



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ**

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ(21)(22) Заявка: **2011101750/08, 19.01.2011**(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
19.01.2011

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: **19.01.2011**(45) Опубликовано: **10.05.2012** Бюл. № 13(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **RU 2246181 С2, 10.02.2005. SU 751295 А1, 30.07.1986. SU 1840438 А1, 10.03.2007. EP 1656743 В1, 17.01.2007. EP 1658680 В1, 17.01.2007. EP 1647098 В1, 21.02.2007.**

Адрес для переписки:

**109074, Москва, Китайгородский пр-д, 9,
ФГБОУ ВПО Военная академия РВСН имени
Петра Великого МО РФ**

(72) Автор(ы):

**Моисеев Василий Фёдорович (RU),
Савельева Марина Викторовна (RU),
Сивов Виктор Андреевич (RU)**

(73) Патентообладатель(и):

**Федеральное государственное военное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования Военная
академия Ракетных войск стратегического
назначения имени Петра Великого МО
РФ (RU)****(54) УСТРОЙСТВО СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ПО НЕСУЩЕЙ И ТАКТОВОЙ ЧАСТОТАМ В СИСТЕМАХ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ В УСЛОВИЯХ БОЛЬШОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТ В КАНАЛЕ СВЯЗИ**

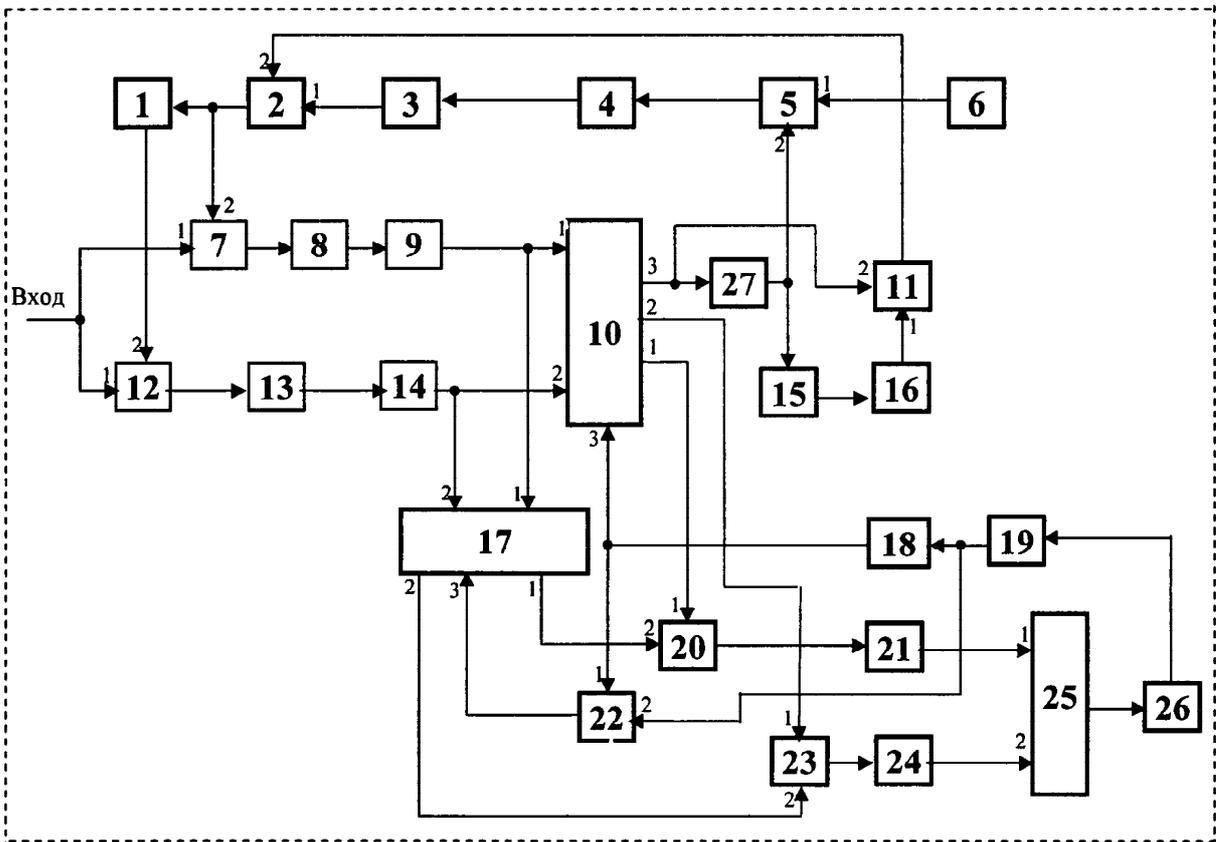
(57) Реферат:

Устройство синхронизации приемных устройств по несущей и тактовой частотам в системах с кодовым разделением каналов в условиях большой нестабильности частот в канале связи относится к области радиосвязи и может найти применение в системах беспроводного доступа, системах наземной подвижной и спутниковой связи. Достижимый технический результат - обеспечение синхронизации приемника по несущей и тактовой частотам передатчика в многоканальных системах связи с кодовременным разделением каналов, работающих в условиях больших частотных расстройек принимаемых сигналов и жестких

ограничений на энергетику. Устройство содержит управляемый генератор, управляющий элемент, два смесителя, три фильтра нижних частот, фильтр фазового детектора, фазовый детектор, опорный генератор, два полосовых фильтра, два аналого-цифровых преобразователя, цифроаналоговый преобразователь, два коррелятора, устройство цифровой обработки, частотный дискриминатор, компаратор, сумматор по модулю два, генератор псевдослучайной последовательности, управляемый тактовый генератор, пять перемножителей, фильтр петли слежения за задержкой ПСП и сумматор. 3 ил.

RU 2 4 5 0 4 4 6 С 1

RU 2 4 5 0 4 4 6 С 1



Фиг. 1

RU 2 4 5 0 4 4 6 C 1

RU 2 4 5 0 4 4 6 C 1



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21)(22) Application: 2011101750/08, 19.01.2011

(24) Effective date for property rights:
19.01.2011

Priority:

(22) Date of filing: 19.01.2011

(45) Date of publication: 10.05.2012 Bull. 13

Mail address:

109074, Moskva, Kitajgorodskij pr-d, 9, FGVOU
VPO Voennaja akademija RVSN imeni Petra
Velikogo MO RF

(72) Inventor(s):

**Moiseev Vasilij Fedorovich (RU),
Savel'eva Marina Viktorovna (RU),
Sivov Viktor Andreevich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Federal'noe gosudarstvennoe voennoe
obrazovatel'noe uchrezhdenie vysshego
professional'nogo obrazovaniya Voennaja
akademija Raketnykh vojsk strategicheskogo
naznachenija imeni Petra Velikogo MO RF (RU)**

(54) **DEVICE TO SYNCHRONISE RECEIVING DEVICES BY CARRIER AND CLOCK FREQUENCIES IN SYSTEMS WITH CODE DIVISION OF CHANNELS UNDER HIGH INSTABILITY OF FREQUENCIES IN COMMUNICATION CHANNEL**

(57) Abstract:

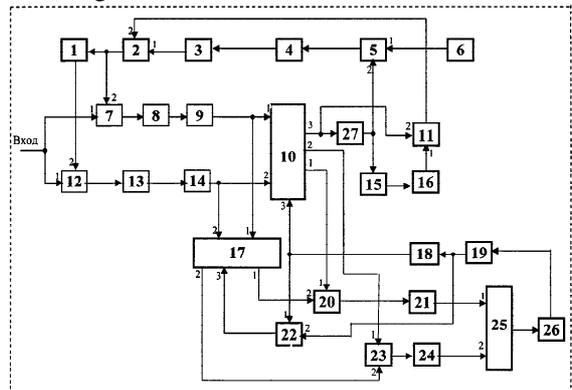
FIELD: radio engineering.

