



(51) МПК

*H04B 7/00* (2006.01)*H03J 7/00* (2006.01)*H04L 27/30* (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,  
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21), (22) Заявка: 2005116419/09, 30.05.2005

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
30.05.2005

(45) Опубликовано: 20.10.2006 Бюл. № 29

(56) Список документов, цитированных в отчете о  
поиске: US 6278725 A, 21.08.2001. RU 2163051  
C2, 10.02.2001. RU 2216872 C1, 20.11.2003. RU  
2085036 C1, 20.07.1997. US 5487186 A,  
23.01.1996.

Адрес для переписки:

394077, г.Воронеж, Московский пр-кт, 97, ЗАО  
"КОДОФОН"

(72) Автор(ы):

Гармонов Александр Васильевич (RU),  
Манелис Владимир Борисович (RU),  
Сергиенко Александр Иванович (RU),  
Василенко Олег Олегович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

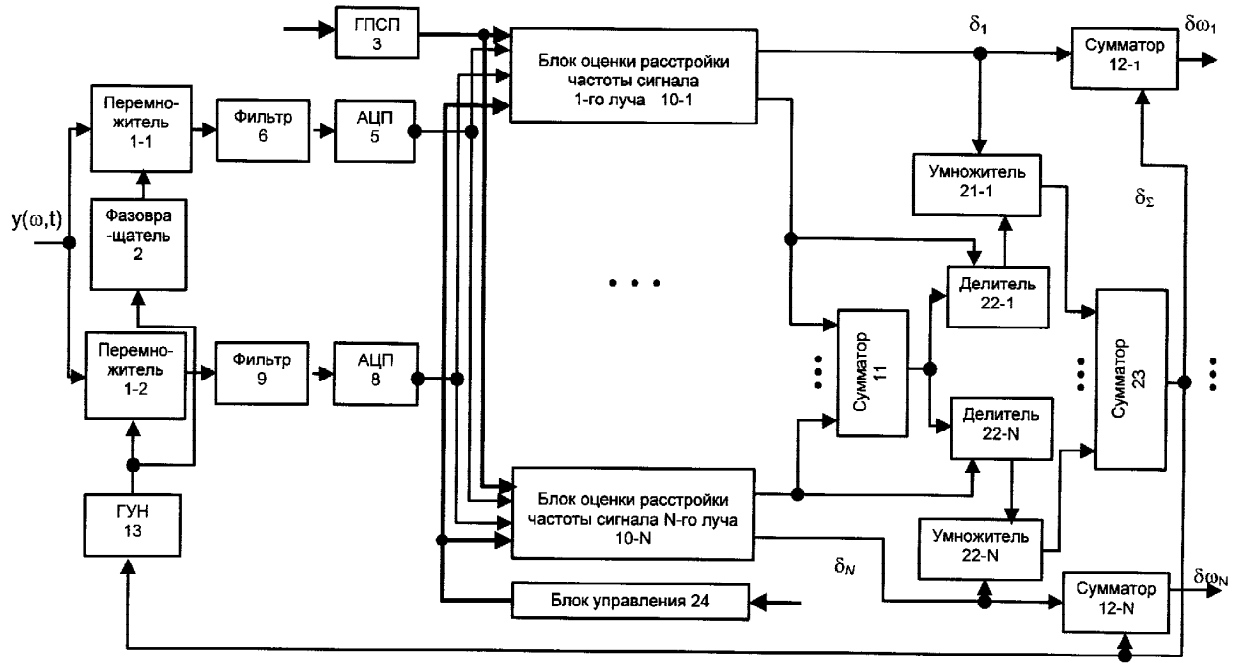
Закрытое акционерное общество "КОДОФОН"  
(RU)

(54) СПОСОБ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ОПОРНОГО СИГНАЛА ПРИЕМНОЙ СТАНЦИИ,  
СПОСОБ ОЦЕНИВАНИЯ РАССТРОЙКИ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ ЛУЧЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО  
ЧАСТОТЫ ОПОРНОГО СИГНАЛА, УСТРОЙСТВО АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ОПОРНОГО  
СИГНАЛА ПРИЕМНОЙ СТАНЦИИ

(57) Реферат:

