы с повышенной девиацией, первый и второй цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), подключенные к цифровому повышающему преобразователю

промежуточной частоты, и делитель фазы с повышенной девиацией, имеющий коэффициент деления M , подключенный к первому и второму ЦАП.

2. Система по п.1, отличающаяся тем, что дополнительно содержит ограничитель, подключенный к делителю фазы с повышенной девиацией и предназначенный для подачи в него амплитудно-кондиционированного сигнала.

3. Система по п.1, отличающаяся тем, что умножитель фазы с повышенной девиацией дополнительно включает в себя характерный для глобальной системы мобильной связи (GSM) умножитель фазы, имеющий коэффициент умножения K .

4. Система по п.1, отличающаяся тем, что цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты дополнительно включает в себя цифровой фазовый модулятор, содержащий тригонометрические таблицы преобразования.

5. Система по п.1, отличающаяся тем, что цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты дополнительно включает в себя числовой генератор.

6. Система по п.1, отличающаяся тем, что делитель фазы с повышенной девиацией является схемой смещения или схемой фазовой автоподстройки частоты со сдвигом.

7. Система по п.1, отличающаяся тем, что делитель фазы с повышенной девиацией является схемой фазовой автоподстройки частоты.

8. Система по п.7, отличающаяся тем, что схема фазовой автоподстройки частоты дополнительно содержит первичный делитель с коэффициентом деления R и второй делитель с коэффициентом деления N , причем значения коэффициентов деления R и N выбраны таким образом, что $N/R=1/M$.

9. Система для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержащая цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты, сконфигурированный в соответствии с частотой дискретизации, F_S , и промежуточной частотой F_{IF} , множество цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), подключенных к цифровому повышающему преобразователю промежуточной частоты, аналоговый I/Q модулятор, подключенный к цифровому повышающему преобразователю промежуточной частоты, предназначенный для аналоговой модуляции в соответствии со второй частотой модуляции, F_C , и промежуточной частотой, F_{IF} , и полосовой фильтр, подключенный к аналоговому I/Q модулятору, сконфигурированный с возможностью снижения уровня мощности нежелательного сигнала, создаваемого аналоговым I/Q модулятором, для соответствия стандарту связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA), причем цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты дополнительно сконфигурирован таким образом, что промежуточная частота, F_{IF} , является по существу одной четвертой частоты дискретизации, F_S .

10. Система по п.9, отличающаяся тем, что имеет некоторую скорость передачи данных и частоту дискретизации, F_S , приблизительно равную значению четного числа, кратного скорости передачи данных.

11. Система по п.9, отличающаяся тем, что цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты дополнительно содержит числовой генератор, сконфигурированный с возможностью выдачи сигналов, описываемых, частично, двумя или более выражениями, содержащими тригонометрические функции промежуточной частоты, F_{IF} .

12. Система по п.9, отличающаяся тем, что цифровой повышающий преобразователь промежуточной частоты дополнительно содержит цифровой фазовый модулятор с тригонометрическими таблицами преобразования.

13. Система для обработки сигналов, предназначенная для снижения цифрового шумов, содержащая средство цифрового умножения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M для получения на выходе цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, по существу, содержащего полезный сигнал цифрового низкочастотного входного сигнала, средство обработки цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией в соответствии с частотой дискретизации, F_S , и промежуточной частотой, F_{IF} , подключенное к средству цифрового

умножения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала, предназначенное для получения на выходе квадратурного сигнала I и квадратурного сигнала Q, сдвинутых вверх по частоте от цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, причем квадратурные сигналы I и Q содержат, по существу, полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте, F_{IF} , средство цифро-аналогового преобразования (ЦАП), подключенное к средству обработки цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, предназначенное для преобразования квадратурного сигнала I в первый комплексный аналоговый сигнал и преобразования квадратурного сигнала Q во второй комплексный аналоговый сигнал, причем первый и второй комплексные аналоговые сигналы содержат, по существу, полезную составляющую сигнала, при этом средство ЦАП содержит неотъемлемые шумы ЦАП по меньшей мере в части частотного спектра, включающей в себя смещенный вверх диапазон частот полезной составляющей сигнала, и средство деления девиации фазы входного сигнала с повышенной девиацией на коэффициент деления M, подключенное к средству цифро-аналогового преобразования.

14. Система по п.13, отличающаяся тем, что средство цифрового умножения дополнительно содержит средство характерного для глобальной системы мобильной связи (GSM) умножения фазы с коэффициентом умножения K для повышения значения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала таким образом, чтобы значение девиации фазы цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией было, по существу, в МК раз больше значения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала.

15. Система по п.13, отличающаяся тем, что средство обработки цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией дополнительно содержит средство преобразования цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией в первичные квадратурные сигналы I и Q с использованием тригонометрических таблиц преобразования, для обработки в соответствии с частотой дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} .

16. Система по п.13, отличающаяся тем, что M выбрано таким образом, что соответствует требованиям к уровню шумов стандарта связи GSM, а средство ЦАП выбрано таким образом, что соответствует требованиям к уровню шумов стандарта связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA).