SUBSTANCE: device comprises a controlled generator, a control element, two mixers, three low-pass filters, a phase detector filter, a phase detector, a reference generator, two bandpass filters, two analogue-digital converters, a digital-to-analogue converter, two correlators, a digital processing device, a frequency discriminator, a comparator, a summator by module two, a generator of pseudorandom sequence, a controlled clock-pulse generator, five multipliers, a filter of a loop to track PSP delay and a summator.

EFFECT: invention provides for synchronisation of a receiver by carrier and clock-pulse frequencies of a transmitter in multichannel communications systems with a code-time division of channels

operating under conditions of higher frequency detunes of received signals and rigid limitations of power generation.

3 dwg



Фиг. 1

RU 2 450 446 C1

RU 2 450 446 C1

Изобретение относится к области радиосвязи и может найти применение в системах беспроводного доступа, системах наземной подвижной и спутниковой связи.

Известны системы сотовой и спутниковой связи, использующие псевдослучайные сигналы, а именно: система сотовой подвижной связи стандарта IS-95 на основе
 5 технологии многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР) (в иностранной терминологии - CDMA); система спутниковой связи «Глобалстар» (США), SAT-CDMA (Ю. Корея), SW-CDMA (Европейское космическое агентство-ESA) [1], а также перспективные системы с МДКР, такие как CDMA-450, CDMA-2000
 10 и WCDMA. Эффективное функционирование данных систем во многом зависит от обеспечения синхронной работы их передающих и приемных устройств, которая может быть нарушена как вследствие взаимной нестабильности частот передаваемых и опорных сигналов приемника, так и вследствие эффекта Доплера.

Нестабильность частот, обусловленная указанными выше факторами, является
 15 серьезной причиной, которая затрудняет синхронизацию передающих и приемных устройств по несущей и тактовой частотам.

Известно, что если величина абсолютной нестабильности несущей частоты в канале связи соизмерима с тактовой частотой формирования сигнала преамбулы F_T , то имеет
 20 место паразитная модуляция сигнала преамбулы, что значительно затрудняет установление тактовой синхронизации приемника из-за значительного числа ошибочно принятых символов. Например, если несущая частота f_n равна 14 ГГц, а ее относительная нестабильность δ_n равна 10^{-7} , то абсолютная нестабильность f_n
 25 составит $\Delta f_n = \pm f_n \delta_n = \pm 1,4$ кГц. Тогда при $F_T = 7$ кГц и использовании фазовой или относительной фазовой модуляции каждый 5 принятый символ будет ошибочным ($F_T / \Delta f_n = 7 / 1,4 = 5$). Столь высокая частота возникновения ошибок из-за нестабильности частот на этапе синхронизации приемника недопустима, поэтому для обеспечения синхронной работы приемо-передающих устройств (устранения частотной расстройки
 30 принимаемого сигнала и сигнала управляемого генератора приемника) необходимо применять специальные меры.

В упомянутых выше системах синхронизация приемников по несущей и тактовой частотам осуществляется по информации (сигналу), содержащейся в преамбуле (и на
 35 интервале преамбулы), которая передается в начале сеанса связи.

Так, для устранения незначительной частотной расстройки принимаемого сигнала и сигнала управляемого генератора в известных системах широко используются системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако при малых отношениях
 40 с/ш в информационном канале, в условиях большой нестабильности и ограничениях на время установления синхронизации при заданной длительности преамбулы, использование ФАПЧ может оказаться проблематичным.

Например, пусть длительность преамбулы $T_{пр} = 16$ мс, время установления синхронизации по несущей частоте $T_{сч} = 4$ мс, тактовая частота формирования сигнала преамбулы $F_T = 7$ кГц, требуемое отношение с/ш на выходе схемы ФАПЧ ≥ 17 дБ,
 45 вероятность ошибки на бит принятой информации равна 10^{-3} , что соответствует отношению с/ш в информационном канале 3 дБ, несущая частота f_n равна 14 ГГц, а относительная нестабильность несущей частоты δ равна 10^{-7} , тогда значение абсолютной величины нестабильности частоты f_n составит $\Delta f_n = \pm 1,4$ кГц, т.е.
 50 максимальный диапазон изменения несущей частоты f_n составит 2,8 кГц.

Тогда, исходя из динамики работы ФАПЧ ее постоянная времени τ должна обеспечивать завершение переходных процессов в схеме и составлять от времени

установления синхронизации по несущей частоте величину $\leq 0,5T_{сч}$. Для нашего случая $\tau=0,5T_{сч}=2$ мс. Тогда полоса пропускания ФАПЧ будет составлять

$$\Delta F_{ФАП} = \frac{1}{\tau} = 500 \text{ Гц},$$

т.е. не более 1 кГц. При этих значениях отношение с/ш на выходе ФАПЧ будет в 14 раз

$$\left(\frac{F_T}{\Delta F_{ФАП}} = \frac{7}{0,5} \right)$$

Учитывая, что отношение с/ш в информационном канале составляет 3 дБ, отношение с/ш на выходе ФАПЧ будет составлять $(11+3)=14$ дБ. Из приведенных расчетов следует, что отношение с/ш на выходе ФАПЧ не достигает требуемого значения на 3 дБ, а полоса схватывания не перекрывает полосу максимального расхождения частот несущей и гетеродина. Следовательно, схема не может обеспечить требуемых характеристик синхронизации по несущей частоте.

Чтобы обеспечить требуемое качество синхронизации (отношение с/ш на выходе ФАПЧ должно быть ≥ 17 дБ), необходимо уменьшить полосу пропускания ФАПЧ в 2 раза, т.е. она будет составлять 0,250 кГц. Это приведет к изменению постоянной времени ФАПЧ τ с 2 мс до 4 мс и времени установления синхронизации $T_{сч}$ с 4 до 8 мс. Т.е. время установления синхронизации будет равно половине длительности преамбулы, что значительно усложнит решение задач обнаружения сигнала и тактовой синхронизации на интервале преамбулы. Кроме того, полоса схватывания при этом не может превышать $2\Delta F_{ФАП}$ (т.е. не более 500 Гц) при максимальном диапазоне изменения несущей частоты f_H в 2,8 кГц.

Целью настоящего изобретения является разработка устройства, позволяющего обеспечить синхронизацию приемника по несущей и тактовой частотам передатчика в многоканальных системах связи с кодовременным разделением каналов, работающих в условиях больших частотных расстройках принимаемых сигналов и жестких ограничений на энергетику.

Наиболее близким к предлагаемому изобретению является устройство [2, с.194, рис.б.6], включающее два квадратурных канала, первый из которых состоит из последовательно соединенных первого смесителя, первого усилителя, первого согласованного фильтра и первого квадратичного детектора, а второй квадратурный канал - из последовательно соединенных второго смесителя, второго усилителя, второго согласованного фильтра и второго квадратичного детектора, а также сумматор, выход которого является выходом устройства, фазовращатель на $\pi/2$ и гетеродин, при этом первые входы первого и второго смесителей объединены и являются входом устройства, выход гетеродина соединен со вторым входом первого смесителя и через фазовращатель на $\pi/2$ - со вторым входом второго смесителя, выход первого квадратичного детектора соединен с первым входом сумматора, а выход второго квадратичного детектора - со вторым входом сумматора.