Изобретение относится к области широкополосных сотовых систем радиосвязи и может быть использовано для корректировки частоты опорного генератора мобильных станций, необходимой для обеспечения когерентного режима приема сообщений. Технический результат - повышение точности оценки частоты входного многолучевого сигнала, в том числе при значительных расстройках частоты. Последовательная циклическая процедура оценки расстройки и ее компенсации использует оригинальный алгоритм определения максимума решающей функции по двум ее значениям из области неопределенности частоты, что позволяет

сократить время компенсации частотной расстройки. Предлагаемая процедура обладает более высокой помехоустойчивостью, т.к. использует дополнительный цифровой опорный сигнал. Предложенный алгоритм может функционировать при различных, в том числе значительных, величинах первоначальной частотной расстройки. Он эффективен как на начальном этапе (в режиме захвата частоты), так и при последующей автоподстройке. Предлагаемый вариант реализации АПЧ позволяет проводить точную настройку частоты опорного генератора даже при очень низком отношении сигнал-шум для принимаемого сигнала. 3 н.п. ф-лы, 9 ил.



Фиг. 7



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,  
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.  
**H04B 7/00** (2006.01)  
**H03J 7/00** (2006.01)  
**H04L 27/30** (2006.01)

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: **2005116419/09, 30.05.2005**

(24) Effective date for property rights: **30.05.2005**

(45) Date of publication: **20.10.2006 Bull. 29**

Mail address:  
**394077, g.Voronezh, Moskovskij pr-kt, 97, ZAO  
"KODOFON"**

(72) Inventor(s):  
**Garmonov Aleksandr Vasil'evich (RU),  
Manelis Vladimir Borisovich (RU),  
Sergienko Aleksandr Ivanovich (RU),  
Vasilenko Oleg Olegovich (RU)**  
  
(73) Proprietor(s):  
**Zakrytoe aktsionernoe obshchestvo "KODOFON"  
(RU)**

(54) **METHOD FOR AUTOMATIC ADJUSTMENT OF FREQUENCY OF SUPPORTING SIGNAL OF RECEIVING STATION, METHOD FOR ESTIMATING MISMATCH OF FREQUENCY OF BEAM SIGNALS RELATIVELY TO FREQUENCY OF SUPPORTING SIGNAL, DEVICE FOR AUTOMATIC ADJUSTMENT OF FREQUENCY OF SUPPORTING SIGNAL OF RECEIVING STATION**

(57) Abstract:

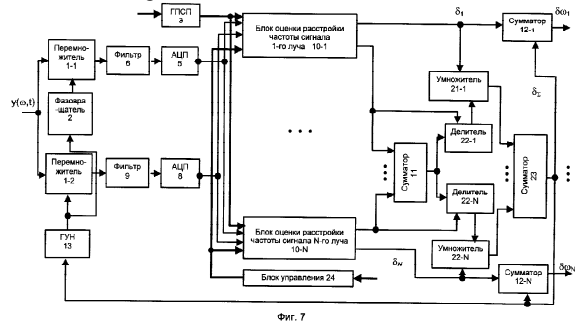
FIELD: broadband cell radio communication systems, possible use for correcting frequency of supporting generator of mobile stations, necessary for provision of coherent message receipt mode.

SUBSTANCE: serial cyclic procedure of estimating mismatch and its compensation uses original algorithm for determining maximum of solving function by two of its values from the area where frequency is undetermined, thus making it possible to decrease frequency mismatch compensation time. Proposed procedure has increased interference resistance, because it uses additional digital supporting signal. Proposed algorithm can function with different, including substantial, values of original frequency mismatch. Algorithm is efficient both at beginning stage (in frequency capture mode)

and during following automatic adjustment. Proposed variant of realization of frequency automatic adjustment allows precise adjustment of frequency of supporting generator even in case of very low signal-noise ratio for signal being received.

EFFECT: increased precision of estimation of frequency of input multi-beam signal, including cases with substantial frequency mismatches.

3 cl, 9 dwg



RU 2 286 015 C1

RU 2 286 015 C1

Предлагаемое изобретение относится к области широкополосных сотовых систем радиосвязи и может быть использовано, в частности, в мобильных станциях систем связи по стандартам UMTS, cdma2000 и др. для корректировки частоты опорного генератора.