17. Система для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержащая средство цифрового умножения девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M для получения на выходе цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, по существу, содержащего полезный сигнал цифрового низкочастотного входного сигнала, средство цифро-аналогового преобразования (ЦАП), сконфигурированное с возможностью преобразования квадратурных цифровых сигналов I и Q, полученных из цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, в первый и второй комплексные аналоговые сигналы, соответственно, причем первый и второй комплексные аналоговые сигналы содержат шумы ЦАП с уровнем мощности, не соответствующим стандарту связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA), средство аналоговой модуляции для модуляции одной пары из следующего списка пар сигналов: пары немодифицированных первого и второго комплексных аналоговых сигналов или пары модифицированных первого и второго комплексных аналоговых сигналов, для получения на выходе действительного аналогового сигнала, и средство деления девиации фазы одного из следующих сигналов на коэффициент деления M: немодифицированной версии действительного аналогового сигнала или модифицированной версии действительного аналогового сигнала, для снижения шумов ЦАП и получения на выходе аналогового сигнала с кондиционированной фазой, причем аналоговый сигнал с кондиционированной фазой имеет значение девиации фазы, по существу, равное $1/M$ значения девиации фазы действительного аналогового сигнала, а уровень мощности остаточных шумов ЦАП после

обработки находится в соответствии с выбранным стандартом связи.

18. Система по п.17, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство ограничения амплитуды действительного аналогового сигнала для снижения амплитудно-модулированной шумовой составляющей шумов ЦАП.

5 19. Система по п.17, отличающаяся тем, что дополнительно содержит средство ограничения амплитуды аналогового сигнала с кондиционированной фазой для снижения амплитудно-модулированной шумовой составляющей шумов ЦАП.

20. Система для обработки сигналов, предназначенная для снижения шумов, содержащая средство обработки одного из следующих двух сигналов: цифрового
10 низкочастотного входного сигнала или модификации цифрового низкочастотного входного сигнала, в соответствии с частотой дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} , для получения на выходе квадратурного сигнала I и квадратурного сигнала Q, смещенных
15 вверх по частоте от цифрового низкочастотного сигнала, причем квадратурные сигналы I и Q содержат, по существу, полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте, средство цифро-аналогового преобразования (ЦАП) для преобразования квадратурных сигналов I и Q в
20 первый и второй комплексные аналоговые сигналы, соответственно, средство аналоговой модуляции первого и второго фильтрованных аналоговых сигналов в соответствии со второй частотой модуляции, F_c , для получения на выходе действительного аналогового
25 сигнала, имеющего значение девиации фазы и содержащего, по существу, полезную составляющую сигнала, располагающуюся во втором смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на частоте, имеющей значение, по существу, равное сумме значений промежуточной частоты, F_{IF} , и второй частоты модуляции, F_c , причем действительный аналоговый сигнал дополнительно содержит нежелательный сигнал,
30 являющийся результатом модуляции, и средство полосовой фильтрации одного из следующих двух сигналов: действительного аналогового сигнала или модификации действительного аналогового сигнала, для уменьшения нежелательного сигнала, причем уровень мощности остаточного нежелательного сигнала после обработки является недостаточным для нарушения требований к уровню шумов стандарта связи

широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA).
21. Система по п.20, отличающаяся тем, что средство обработки цифрового
низкочастотного входного сигнала дополнительно содержит средство преобразования
цифрового низкочастотного входного сигнала в первоначальные квадратурные сигналы I и
Q с помощью тригонометрических средств для обработки в соответствии с частотой
35 дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} .

22. Способ обработки сигнала, заключающийся в том, что осуществляют цифровое умножение девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M для выдачи цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, по
40 существу, содержащего полезную составляющую цифрового низкочастотного входного сигнала, обрабатывают цифровой низкочастотный сигнал с повышенной девиацией в соответствии с частотой дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} , для выдачи на выходе квадратурного сигнала I и квадратурного сигнала Q, смещенных вверх по частоте
от цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, причем квадратурные
45 сигналы I и Q содержат, по существу, полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте, осуществляют цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) квадратурного сигнала I в первый комплексный аналоговый сигнал и преобразование квадратурного сигнала Q во второй комплексный аналоговый сигнал, причем первый и второй комплексные аналоговые сигналы содержат,
50 по существу, полезную составляющую сигнала и шумы ЦАП по меньшей мере в части частотного спектра, включающей в себя смещенный вверх диапазон частот полезной составляющей сигнала, и осуществляют деление девиации фазы входного сигнала с повышенной девиацией на коэффициент деления M.

23. Способ по п.22, отличающийся тем, что дополнительно осуществляют модуляцию

первого и второго комплексных аналоговых сигналов в соответствии с частотой модуляции, F_c , для выдачи действительного аналогового сигнала, имеющего значение девиации фазы и содержащего, по существу, полезную составляющую сигнала, располагающуюся во втором смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на частоте, имеющей значение, по существу, равное сумме значений промежуточной частоты, F_{IF} , и частоты модуляции, F_c , причем действительный аналоговый сигнал дополнительно содержит нежелательный сигнал, являющийся результатом модуляции, и ограничивают амплитуду входного сигнала ограничителя для снижения амплитудно-модулированной шумовой составляющей действительного аналогового сигнала, причем входным сигналом ограничителя является действительный аналоговый сигнал.

24. Способ по п.22, отличающийся тем, что цифровое умножение дополнительно включает в себя характерное для глобальной системы связи (GSM) умножение фазы на коэффициент умножения K .