Указанная цель достигается тем, что в известное устройство, включающее два квадратурных канала, первый из которых состоит из последовательно соединенных первого смесителя, первого усилителя, первого согласованного фильтра и первого квадратичного детектора, а второй квадратурный канал - из последовательно соединенных второго смесителя, второго усилителя, второго согласованного фильтра и второго квадратичного детектора, а также сумматор, выход которого является выходом устройства, фазовращатель на $\pi/2$ и гетеродин, при этом первые входы первого и второго смесителей объединены и являются входом устройства, выход

гетеродина соединен со вторым входом первого смесителя и через фазовращатель на $\pi/2$ - со вторым входом второго смесителя, выход первого квадратичного детектора соединен с первым входом сумматора, а выход второго квадратичного детектора - со вторым входом сумматора, внесены следующие изменения:

5 исключены сумматор и гетеродин, в первом квадратурном канале исключены первый усилитель, первый согласованный фильтр и первый квадратичный детектор, а во втором квадратурном канале - второй усилитель, второй согласованный фильтр и второй квадратичный детектор, а также введены новые элементы и соответствующие

10 связи между ними, а именно:

 в первый квадратурный канал дополнительно введены последовательно соединенные первый полосовой фильтр и первый аналого-цифровой преобразователь, причем вход первого полосового фильтра соединен с выходом первого смесителя, а

15 выход первого аналого-цифрового преобразователя - с первыми входами первого и второго корреляторов, а во второй квадратурный канал дополнительно введены последовательно соединенные второй полосовой фильтр и второй аналого-цифровой преобразователь, причем вход второго полосового фильтра соединен с выходом

20 второго смесителя, а выход второго аналого-цифрового преобразователя - со вторыми входами первого и второго корреляторов, каждый из которых включает в себя последовательно соединенные первый перемножитель, первый вход которого является первым входом коррелятора, и первый фильтр верхних частот, выход которого соединен с первым входом второго перемножителя и является первым

25 выходом коррелятора, а также последовательно соединенные третий перемножитель, первый вход которого является вторым входом коррелятора, и второй фильтр верхних частот, выход которого соединен с вторым входом второго перемножителя и является вторым выходом коррелятора, выход второго перемножителя соединен с входом первого фильтра нижних частот, выход которого является третьим выходом

30 коррелятора, вторые входы первого и третьего перемножителей объединены и являются третьим входом коррелятора, также дополнительно введены последовательно соединенные опорный гетеродин, фазовый детектор, фильтр фазового детектора, управляющий элемент и управляемый генератор, выход которого соединен с входом фазовращателя на $\pi/2$ и со вторым входом первого смесителя,

35 последовательно соединенные четвертый перемножитель, первый вход которого соединен с первым выходом первого коррелятора, а его второй вход - с первым выходом второго коррелятора, и второй фильтр нижних частот, выход которого соединен с первым входом сумматора, и последовательно соединенные пятый

40 перемножитель, первый вход которого соединен со вторым выходом первого коррелятора, а его второй вход - со вторым выходом второго коррелятора, и третий фильтр нижних частот, выход которого соединен со вторым входом сумматора, выход которого соединен с входом фильтра петли слежения за задержкой ПСП, а также сумматор по модулю два, выход которого соединен с третьим входом второго

45 коррелятора, и последовательно соединенные управляемый тактовый генератор, вход которого соединен с выходом фильтра петли слежения за задержкой ПСП, и генератор псевдослучайной последовательности, выход которого соединен с третьим

50 входом первого коррелятора и первым входом сумматора по модулю два, последовательно соединенные частотный дискриминатор, компаратор, устройство цифровой обработки, выход которого соединен со вторым входом управляемого генератора, третий выход первого коррелятора соединен с входом цифроаналогового преобразователя и вторым входом устройства цифровой обработки, выход

цифроаналогового преобразователя соединен с входом частотного дискриминатора и вторым входом фазового детектора, второй вход сумматора по модулю два соединен с выходом управляемого тактового генератора.

5 Отличительными признаками предлагаемого устройства являются введенные в его схему новые элементы, а именно: управляемый генератор, управляющий элемент, три
 10 фильтра нижних частот, фильтр фазового детектора, фазовый детектор, опорный генератор, два полосовых фильтра, два аналого-цифровых преобразователя, цифроаналоговый преобразователь, два коррелятора, устройство цифровой
 15 обработки, частотный дискриминатор, компаратор, сумматор по модулю два, генератор псевдослучайной последовательности, управляемый тактовый генератор, пять перемножителей, фильтр петли слежения за задержкой ПСП и сумматор, а также соответствующие связи между ними, благодаря чему удастся обеспечить
 20 синхронизацию приемника по несущей и тактовой частотам передатчика в многоканальных системах связи с кодовременным разделением каналов, работающих в условиях больших частотных расстройках принимаемых сигналов и ограничений на энергетику, что соответствует критерию «новизна».

Поскольку совокупность введенных элементов и их связи до даты подачи заявки в патентной и научной литературе не обнаружены, то предлагаемое техническое
 25 решение соответствует «изобретательскому уровню».

Структурная схема устройства синхронизации представлена на фиг.1, а на фиг.2 представлена структурная схема коррелятора.

Позициями на фиг.1 обозначены:

- 25 1 - фазовращатель на $\pi/2$ (ФВ);
 2 - управляемый генератор (УГ);
 3 - управляющий элемент (УЭ);
 4 - фильтр фазового детектора (ФФД);
 30 5 - фазовый детектор (ФД);
 6 - опорный генератор (ОГ);
 7, 12 - смеситель (См);
 8, 13 - полосовой фильтр (ПФ);
 9, 14 - аналого-цифровой преобразователь (АЦП);
 35 10, 17 - коррелятор (Кр);
 11 - устройство цифровой обработки (УЦО);
 15 - частотный дискриминатор (ЧД);
 16 - компаратор (К);
 40 18 - генератор псевдослучайной последовательности (ГенПСП);
 19 - управляемый тактовый генератор (УТГ);
 20, 23 - перемножитель (П);
 21, 24 - фильтр нижних частот (ФНЧ);
 22 - сумматор по модулю два (Сум2);
 45 25 - сумматор (Сум);
 26 - фильтр петли слежения за задержкой ПСП (ФСЗ);
 27 - цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

Позициями на фиг.2 обозначены:

- 50 29, 31, 33 - перемножитель (П);
 28, 32 - фильтр верхних частот (ФВЧ);
 30 - фильтр нижних частот (ФНЧ).

Работу устройства рассмотрим по структурной схеме, которая представлена на

фиг.1, при следующих условиях:

1. Входной сигнал имеет заданную структуру, а именно: преамбулу, за которой следует маркер, за маркером следует служебная и управляющая информация и, наконец, последовательность канальных интервалов для размещения информации пользователей сети связи.

2. Синхронизация опорной частоты управляемого генератора (2) $\omega_{y\Gamma}$ по принятой несущей ω_n на приемной стороне осуществляется по информации, содержащейся в сигнале преамбулы. Причем будем считать, что приемное устройство вошло в синхронизм по частоте с передающим устройством, если $|\omega_n - \omega_{y\Gamma}| = \frac{\omega_{ог}}{2}$, где $\omega_{ог}$ -

частота опорного генератора (6). Преамбула представляет собой интервал определенной длительности $T_{пр}$, заполненный несущей частотой ω_n , которая промодулирована меандром (меандр - последовательность разнополярных импульсов, частота следования которых задает тактовую частоту последующих информационных и служебных сообщений).