5 Качество автоподстройки частоты (АПЧ) генератора приемной станции определяется эффективностью корректировки частотного рассогласования между его частотой и частотой входного сигнала.

В процессе работы системы широкополосной сотовой связи возможно рассогласование  $\Delta F$  между несущей частотой принимаемого сигнала и частотой опорного генератора приемной станции. Это рассогласование (частотный сдвиг, расстройка) может  
10 быть обусловлено Доплеровским смещением частоты (из-за движения мобильной станции), нестабильностью частоты опорных генераторов базовой и мобильной станций и случайного замирания (фединга) радиосигнала вследствие многолучевого распространения. Из-за расстройки частоты качество связи может существенно ухудшиться. Поэтому возникает проблема оценки этого частотного рассогласования  $\Delta F$  с целью дальнейшей корректировки  
15 частоты опорного генератора приемной станции для качественного приема сообщений.

В любой системе связи существует априорный интервал возможных рассогласований частоты  $[-F_{\max}, +F_{\max}]$ . Например, для систем связи, организуемых в соответствии со стандартами UMTS и cdma2000,  $F_{\max}$  может достигать нескольких килогерц. В результате работы системы автоподстройки частоты величина  $\Delta F$  для этих систем должна быть  
20 уменьшена до значений в пределах  $\pm 150$  Гц.

В сотовых системах связи CDMA (Code Division Multiple Access - множественный доступ с кодовым разделением) для целей автоподстройки используется пилот сигнал. Например, для мобильной станции системы связи UMTS - сигнал пилот канала P-CPICH (Primary  
25 Common Pilot Channel - общий прямой пилот канал) базовой станции.

Автоподстройка частоты генератора приемной станции осуществляется после установления временной синхронизации приемной станции с сигналом базовой станции. В силу синхронной передачи пилот и информационного сигнала автоподстройка частоты информационных сообщений систем связи CDMA может производиться на основе оценки несущей частоты сигнала P-CPICH.  
30

Наиболее часто используемыми являются фазовые методы автоподстройки частоты (системы ФАПЧ). Все ФАПЧ реализуют идею детектирования и фильтрации квази- постоянных фазовых изменений и использования полученной оценки для выработки сигнала коррекции. Дискриминационная характеристика цифрового фазового детектора является периодической и имеет пилообразную форму. Периодический характер  
35 дискриминационной характеристики является причиной возникновения захвата ложной оценки частоты, если за счетный интервал времени произойдет сдвиг сигнала по фазе больше, чем на  $\pm\pi/n$ , где  $n$  - кратность манипуляции при приеме фазоманипулированного сигнала.

Принципиальные различия между всеми существующими методами ФАПЧ состоят в реализации операции оценивания постоянного сдвига фазы (преобразования сдвига фазы в измеряемый параметр), однозначно связанного с существующим сдвигом частоты. Поскольку одной оценки фазы в условиях шумов и фединга сигнала обычно оказывается не достаточно, для получения оценки сдвига частоты производят накопление и усреднение оценок. Длительность усреднения определяет точность формируемой оценки сдвига  
40 частоты и инерционность системы АПЧ в целом. Функция преобразования полученного сигнала оценки фазы в сигнал управления обычно представляет собой зависимость измеряемого параметра от расстройки частоты и оптимизируется в соответствии с требованием минимальной сложности исполнения.

Одним из наиболее простых способов оценки постоянного сдвига фазы сложного фазоманипулированного сигнала является выделение фазового сдвига между двумя последовательно принятыми комплексными символами и последующее их усреднение [1. Дж. Спилкер. "Цифровая спутниковая связь". М.: Связь. 1978 г, стр.387- 404]. Эту операцию можно реализовать как перемножение текущего комплексного отсчета принятого  
50

сигнала с комплексно-сопряженным предыдущим отсчетом с последующей фильтрацией полученной комбинационной составляющей.

Во временной области средняя частота сигнала может быть оценена электронно-счетным частотомером путем подсчета числа положительных и отрицательных переходов сигнала через нулевой уровень за единицу времени [2. В.С.Первачев. "Радиоавтоматика". М.: Сов. радио, 1982 г.]. Однако такая оценка средней частоты (через квазичастоту) всегда оказывается завышенной по отношению к среднему значению. Повышение точности оценки средней частоты возможно за счет применения алгоритма с использованием дробного дифференцирования сигнала во временной области, но в этом случае на порядок возрастает вычислительная сложность метода.