25. Способ по п.22, отличающийся тем, что M выбирают таким образом, чтобы добиться соответствия требованиям к уровню шумов стандарта связи GSM, а первое и второе ЦАП выбирают таким образом, чтобы добиться соответствия требованиям к уровню шумов стандарта связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA).

26. Способ обработки сигнала, заключающийся в том, что осуществляют цифровое умножение девиации фазы цифрового низкочастотного входного сигнала на коэффициент умножения M для выдачи цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, по существу, содержащего полезную составляющую сигнала, осуществляют цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) цифровых квадратурных сигналов I и Q , генерируемых из цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией, в первый и второй комплексные аналоговые сигналы, соответственно, причем первый и второй комплексные аналоговые сигналы содержат шумы ЦАП с уровнем мощности, не соответствующим стандарту связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA), осуществляют аналоговую модуляцию одной пары из следующего списка пар сигналов: пары немодифицированных первого и второго комплексных аналоговых сигналов или пары модифицированных первого и второго комплексных аналоговых сигналов, для выдачи действительного аналогового сигнала, и осуществляют деление девиации фазы одного из следующих сигналов на коэффициент деления M : немодифицированной версии действительного аналогового сигнала или модифицированной версии действительного аналогового сигнала, для снижения шумов ЦАП и выдачи аналогового сигнала с кондиционированной фазой, причем аналоговый сигнал с кондиционированной фазой имеет значение девиации фазы, по существу, равное $1/M$ значения девиации фазы действительного аналогового сигнала, а уровень мощности остаточных шумов ЦАП находится в соответствии со стандартом связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA).

27. Способ по п.26, отличающийся тем, что дополнительно ограничивают амплитуду действительного аналогового сигнала для снижения амплитудно-модулированной шумовой составляющей шумов ЦАП.

28. Способ по п.26, отличающийся тем, что дополнительно ограничивают амплитуду аналогового сигнала с кондиционированной фазой для снижения амплитудно-модулированной шумовой составляющей шумов ЦАП.

29. Способ обработки сигнала, заключающийся в том, что обрабатывают один из следующих двух сигналов: цифровой низкочастотный входной сигнал или модификацию цифрового низкочастотного входного сигнала, в соответствии с частотой дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} , для выдачи квадратурного сигнала I и квадратурного сигнала Q , смещенных вверх по частоте от цифрового низкочастотного сигнала, причем квадратурные сигналы I и Q содержат, по существу, полезную составляющую сигнала в смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на промежуточной частоте, осуществляют цифро-аналоговое преобразование

(ЦАП) квадратурных сигналов I и Q в первый и второй комплексные аналоговые сигналы, соответственно, осуществляют аналоговую модуляцию первого и второго фильтрованных аналоговых сигналов в соответствии с частотой модуляции. F_c , для выдачи действительного аналогового сигнала, имеющего значение девиации фазы и содержащего, по существу, полезную составляющую сигнала, располагающуюся во втором смещенном вверх диапазоне частот с центром, по существу, на частоте, имеющей значение, по существу, равное сумме значений промежуточной частоты, F_{IF} , и второй частоты модуляции, F_c , причем действительный аналоговый сигнал дополнительно содержит нежелательный сигнал, являющийся результатом модуляции, и осуществляют полосовую фильтрацию одного из следующих двух сигналов: действительного аналогового сигнала или модификации действительного аналогового сигнала, для снижения мощности нежелательного сигнала для соответствия стандарту связи широкополосного многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (WCDMA).

30. Способ по п.29, отличающийся тем, что обработка цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией дополнительно включает в себя тригонометрическое преобразование цифрового низкочастотного сигнала с повышенной девиацией в первичные квадратурные сигналы I и Q, для обработки в соответствии с частотой дискретизации, F_s , и промежуточной частотой, F_{IF} .