3. Для обеспечения синхронизации в сети связи и кодового разделения каналов (сигналов), а также для повышения помехозащищенности передаваемый сигнал дополнительно кодируется периодической псевдослучайной последовательностью (ПСП) (применительно к преамбуле происходит сложение по модулю два псевдослучайной последовательности с последовательностью разнополярных импульсов преамбулы (с меандром)). Чтобы гарантировать неискаженную свертку ПСП в приемнике, длина ПСП N выбирается равной или меньшей длительности тактового импульса преамбулы (импульса меандра).

4. Устройство синхронизировано по ПСП обнаружителем, который в данном случае не рассматривается и не является предметом изобретения. Точность синхронизации по ПСП находится в пределах длительности одного элемента ПСП.

Пусть на вход устройства (смесители (7) и (12)) поступает сигнал преамбулы вида

$$U_{вх}(t) = A_m \cos(\omega_n t - \psi) + n(t) \cos(\omega_n t - \psi),$$

где A_m - амплитуда сигнала;

ω_n - угловая несущая частота;

$\psi = (\psi_0 + \alpha\lambda + \beta\pi)$ - фаза сигнала;

ψ_0 - начальная фаза сигнала;

$\alpha\lambda$ - приращение фазы, определяемое элементами ПСП;

$\beta\pi$ - приращение фазы, определяемое элементами меандра;

α - коэффициент, принимающий значения 0 или 1 в соответствии со структурой ПСП;

β - коэффициент, принимающий значения 0 или 1 в соответствии со структурой меандра на интервале длительности преамбулы;

$n(t)$ - нормальный гауссов шум с дисперсией σ^2 и нулевым математическим ожиданием, т.е. $\overline{n(t)} = 0$,

а на вторые входы смесителей (7) и (12) поступает сигнал от УГ (2), причем на второй вход См (7) сигнал от УГ (2) поступает непосредственно и имеет вид $\cos(\omega_{y\Gamma} t)$, а на второй вход См (12) - через ФВ (1) и имеет вид $\sin(\omega_{y\Gamma} t)$.

В смесителях (7) и (12) происходит перемножение сигналов. Учитывая, что $2\cos\mu \cdot \cos\nu = \cos(\mu+\nu) + \cos(\mu-\nu)$ и $2\sin\mu \cdot \cos\nu = \sin(\mu+\nu) + \sin(\mu-\nu)$ [3, стр.208], а $\mu = \omega_{y\Gamma} t$; $\nu = \omega_n t - \psi$; $\cos(-\xi) = \cos(\xi)$ и $\sin(-\xi) = -\sin(\xi)$, на выходе См (7) появится сигнал вида

$$U_c(t) = [A_m \cos(\omega_n t - \psi) + n(t) \cos(\omega_n t - \psi)] \cos \omega_{yr} t = \\ = \frac{A_m}{2} \{ \cos[(\omega_n + \omega_{yr})t - \psi] + \cos[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] \} + \frac{n(t)}{2} \{ \cos[(\omega_n + \omega_0)t - \psi] + \cos[(\omega_n - \omega_0)t - \psi] \};$$

а на выходе СМ (12) сигнал вида

$$U_s(t) = [A_m \cos(\omega_n t - \psi) + n(t) \cos(\omega_n t - \psi)] \sin \omega_{yr} t = \\ = \frac{A_m}{2} \{ \sin[(\omega_n + \omega_{yr})t - \psi] - \sin[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] \} + \frac{n(t)}{2} \{ \sin[(\omega_n + \omega_0)t - \psi] - \sin[(\omega_n - \omega_0)t - \psi] \}.$$

Составляющие суммарной частоты подавляются ПФ (8) и (13), а составляющие разностной частоты свободно проходят через эти фильтры и поступают на соответствующие входы АЦП (9) и (14). Сигнал на входе АЦП (9) имеет вид

$$U_c(t) = \frac{A_m}{2} \cos[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] + \frac{n(t)}{2} \cos[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] = \frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t - \psi) + \frac{n(t)}{2} \cos(\Delta\omega t - \psi),$$

а на входе АЦП (14)

$$U_s(t) = -\frac{A_m}{2} \sin[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] - \frac{n(t)}{2} \sin[(\omega_n - \omega_{yr})t - \psi] = -\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t - \psi) - \frac{n(t)}{2} \sin(\Delta\omega t - \psi),$$

$$\text{где } \Delta\omega = \omega_n - \omega_{yr} = \frac{\omega_{ор}}{2} \pm \Delta_p;$$

Δ_p - величина расстройки частот ω_n и ω_{yr} (сверх $\frac{\omega_{ор}}{2}$), которую необходимо

компенсировать, чтобы обеспечить синхронизацию по несущей частоте.

В АЦП (9) и (14) сигнал разностной частоты преобразуется в цифровую форму, т.е. аналоговая входная величина преобразуется в соответствующее число. На выходе АЦП (9) сигнал имеет вид

$$U_{ci}(t_i) = \frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i) + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i), \quad (1)$$

а на выходе АЦП (14) -

$$U_{si}(t_i) = -\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i) - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i), \quad (2)$$

где i - порядковый номер выборки на интервале ПСП. Причем i принимает значения от 1 до L , а $L \geq 2N$, где N - число элементов ПСП;

$n(t_i)$ - шумовая составляющая с параметрами: $\overline{n(t_i)} = 0$, $\overline{n(t_i) \cdot n(t_j)} = 0$, где j -

порядковый номер выборки, отличный от i ;

$$\overline{n^2(t_i)} = \sigma^2.$$

Сигналы (1) и (2) с выходов АЦП (9) и (14) в цифровой форме поступают на входы корреляторов (10) и (17) соответственно.

Работа схемы по установлению синхронизации по несущей и тактовой частотам. В корреляторе (10) (см. фиг.2) сигнал (1) поступает на его первый вход, который является первым входом П (33), а сигнал (2) - на его второй вход, который является первым входом П (31), а на третий вход Кр (10), который одновременно является вторыми входами П (33) и П (31), поступает сигнал ПСП, аналогичный ПСП, наложенной на сигнал меандра на передающей стороне. За счет квадратурной обработки сигналов в П (33) и (31) имеет место свертка ПСП, т.е. ее компенсация. С выходов П (33) и П (31) сигналы поступают на соответствующие входы ФВЧ (28) и ФВЧ (32), которые обеспечивают прохождение полезного сигнала и задерживают побочные продукты преобразования, в результате чего на выходе ФВЧ (28) сигнал (1) будет иметь вид

$$U_{ci}(t_i) = \frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i), \quad (3)$$

а на выходе ФВЧ (32) сигнал (2) будет иметь вид

$$U_{si}(t_i) = -\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i), \quad (4)$$

где $\psi'_i = (\psi_0 + \beta\pi)$.