Известны способ и устройство для синхронизации приемника в цифровой системе связи, описанные в [3. Патент US#4,938,906 "Frequency Estimation system", Jan.8, 1991]. Этот способ использует оценку частоты методом линейной регрессии, анализируя отсчеты фазы. При этом формируется решение, оптимальное по методу наименьших квадратов. Описанное в патенте US#4,938,906 устройство позволяет получать оценку сдвига частоты с высокой точностью, но обладает недостатком, общим для всех цифровых ФАПЧ, поскольку имеет ограничение на максимальный сдвиг фазы между анализируемыми отсчетами. Это накладывает ограничения на максимальную частотную расстройку.

В рассмотренных системах связи для расширения спектра сигнала используются ортогональные кодовые последовательности и скремблирующие коды. При приеме производят дескремблирование (корреляционную обработку). Как правило, отношение сигнал-шум для входного сигнала очень низкое, а корреляционная обработка существенно увеличивает отношение сигнал-шум.

С другой стороны, как было отмечено выше, для всех цифровых ФАПЧ существует ограничение на максимальный сдвиг фазы между отсчетами  $\pm\pi/n$ . При больших расстройках частоты фазовый сдвиг для принятых символов полезного сигнала будет превышать максимально допустимый, что не позволяет применять системы ФАПЧ для коррекции значительных рассогласований частоты из заданного априорного интервала  $[-F_{\max}, +F_{\max}]$ .

Известен способ построения системы АПЧ на основе частотного дискриминатора с использованием пары смежных фильтров. Основная идея, реализуемая при этом, состоит в нахождении центра тяжести энергетического спектра сигнала [4. У.Линдслей "Системы синхронизации в связи и в управлении". Сов. радио, 1979; 5. Патент US#5,487,186. "Automatic frequency control using split-band signal strength measurements", МКИ Н 04 В 1/16. Scarpa Carl G.; Hitachi America, Ltd.].

Данный способ позволяет управлять частотой гетеродина, который обеспечивает размещение спектра принимаемого сигнала по центру полосы пропускания приемника без снятия наложенных расширяющих последовательностей (т.е. без корреляционной обработки сигнала). Принимаемый сигнал делится между двумя смежными по частоте фильтрами, занимающими по половине полосы пропускания, и выполняется сравнение уровней сигналов в каждой из этих полос. Разностный сигнал используется для подстройки гетеродина таким образом, чтобы средняя частота принимаемого сигнала совпала со средней частотой полосы пропускания АПЧ приемника [5. Патент US#5,487,186. "Automatic frequency control using split-band signal strength measurements", МКИ Н 04 В 1/16. Scarpa Carl G.; Hitachi America, Ltd.].

Недостатком этого подхода является необходимость построения двух фильтров высокого порядка и большое время накопления для достижения достаточной точности оценивания.

В условиях замираний и многолучевого распространения радиоволн в системах связи, построенных на основе технологии CDMA, при приеме стремятся использовать энергию всего многолучевого сигнала. Для этого определяют задержку каждого сигнала луча и оптимальным образом суммируют сигналы лучей. В результате повышают достоверность приема полезной информации. Такая обработка сигнала обычно выполняется с помощью

Rake-приемника.

Наиболее близкими по технической сущности к предлагаемому способу автоподстройки частоты являются способ и устройство, описанные в [6. Патенте US#6,278,725 B1. "Automatic frequency control loop multipath combiner for a rake receiver", МКИ Н 04 В 1/707; Н 04 L 27/00. Antoine J.Rouphael, Farbod Kamgar. Date of Patent: Aug.21, 2001].

В этом патенте предложены способ и устройство автоматической подстройки частоты по результатам оценки частоты для отдельных компонент многолучевого сигнала. Данный способ позволяет устранить различное влияние эффекта Доплера на различные компоненты многолучевого сигнала и повысить качество принимаемой информации при обработке в Rake приемнике.