20

25

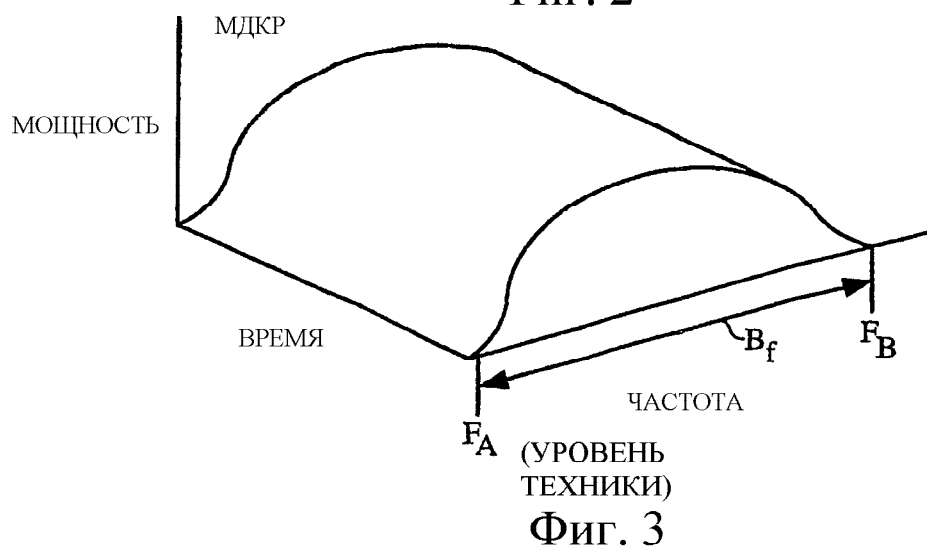
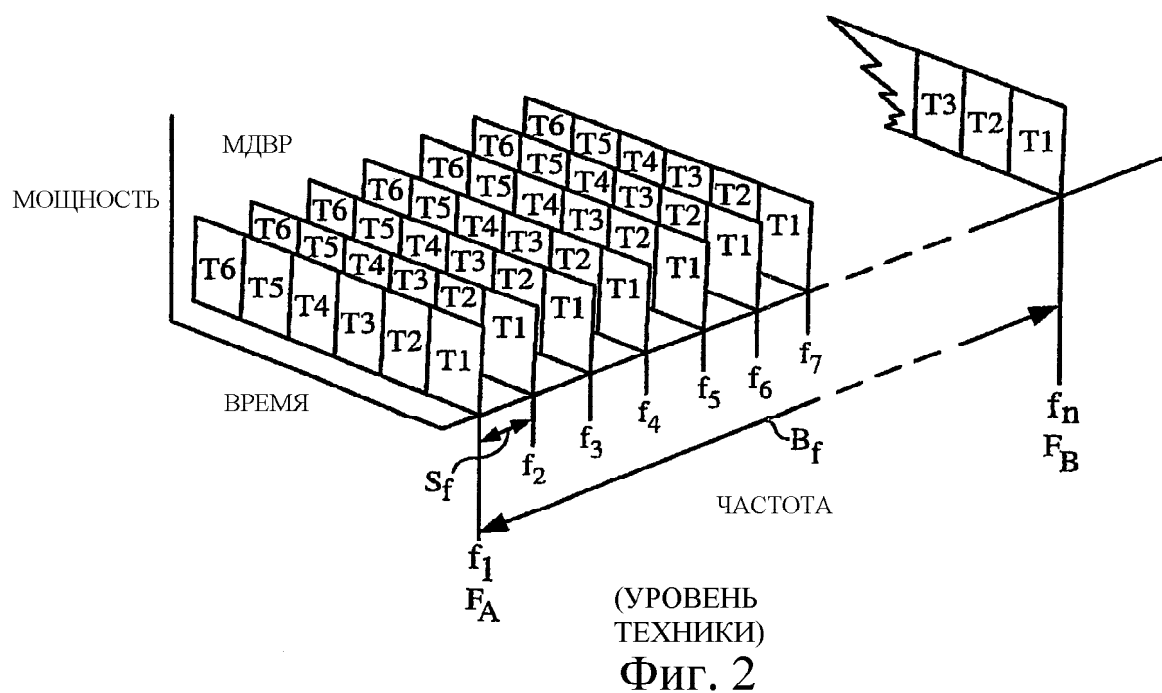
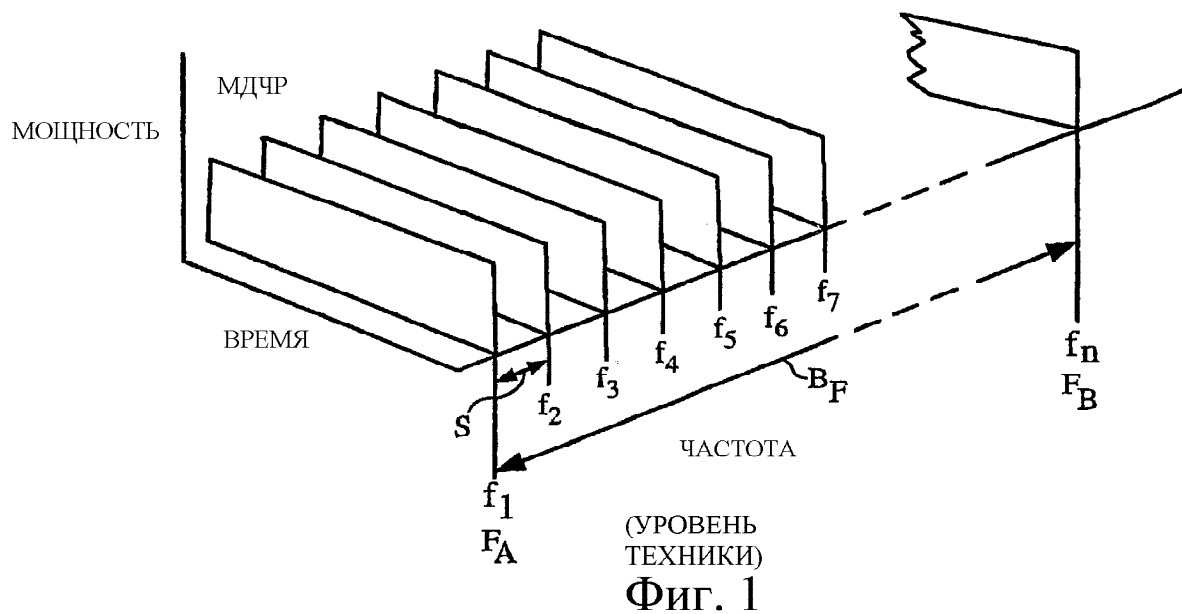
30