5 Сигнал (3) с выхода ФВЧ (28) поступает на первый вход П (29) и на первый выход Кр (10), а сигнал (4) с выхода ФВЧ (32) - на второй вход П (29) и на второй выход Кр (10). В результате перемножения в П (29) происходит свертка меандра, а также появляется сигнал, который несет информацию о величине рассогласования ω_H и $\omega_{yГ}$

$$\begin{aligned} U_{ci}(t_i) \cdot U_{si}(t_i) &= \\ 10 &= \left[\frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right] \cdot \left[-\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right] = \\ &= \left(-\frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \cdot \frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right) + \left(-\frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \cdot \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right) + \\ 15 &+ \left(-\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \cdot \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right) + \left(\frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \cdot -\frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \right) = \quad (5) \\ &= -\frac{A_m^2}{4} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) - \frac{A_m n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i) - \\ 20 &- \frac{n^2(t_i)}{4} \cos(\Delta\omega t_i - \psi'_i) \sin(\Delta\omega t_i - \psi'_i). \end{aligned}$$

Учитывая, что $2\sin\mu \cdot \cos\nu = \sin(\mu+\nu) + \sin(\mu-\nu)$ [3, стр.208], а $\mu = \Delta\omega t_i - \psi'_i$;

$\nu = \Delta\omega t_i - \psi'_i$ и $\beta=0$ после приведения подобных членов выражение (5) примет вид

$$\begin{aligned} 25 &- \frac{A_m^2}{4} \cdot \frac{1}{2} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{A_m n(t_i)}{2} \cdot \frac{1}{2} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{n^2(t_i)}{4} \cdot \frac{1}{2} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] = \\ &= -\frac{A_m^2}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{A_m n(t_i)}{4} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{n^2(t_i)}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)]. \quad (6) \end{aligned}$$

30 Сигнал (6) с выхода П (29) подается на вход ФНЧ (30), который обеспечивает усреднение входного сигнала. Тогда на выходе ФНЧ (30) появится сигнал вида

$$\begin{aligned} \overline{U_{ci}(t_i) \cdot U_{si}(t_i)} &= -\frac{A_m^2}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{A_m n(t_i)}{4} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{n^2(t_i)}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] = \\ &= -\frac{A_m^2}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{A_m n(t_i)}{4} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{n^2(t_i)}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] \end{aligned}$$

35 Поскольку $\overline{n(t_i)} = 0$, а $\overline{n^2(t_i)} = \sigma^2$, то

$$\begin{aligned} \overline{U_{ci}(t_i) \cdot U_{si}(t_i)} &= -\frac{A_m^2}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] - \frac{\sigma^2}{8} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] = \\ 40 &= -\frac{1}{4} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)] \left\{ \frac{A_m^2}{2} + \frac{\sigma^2}{2} \right\} = -\frac{1}{4} \left\{ P_c + \frac{P_{ш}}{2} \right\} [\sin(2\Delta\omega t_i - 2\psi_0)], \quad (7) \end{aligned}$$

где $P_c = \frac{A_m^2}{2}$ - мощность сигнала;

$P_{ш} = \sigma^2$ - мощность помехи.

45 Из анализа выражения (7) следует, что на третьем выходе коррелятора (10) присутствует вторая гармоника разности частот ω_H и $\omega_{yГ}$, т.е. $2\Delta\omega$, которая несет информацию о величине и знаке рассогласования несущей частоты и частоты управляемого генератора.

50 Работа схемы по обеспечению синхронизации по несущей частоте. Сигнал вида (7) с выхода 3 коррелятора (10) подается на вход 2 УЦО (11) непосредственно, а через ЦАП (27) - на вход частотного дискриминатора (15) и на второй вход фазового детектора (5). На первый вход ФД (5) подается сигнал от ОГ (6) с частотой $\omega_{ог}$.

а) Работа схемы при малых частотных расстройках. При малых частотных расстройках расхождение частот $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{уГ}}$ не превышает значений

$$|\omega_{\text{н}} - \omega_{\text{уГ}}| = \frac{\omega_{\text{ог}}}{2} + \frac{2\pi\Delta f_{\text{сх}}}{2}, \text{ где } \Delta f_{\text{сх}} \text{ - полоса схватывания фазового детектора (5). В}$$

5 этом случае устранение частотной расстройки осуществляется системой ФАПЧ, основными элементами которой являются опорный генератор (6), фазовый детектор (5), фильтр фазового детектора (ФФД) (4), управляющий элемент (3), а также элементы устройства, формирующие промежуточную частоту. Система ФАПЧ
10 осуществляет точную подстройку частоты. Сигнал, поступивший на второй вход ФД (5) с выхода 3 Кр (10), в фазовом детекторе сравнивается с сигналом, который подается на его первый вход от ОГ (6). Результатом сравнения является управляющий сигнал, который появляется на выходе ФД (5) и подается на вход ФФД (4). Величина этого сигнала пропорциональна значению частотной расстройки, а знак зависит от
15 соотношения частот $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{уГ}}$. После фильтрации в ФФД (4) сигнал подается на вход УЭ (3), который осуществляет подстройку УГ (2), обеспечивая тем самым синхронизацию приемного и передающего устройств по несущей частоте.

б) Работа схемы при больших частотных расстройках. Большие частотные расстройки - это расстройки, при которых значение $|f_{\text{н}} - f_{\text{уГ}}| > \frac{f_{\text{ог}} + \Delta f_{\text{сх}}}{2}$. В этом

случае сигнал (7) находится вне полосы захвата системы ФАПЧ и она не работает. В работу вступает система «грубой» подстройки частоты $f_{\text{уГ}}$ под частоту $f_{\text{н}}$. Система включает в себя ЧД (15), К (16) и УЦО (11).

25 Частотный дискриминатор на основе сигнала, поступившего на его вход, на своем выходе формирует сигнал положительной (если $f_{\text{н}} > f_{\text{уГ}}$) или отрицательной (если $f_{\text{н}} < f_{\text{уГ}}$) полярности. Знак полярности фиксируется компаратором (16) и с выхода К (16) подается на первый вход УЦО (11).

30 УЦО (11) выполняет функцию спектроанализатора на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (т.е. реализует гребенку узкополосных фильтров в диапазоне частот от $(f_{\text{ог}} - 2\Delta f)$ до $(f_{\text{ог}} + 2\Delta f)$, где $2\Delta f$ - максимальное значение величины абсолютной нестабильности генераторов передатчика и приемника по второй гармонике разности частот $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{уГ}}$ (см. выражение 7), с полосой пропускания каждого фильтра $\Delta f_{\text{фГ}}$,
35 величина которой определяется требованиями к разрешающей способности и точности спектрального анализа) [4]. Сигнал, поступивший на второй вход УЦО (11), выделяется одним из фильтров гребенки. Появление сигнала на выходе соответствующего фильтра гребенки говорит о величине рассогласования $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{уГ}}$. На
40 основе информации о величине и знаке рассогласования на выходе УЦО (11) появляется управляющий сигнал, который поступает на второй вход УГ (2) и подстраивает его частоту в соответствии с принятой несущей («грубая» настройка), что приводит к уменьшению частотной расстройки генераторов передатчика и приемника. «Грубая» настройка позволяет установить значение

$$|\omega_{\text{н}} - \omega_{\text{уГ}}| = \frac{\omega_{\text{ог}}}{2} + \frac{2\pi\Delta f_{\text{сх}}}{2}. \text{ Далее в работу вступает система ФАПЧ и устраняет}$$

оставшуюся часть частотной расстройки («точная» настройка).

Работа схемы по обеспечению синхронизации по тактовой частоте ПСП.