Способ автоматической подстройки частоты опорного сигнала приемной станции, предложенный в прототипе, заключается в том, что для каждого обнаруженного сигнала луча

- выделяют узкополосный сигнал этого луча, формируя произведение сигнала луча на псевдослучайную последовательность пилот сигнала, временное положение которого соответствует сигналу этого луча,

- перемножают выделенный узкополосный сигнал луча на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала, формируя синфазную и квадратурную составляющие выделенного узкополосного сигнала луча,

- производят аналого-цифровое преобразование синфазной и квадратурной составляющих выделенного узкополосного сигнала луча,

- осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной цифровых составляющих выделенного узкополосного сигнала луча,

- формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала, используя фильтрованные составляющие выделенного узкополосного сигнала луча,

- суммируют сигналы расстройки частоты сигнала каждого луча относительно частоты опорного сигнала,

- фильтруют суммарный сигнал расстройки, формируя среднюю расстройку частоты входного многолучевого сигнала,

- корректируют частоту опорного сигнала по средней расстройке частоты входного многолучевого сигнала,

- для каждого луча формируют относительную расстройку частоты сигнала этого луча, вычитая среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала из сигнала расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала.

Согласно описанию прототипа способ автоматической подстройки частоты опорного сигнала соответствует следующей формальной математической модели.

Входной N компонентный многолучевой сигнал имеет вид

$$y(t) = \sum_{j=1}^N \sqrt{2}A_j \sin[\hat{\omega}(t - \tau_j) + (\omega_j - \hat{\omega})(t - \tau_j) + \Theta_j] + n(t), \quad (1)$$

где  $\hat{\omega}$  - опорная частота,  $A_j$  - амплитуда,  $\omega_j$  - частота,  $\Theta_j$  - неизвестная постоянная фаза и  $\tau_j$  - временная задержка j-й компоненты принимаемого сигнала,  $n(t)$  - аддитивная помеха.

Предполагается, что процедура поиска сигналов лучей предварительно выполнена и временные задержки сигналов лучей  $\tau_j$  оценены. Тогда сигнал j-го луча

$$y_j(t) = \sqrt{2}A_j \sin[\hat{\omega}t + (\omega_j - \hat{\omega})t + \Theta_j] + n_j(t). \quad (2)$$

Обозначая  $\Theta_j(t) = (\omega_j - \hat{\omega})t + \Theta_j$ , формулу (2) можно записать как

$$y_j(t) = \sqrt{2}A_j \sin[\hat{\omega}t + \Theta_j(t)] + n_j(t), \quad (3)$$

здесь  $\Theta_j(t)$  - неизвестная фаза, зависящая от времени.

В случае независимого шума низкочастотные квадратурные составляющие  $y_{Sj}(t)$  и  $y_{Cj}(t)$  [6, Fig.1] сигнала j-го луча можно представить в следующем виде

$$\begin{aligned} y_{c_j}(t) &= A_j \cos[\Theta_j(t)] \\ y_{s_j}(t) &= A_j \sin[\Theta_j(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

Частотное рассогласование  $\Delta\omega_j$  между частотой  $\omega_j$  принимаемого сигнала  $j$ -го луча и опорной частотой  $\hat{\omega}$  можно определить из уравнения

$$\omega_j - \hat{\omega} = \Delta\omega_j = \frac{d\Theta_j(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left\{ a \tan \left[ \frac{y_{s_j}(t)}{y_{c_j}(t)} \right] \right\}. \quad (5)$$

Так как

$$\frac{d}{dt} \{a \tan f(t)\} = \frac{f'(t)}{1 + f^2(t)},$$

то рассогласование частоты для аналогового сигнала  $j$ -го луча

$$\Delta\omega_j = y'_{jC}(t)y_{jS}(t) - y'_{jS}(t)y_{jC}(t). \quad (6)$$

В дискретном случае выражения для производных можно представить в виде конечных разностей в момент времени  $t=n\Delta T$ ,  $n=1\dots N$

$$\left[ \frac{dy(t)}{dt} \right]_{t=n\Delta T} = \frac{y(n\Delta T) - y(n\Delta T - \Delta T)}{\Delta T} = \frac{y(n) - y(n-1)}{\Delta T},$$