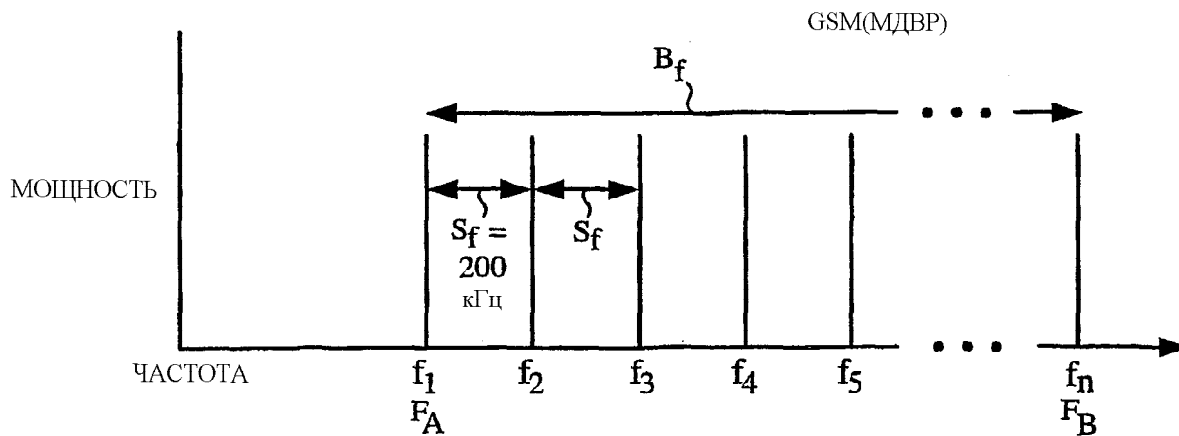
35

40

45

50

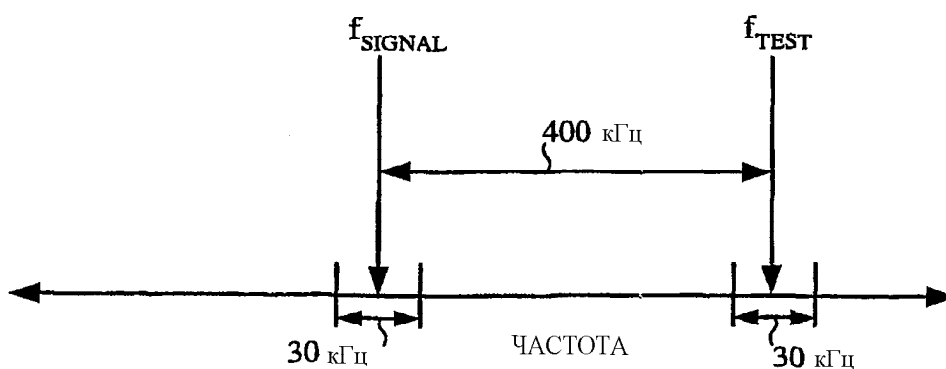




(УРОВЕНЬ
ТЕХНИКИ)