50 Сначала рассмотрим работу схемы при условии, что принятая ПСП и ПСП, выработанная генератором ПСП (18) приемника, совпадают. В корреляторе (17) (см. фиг.2) сигнал (1) поступает на его первый вход, который является первым входом П (27), а сигнал (2) - на его второй вход, который является первым входом П (31). На

третий вход Кр (17), который одновременно является вторыми входами П (27) и П (31), поступает сигнал с выхода См2 (22). Этот сигнал является результатом сложения по модулю два двух сигналов (см фиг.3в): сигнала ПСП (см. фиг.3а), который подается с выхода ГенПСП (18) на первый вход См2 (22), и сигнала тактовой частоты ПСП (см. фиг.3б), который подается на второй вход См2 (22) с выхода УТГ (19). За счет квадратурной обработки сигналов в П (27) и в П (31) имеет место свертка ПСП, т.е. ее компенсация. С выходов П (27) и П (31) сигналы поступают на соответствующие входы ФВЧ (28) и ФВЧ (32), которые обеспечивают похождение полезного сигнала и задерживают побочные продукты преобразования, в результате чего на выходе ФВЧ (28) сигнал (1) будет иметь вид

$$U_{ci}(t_i) = \frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i''), \quad (8)$$

а на выходе ФВЧ (32) сигнал (2) будет иметь вид

$$U_{si}(t_i) = -\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i''), \quad (9)$$

где $\psi_i'' = (\psi_0 + \beta\pi + \gamma\pi)$;

γ - коэффициент, принимающий значения 0 или 1 в соответствии с последовательностью импульсов, поступающих на третий вход Кр (17) (см. фиг.3в).

Сигнал (8) с выхода ФВЧ (28) поступает на первый выход Кр (17), а сигнал (9) с выхода ФВЧ (32) - на второй выход Кр (17). В Кр (17) третий выход не используется.

Сигнал (3) с первого выхода Кр (10) поступает на первый вход П (20), а сигнал (8) с первого выхода Кр (17) - на второй вход П (20). В результате перемножения на выходе П (20) появится сигнал вида

$$\begin{aligned} & \left[\frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i') + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \cdot \left[\frac{A_m}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') + \frac{n(t_i)}{2} \cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] = \\ & = \frac{A_m^2}{4} \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] + \frac{A_m n(t_i)}{2} \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] + \\ & + \frac{n^2(t_i)}{4} \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\cos(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Учитывая, что $2\cos\mu \cdot \cos\nu = \cos(\mu+\nu) + \cos(\mu-\nu)$; $\mu = \Delta\omega t_i - \psi_i'$, $\nu = \Delta\omega t_i - \psi_i''$;

выражение (10) примет вид

$$\begin{aligned} & \frac{A_m^2}{8} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos(-\psi_i' + \psi_i'') \right] + \frac{A_m n(t_i)}{4} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos(-\psi_i' + \psi_i'') \right] + \\ & + \frac{n^2(t_i)}{4} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos(-\psi_i' + \psi_i'') \right] \end{aligned} \quad (11)$$

где $\psi_i''' = \psi_i' + \psi_i''$.

Поскольку $\psi_i' = (\psi_0 + \beta\pi)$, $\psi_i'' = (\psi_0 + \beta\pi + \gamma\pi)$, а

$(-\psi_i' + \psi_i'') = -(\psi_0 + \beta\pi) + (\psi_0 + \beta\pi + \gamma\pi) = \gamma\pi$, то выражение (11) примет вид

$$\begin{aligned} & \frac{A_m^2}{8} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos\gamma\pi \right] + \frac{A_m n(t_i)}{4} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos\gamma\pi \right] + \\ & + \frac{n^2(t_i)}{4} \left[\cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') + \cos\gamma\pi \right] \end{aligned} \quad (12)$$

Сигнал (12) с выхода П (20) подается на вход ФНЧ (21), который подавляет сигнал с частотой $2\Delta\omega_i$ и обеспечивает усреднение оставшейся части входного сигнала.

Тогда, принимая во внимание, что $\overline{n(t_i)} = 0$, а $\overline{n^2(t_i)} = \sigma^2$, на выходе ФНЧ (21)

появится сигнал вида

$$\frac{A_m^2}{8} \cos(\gamma\pi) + \frac{\sigma^2}{4} \cos(\gamma\pi) = \frac{1}{4} \left[P_c + \frac{P_w}{2} \right] \cos(\gamma\pi). \quad (13)$$

Одновременно сигнал (4) с второго выхода Кр (10) поступает на первый вход П (23), а сигнал (9) с второго выхода Кр (17) - на второй вход П (23). В результате перемножения на выходе П (23) появится сигнал вида

$$\begin{aligned} & \left[-\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i') - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \cdot \left[-\frac{A_m}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') - \frac{n(t_i)}{2} \sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] = \\ & = \frac{A_m^2}{4} \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] + \frac{A_m n(t_i)}{2} \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right] + \\ & + \frac{n^2(t_i)}{4} \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i') \right] \left[\sin(\Delta\omega t_i - \psi_i'') \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Учитывая, что $2\sin\mu \cdot \sin\nu = \cos(\mu-\nu) - \cos(\mu+\nu)$; $\mu = (\Delta\omega t_i - \psi_i')$, $\nu = (\Delta\omega t_i - \psi_i'')$, а $\psi_i' = (\psi_o + \beta\pi)$, $\psi_i'' = (\psi_o + \beta\pi + \gamma\pi)$, выражение (14) примет вид

$$\begin{aligned} & \frac{A_m^2}{8} \left[\cos(-\gamma\pi) - \cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') \right] + \frac{A_m n(t_i)}{4} \left[\cos(-\gamma\pi) - \cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') \right] + \\ & + \frac{n^2(t_i)}{4} \left[\cos(-\gamma\pi) - \cos(2\Delta\omega t_i - \psi_i''') \right], \end{aligned} \quad (15)$$

где $\psi_i''' = \psi_i' + \psi_i''$.

Сигнал (15) с выхода П (23) подается на вход ФНЧ (24), который подавляет сигнал с частотой $2\Delta\omega_i$ и обеспечивает усреднение оставшейся части входного сигнала.

Тогда, принимая во внимание, что $\overline{n(t_i)} = 0$; $\overline{n^2(t_i)} = \sigma^2$ и $\cos(-\lambda) = \cos(\lambda)$, на выходе ФНЧ (24) появится сигнал вида

$$\frac{A_m^2}{8} \cos(\gamma\pi) + \frac{\sigma^2}{4} \cos(\gamma\pi) = \frac{1}{4} \left[P_c + \frac{P_w}{2} \right] \cos(\gamma\pi). \quad (16)$$

Сигнал (13) с выхода ФНЧ (21) поступает на первый вход Сум (25), а сигнал (16) с выхода ФНЧ (24) - на второй вход Сум (25). Анализ выражений (13) и (16) показывает, что на первый и второй входы Сум (25) поступает последовательность разнополярных импульсов (см. фиг.3г). Причем из правила формирования псевдослучайной последовательности известно, что в ней содержится приблизительно одинаковое число элементов (единиц и нулей) [5]. Следовательно, на выходе Сум (25) суммарное значение сигнала на интервале длительности ПСП будет приблизительно равно нулю, а это значит, что и на выходе ФСЗ (26) будет нулевой сигнал, что говорит о согласованности принятой и сформированной генератором ПСП (18) псевдослучайных последовательностей.

В случае несовпадения принятой и сформированной генератором ПСП (18) псевдослучайных последовательностей выражения (13) и (16) будут иметь вид

$$\frac{A_m^2}{8} \cos(\alpha' \pi + \gamma\pi) + \frac{\sigma^2}{8} \cos(\alpha' \pi + \gamma\pi) = \frac{1}{4} \left[P_c + \frac{P_w}{4} \right] \cos(\alpha' \pi + \gamma\pi), \quad (17)$$

α' - коэффициент, принимающий значения 0 или 1 вследствие неполной свертки принятой ПСП и ПСП, сформированной ГенПСП (18) в П (33) и П (31).