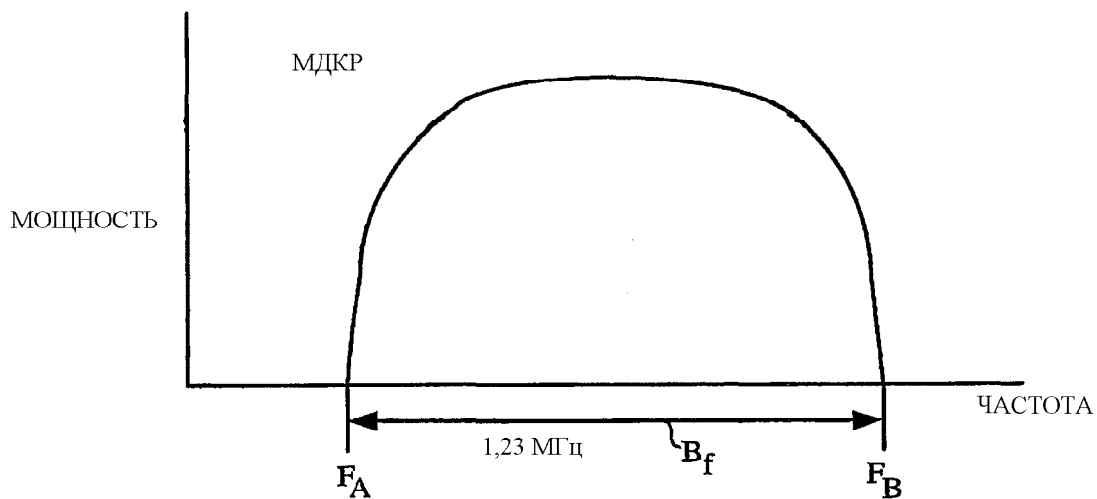
Фиг. 4

СПЕЦИФИКАЦИИ GSM



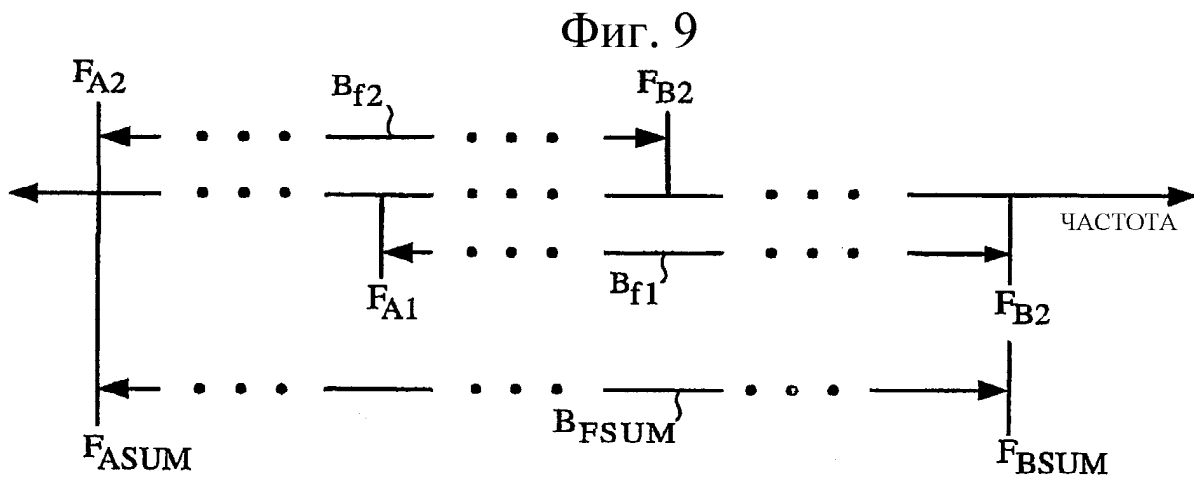
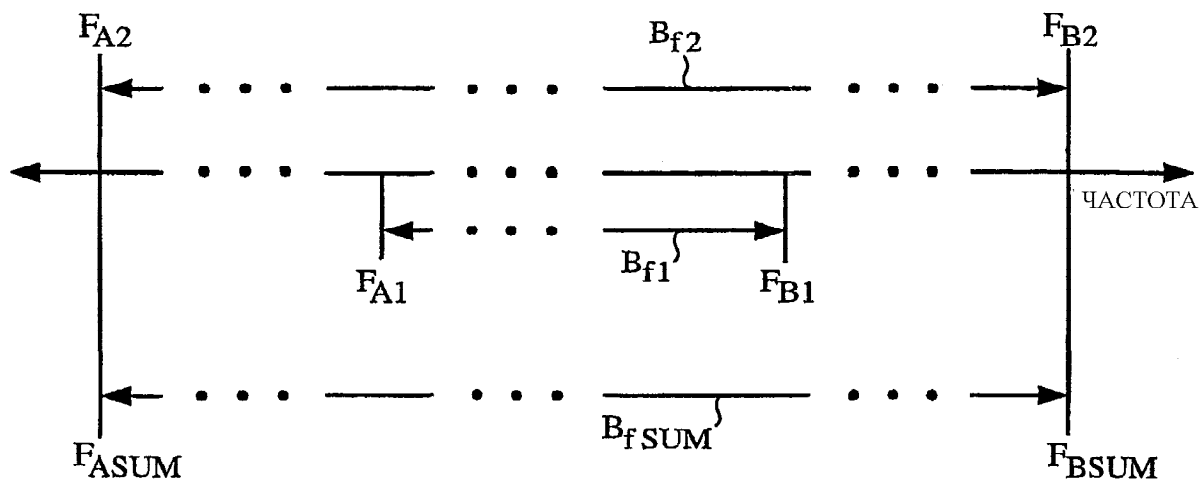
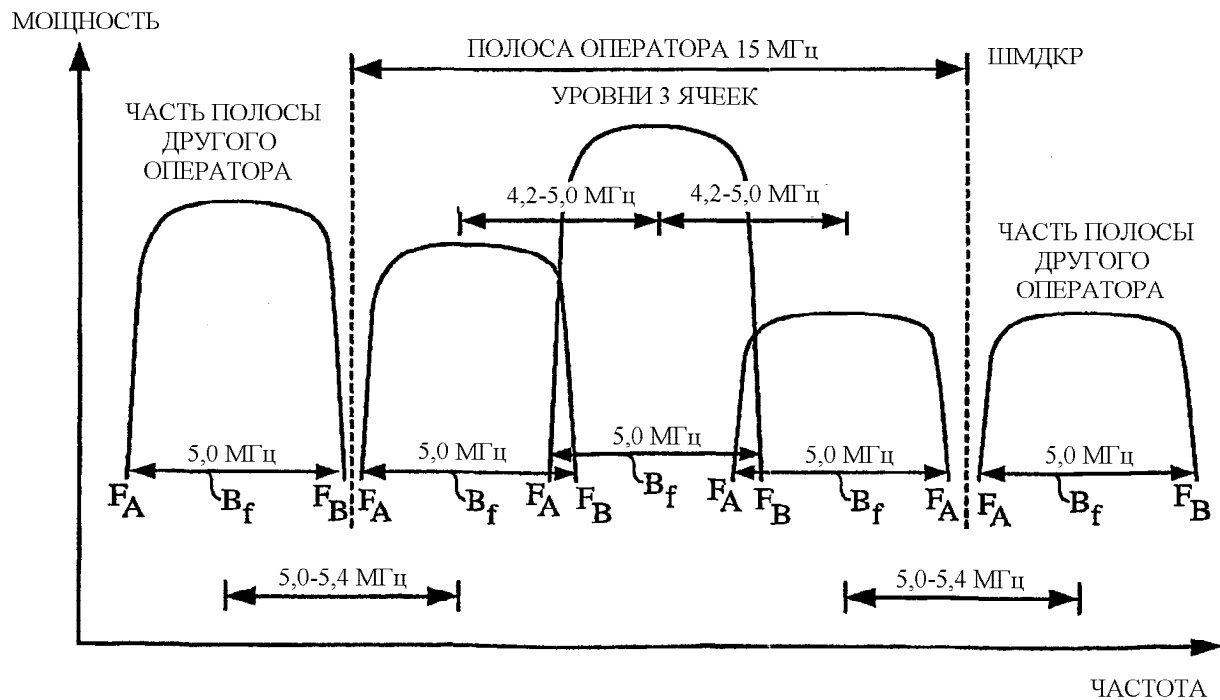
(УРОВЕНЬ
ТЕХНИКИ)

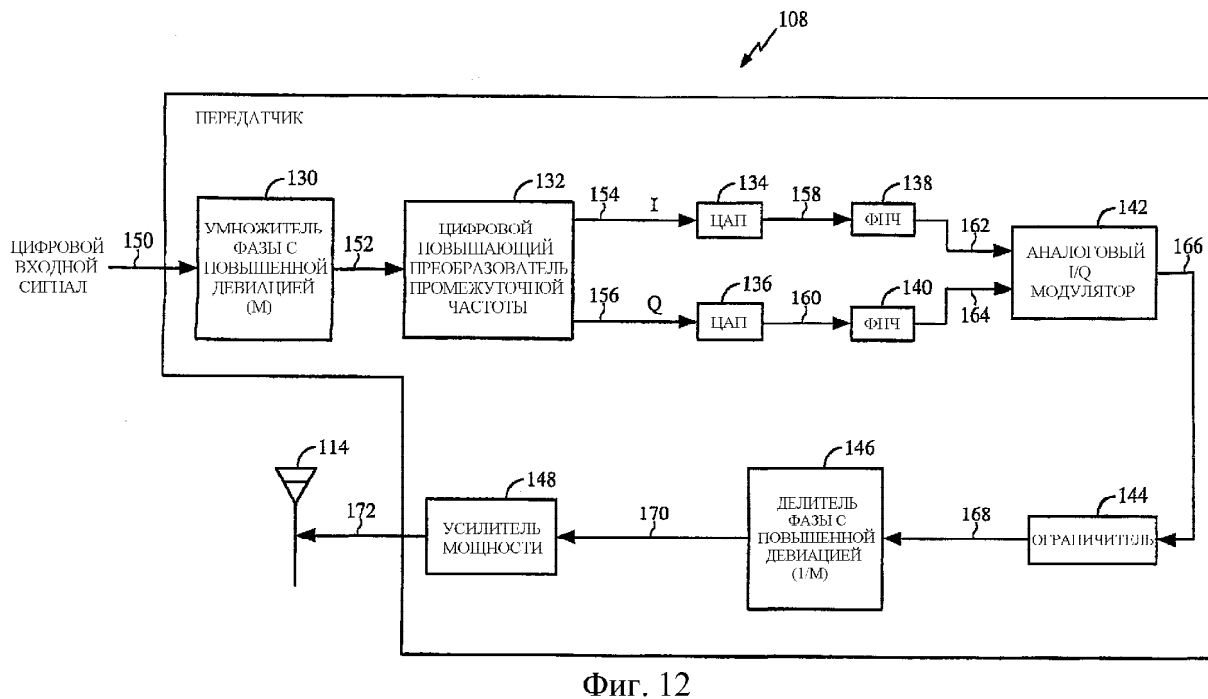
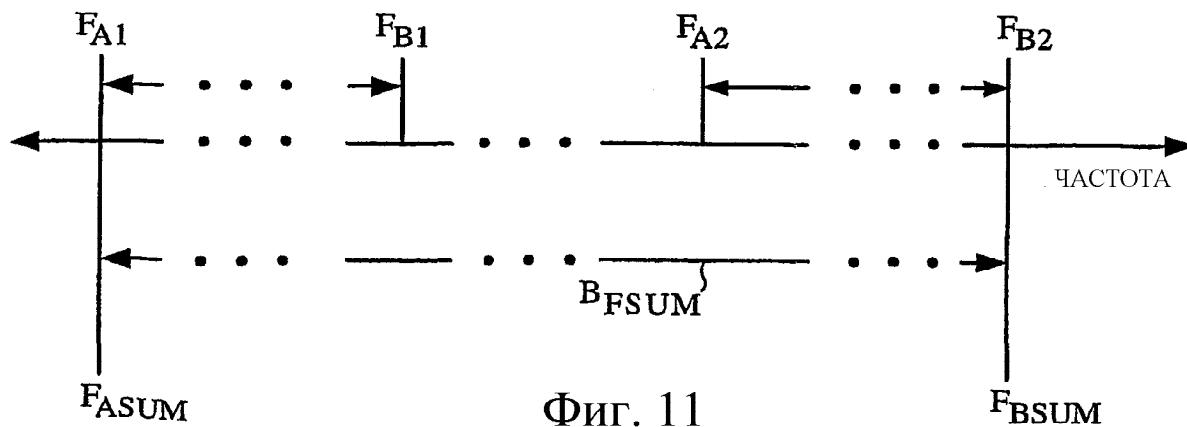
Фиг. 5