Тогда в последовательности разнополярных импульсов, поступающих на первый и второй входы Сум (25), число положительных импульсов будет отличаться от числа отрицательных импульсов и на выходе Сум (25) суммарное значение сигнала на интервале длительности ПСП будет отлично от нуля. Причем величина этого сигнала пропорциональна величине рассогласования принятой и сформированной ГенПСП (18) последовательностей, а знак сигнала определяется задержкой или

опережением принятой ПСП относительно опорной, сформированной ГенПСП (18). После предварительной фильтрации в ФСЗ (26) этот сигнал поступает на управляемый тактовый генератор (19) и обеспечивает устранение ошибки рассогласования ПСП по задержке.

5 Оценка эффективности предложенного технического решения на этапе вхождения в синхронизм

Из изложенного выше следует, что предложенное техническое решение (приемник) устойчиво обеспечивает начальную синхронизацию (т.е. захват сигнала схемой ФАПЧ) за счет оценки начальной расстройки частот принятой несущей и управляемого генератора (2) элементами устройства (частотным дискриминатором (15) и устройством цифровой обработки (11), которые способны эффективно работать при меньших значениях отношения сигнал/шум, чем схема ФАПЧ) и при параллельной работе схемы ФАПЧ. Действительно, процедура определения знака расстройки - двузначная операция, не требующая большого значения отношения сигнал/шум. Эффективность же работы УЦО (11) определяется, с одной стороны, максимальным значением начальной частотной расстройки (диапазоном неопределенности частотной расстройки), а с другой - дискретностью, т.е. максимально допустимой погрешностью измерения частоты, которая не должна превышать полосу захвата ФАПЧ, что также не требует больших отношений сигнал/шум. При успешной работе элементов дискретной коррекции начальной частотной расстройки и параллельной работе схемы ФАПЧ последней остается только свести к нулю остаточную расстройку несущей частоты, что не влечет за собой жестких требований на время устранения остаточной частотной расстройки частоты из-за переходных процессов в схеме ФАПЧ. Поскольку считается, что если сигнал попал в полосу захвата схемы ФАПЧ при отношении сигнал/шум на ее выходе ≥ 17 дБ, то считается, что синхронизация по несущей частоте установлена.

30 Оценим характеристики предложенного устройства при тех же начальных параметрах, которые были приведены выше, а именно: ширина спектра входного широкополосного сигнала (ШПС) $\Delta F_{\text{шпс}}=16,384$ МГц; тактовая частота формирования сигнала $F_T=7$ кГц; время установления синхронизации по несущей частоте $T_{\text{сч}} \leq 4$ мс; относительная нестабильность частоты $\delta=10^{-7}$; несущая частота $f_n=14$ ГГц; полоса пропускания ФАПЧ, обеспечивающая требуемое качество синхронизации (отношение с/ш на выходе ФАПЧ > 17 дБ), составляет 250 Гц; полоса схватывания фазового детектора $\Delta f_{\text{сх}}=500$ Гц. Поскольку в нашем случае на второй вход фазового детектора (5) подается вторая гармоника частот рассогласования несущей и управляемого генератора (2), то максимальный диапазон частот, характеризующих величину их рассогласования, будет составлять $2 \cdot \Delta f = 2 \cdot (2,8) = 5,6$ кГц, где Δf - максимальный диапазон нестабильности несущей частоты. Следовательно, интервал обработки УЦО (11) по частоте $F_{\text{обр}}$ должен быть не менее 5,6 кГц.

45 Согласно [4] максимальный интервал обработки по частоте $F_{\text{обр max}}$ при использовании квадратурной обработки определяется частотой дискретизации f_d , т.е. $F_{\text{обр max}}=f_d$. Поскольку ширина спектра сигнала $\Delta F_{\text{шпс}}=16,384$ МГц, то частота дискретизации f_d , как минимум, в два раза выше спектра сигнала и значительно выше требуемого интервала обработки $F_{\text{обр}}$ УЦО (11), что позволяет использовать УЦО в качестве спектроанализатора, представляющего собой гребенку узкополосных фильтров с полосой пропускания каждого фильтра $\Delta f_{\text{фг}}$.

Чтобы в результате «грубой» подстройки величина рассогласования не превысила

полосу захвата ФАПЧ, полоса пропускания каждого фильтра $\Delta f_{\text{фг}}$ должна быть ≤ 500 Гц. Тогда весь диапазон частотной расстройки должен быть разбит на $5600/500=11,2 \approx 12$ частей, т.е. устройство цифровой обработки должно включать 12 фильтров с

5

полосой пропускания ≈ 466 Гц. Известно [6], что при реализации функции спектроанализа на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье необходимое число фильтров m определяется выражением 2^n , где n принимает значения 1, 2, 3, Для нашего случая $n=4$, а $m=16$. Значит УЦО (11) будет содержать 16 фильтров, каждый из которых имеет полосу

10

$$\Delta t = \frac{1}{\Delta f_{\text{фг}}} = \frac{1}{0,350} \approx 2,8 \text{ мс.}$$

15

При этом отношение сигнал/шум на выходе УЦО будет

$$h_{\text{уцо}} = 10 \lg\left(\frac{F_T}{\Delta f_{\text{фг}}}\right) + h_x = 10 \lg\left(\frac{7}{0,350}\right) + 3 = 13 + 3 = 16 \text{ дБ,}$$

20

что вполне достаточно для однозначной оценки величины и знака частотной расстройки.

Таким образом, предложенное техническое решение по синхронизации приемных устройств по несущей и тактовой частотам в системах с кодовым разделением каналов в условиях большой нестабильности частот в канале связи обеспечивает решение

25

задачи синхронизации с высокой надежностью и за время до 4 мс.

Литература

1. Новые стандарты широкополосной радиосвязи на базе технологии W-CDMA, М.: Международный центр научно-технической информации, 1999 (стр.38-58).

30

2. Алексеев А.И., Шереметьев А.Г., Тузов Г.И., Глазов Б.И. Теория и применение псевдослучайных сигналов. - М.: Наука, 1969. - 367 с.

3. Рывкин А.А., Рывкин А.З., Хренов Л.С. Справочник по математике. Изд. 3-е, стереотип. М.: Высшая школа, 1975. - 554 с.

35

4. Цифровые фильтры и устройства обработки сигналов на интегральных микросхемах: Справочное пособие / Ф.Б.Высоцкий, В.И.Алексеев, В.Н.Пачин и др. Под ред. Б.Ф.Высоцкого. М.: Радио и связь, 1984. - 216 с.

5. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. Под ред. проф. В.Б.Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973, с.424 (с.115).

40

6. Введение в цифровую фильтрацию. Под ред. Р.Боргера и А.Констандинидиса. Пер. с англ. под ред. Л.И.Филиппова. - М.: Мир, 1976. - 216 с.