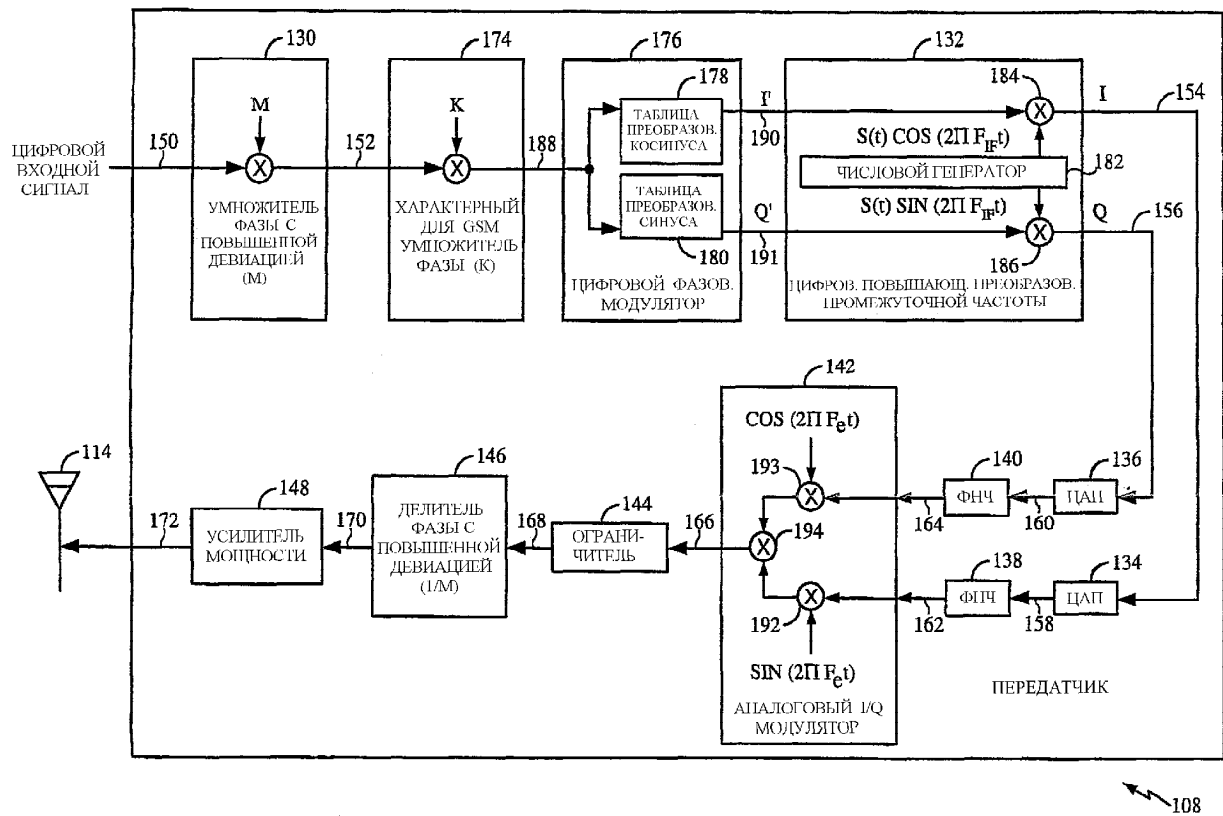


(УРОВЕНЬ
ТЕХНИКИ)

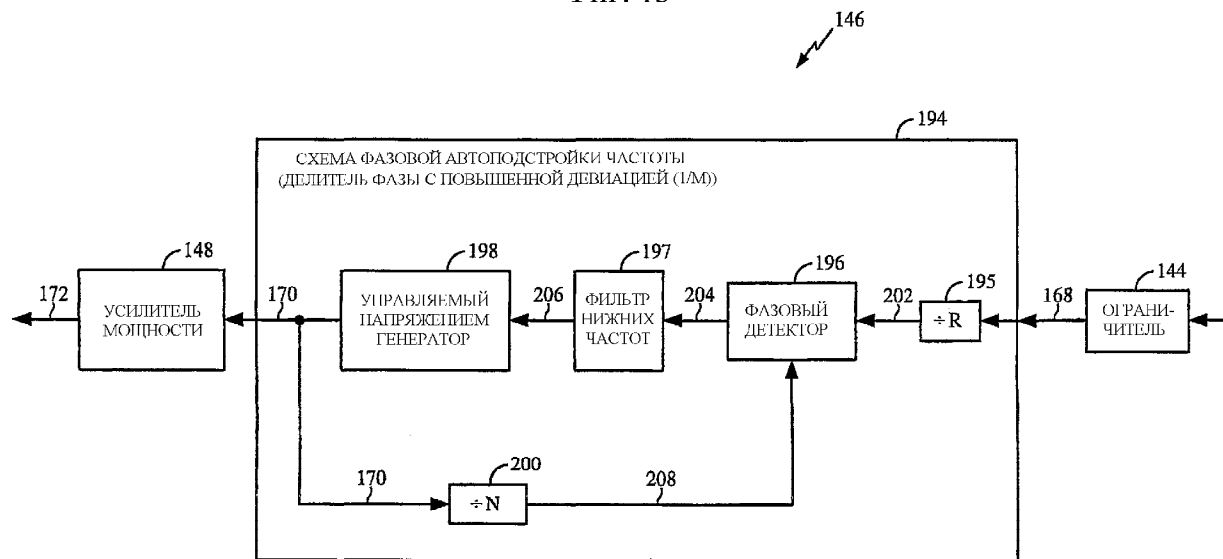
Фиг. 6







Фиг. 13



Фиг. 14