Формула изобретения

45

Устройство синхронизации приемных устройств по несущей и тактовой частотам в системах с кодовым разделением каналов в условиях большой нестабильности частот в канале связи, в состав которого входят два квадратурных канала и фазовращатель на $\pi/2$, причем первый квадратурный канал состоит из первого смесителя, а второй квадратурный канал - из второго смесителя, первые входы первого и второго смесителей объединены и являются входом устройства синхронизации, выход фазовращателя на $\pi/2$ соединен со вторым входом второго смесителя, отличающееся

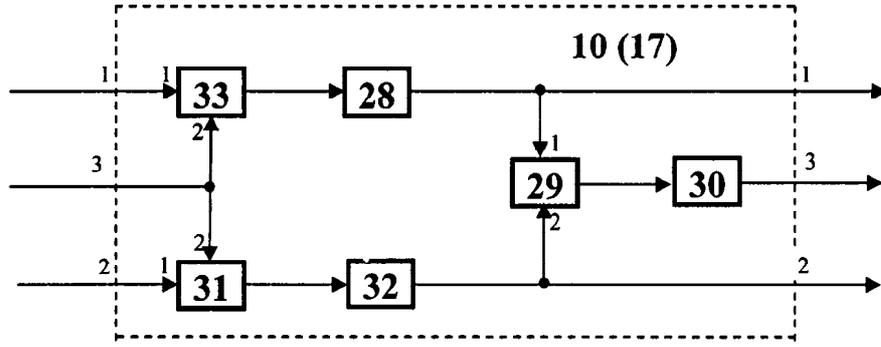
50

тем, что в первый квадратурный канал дополнительно введены последовательно соединенные первый полосовой фильтр и первый аналого-цифровой преобразователь, причем вход первого полосового фильтра соединен с выходом первого смесителя, а во

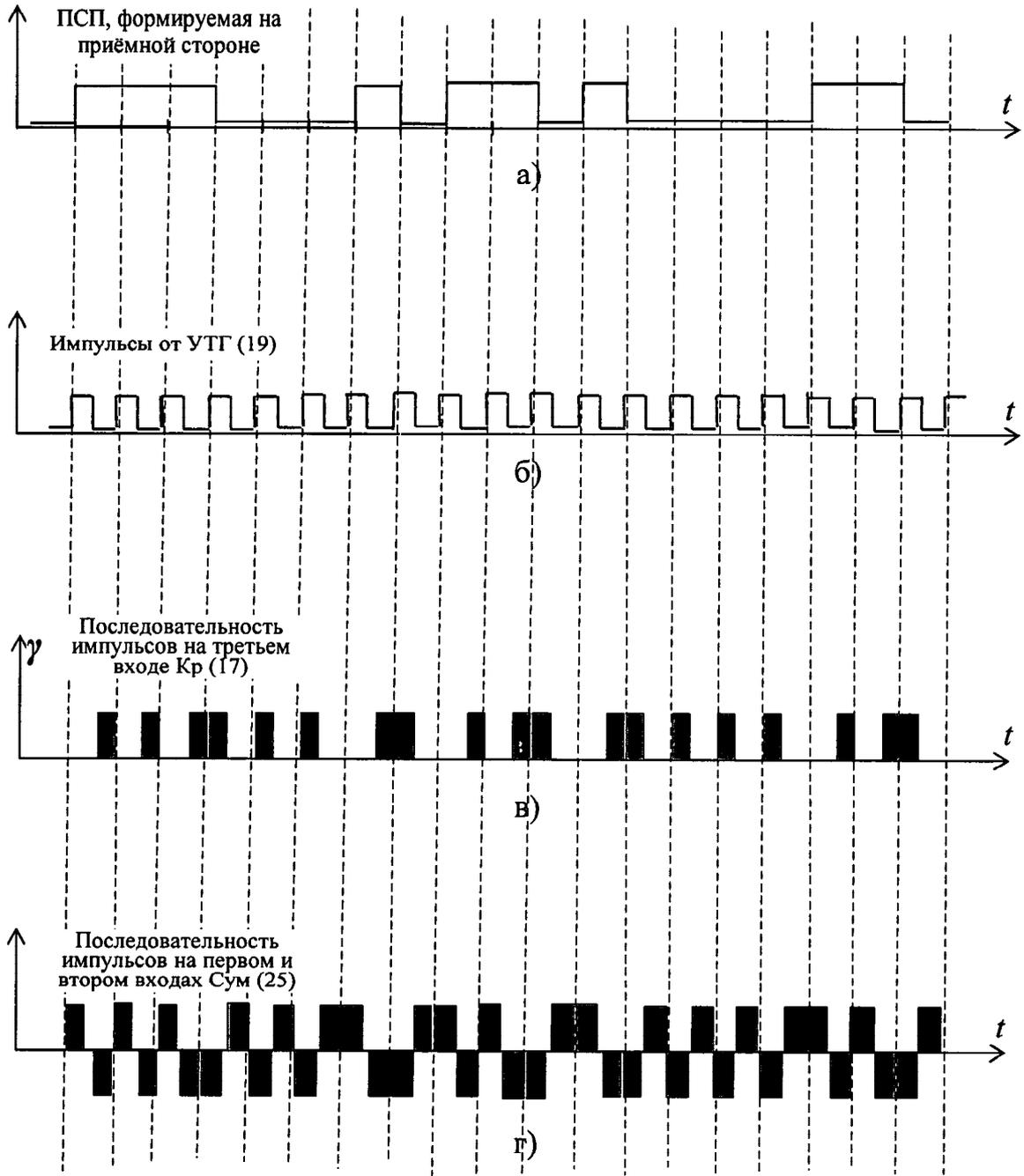
второй квадратурный канал дополнительно введены последовательно соединенные второй полосовой фильтр и второй аналого-цифровой преобразователь, причем вход второго полосового фильтра соединен с выходом второго смесителя, кроме этого в устройстве введены первый и второй корреляторы, каждый из которых включает в себя последовательно соединенные первый перемножитель, первый вход которого является первым входом коррелятора, и первый фильтр верхних частот, выход которого соединен с первым входом второго перемножителя и является первым выходом коррелятора, и последовательно соединенные третий перемножитель, первый вход которого является вторым входом коррелятора, и второй фильтр верхних частот, выход которого соединен со вторым входом второго перемножителя и является вторым выходом коррелятора, выход второго перемножителя соединен с входом первого фильтра нижних частот, выход которого является третьим выходом коррелятора, вторые входы первого и третьего перемножителей объединены и являются третьим входом коррелятора, а также последовательно соединенные опорный гетеродин, фазовый детектор, фильтр фазового детектора, управляющий элемент и управляемый генератор, выход которого соединен с входом фазовращателя на $\pi/2$ и со вторым входом первого смесителя, и последовательно соединенные четвертый перемножитель, первый вход которого соединен с первым выходом первого коррелятора, а его второй вход - с первым выходом второго коррелятора, и второй фильтр нижних частот, выход которого соединен с первым входом сумматора, и последовательно соединенные пятый перемножитель, первый вход которого соединен со вторым выходом первого коррелятора, а его второй вход - со вторым выходом второго коррелятора, и третий фильтр нижних частот, выход которого соединен со вторым входом сумматора, выход которого соединен с входом фильтра петли слежения за задержкой ПСП, и последовательно соединенные управляемый тактовый генератор, вход которого соединен с выходом фильтра петли слежения за задержкой ПСП, и генератор псевдослучайной последовательности, выход которого соединен с третьим входом первого коррелятора и первым входом сумматора по модулю два, и последовательно соединенные частотный дискриминатор, компаратор и устройство цифровой обработки, выход которого соединен со вторым входом управляемого генератора, третий выход первого коррелятора соединен с входом цифроаналогового преобразователя и вторым входом устройства цифровой обработки, выход цифроаналогового преобразователя соединен с входом частотного дискриминатора и вторым входом фазового детектора, второй вход сумматора по модулю два соединен с выходом управляемого тактового генератора, выход первого аналого-цифрового преобразователя соединен с первыми входами первого и второго коррелятора, выход второго аналого-цифрового преобразователя соединен со вторыми входами первого и второго коррелятора, выход сумматора по модулю два соединен с третьим входом второго коррелятора.

45

50



Фиг. 2



Фиг.3