где  $\Delta T$  - период дискретизации, а рассогласование частоты для  $j$ -го луча

$$\Delta\omega_j(n) = \frac{1}{\Delta T} [y_{jS}(n-1)y_{jC}(n) - y_{jC}(n-1)y_{jS}(n)] \quad (7)$$

В данном патенте расстройку частоты каждого  $j$ -го луча  $\Delta\omega_j$  предлагается определять относительно частоты опорного сигнала  $\hat{\omega}$  из выражения  $\Delta\omega_j = \omega_j - \hat{\omega}$ . В свою очередь расстройка частоты опорного сигнала  $\Delta\omega_{cp}$  оценивается из выражения (8) для суммарной средней ошибки  $\bar{\Delta}$  в установившемся режиме.

$$\bar{\Delta} = \sum_{j=1}^M (\Delta\omega_j - \Delta\omega_{cp}) = \sum_{j=1}^M \Delta\omega_j - N\Delta\omega_{cp} \quad (8)$$

Так как в установившемся режиме  $\bar{\Delta} = 0$ , то

$$\Delta\omega_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M \Delta\omega_j.$$

По расстройке  $\Delta\omega_{cp}$  подстраивается опорная частота  $\hat{\omega}$ .

Таким образом, частота опорного сигнала формируется по сигналу управления, соответствующему средней расстройке частоты всех обрабатываемых лучей. Оценка частоты сигнала каждого  $j$ -го луча вырабатывается с учетом величины частотного рассогласования  $\delta_j$  согласно следующему выражению  $\hat{\omega}_j = \hat{\omega} + \delta_j$ , где  $\delta_j = \Delta\omega_j + \Delta\omega_{cp}$  - оценка частотного рассогласования  $j$ -й компоненты.

Для реализации способа-прототипа может быть использовано устройство, структурная схема которого представлена на фиг.1. Устройство состоит из  $N$  однотипных каналов обработки сигналов лучей, каждый из которых содержит первый множитель 1, второй множитель 4, первый аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 5, первый фильтр 6, третий множитель 7, второй аналого-цифровой преобразователь 8, второй фильтр 9, блок оценки расстройки частоты сигнала луча 10. В состав устройства также входят фазовращатель 2, генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП) 3, первый сумматор 11,  $N$  вторых сумматоров 12-1-12-N, генератор, управляемый напряжением (ГУН) 13, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) 14, фильтр кольца обратной связи 15.

Первые, сигнальные, входы первых множителей 1-1-1- $N$  объединены и являются входом устройства. Вторые входы первых множителей 1-1-1- $N$  соединены с соответствующими выходами ГПСП 3, на вход которого поступает сигнал управления результатов поиска. Выход каждого из первых множителей 1-1-1- $N$  соответствует узкополосным сигналам обнаруженных лучей и соединен соответственно с первым входом второго 4 и третьего 7 множителей соответствующего канала обработки сигналов лучей. Вторые входы каждого второго множителя 4 всех  $N$  каналов обработки сигналов

лучей соединены с выходом квадратурной составляющей опорного сигнала фазовращателя 2, а вторые входы каждого третьего перемножителя 7 всех N каналов обработки сигналов лучей соединены с выходом синфазной составляющей опорного сигнала генератора, управляемого напряжением 13. Выход опорного сигнала генератора

5 управляемого напряжением 13 соединен также с входом фазовращателя 2.

В каждом канале обработки сигналов лучей выход квадратурной составляющей выделенного узкополосного сигнала луча второго перемножителя 4 через первый аналого-цифровой преобразователь 5 и первый фильтр 6 соединен с первым, квадратурным, входом блока оценки расстройки частоты сигнала луча 10, а выход синфазной

10 составляющей выделенного узкополосного сигнала луча третьего перемножителя 7 через второй аналого-цифровой преобразователь 8 и второй фильтр 9 соединен с вторым, синфазным, входом блока оценки расстройки частоты сигнала луча 10. Выходы каждого из блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N являются выходами сигналов расстройки частоты соответствующих лучей. Выход сигнала расстройки частоты луча

15 каждого блока оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N соединен с соответствующим входом первого сумматора 11 и с первым входом соответствующего второго сумматора 12-1-12-N. Выход первого сумматора 11, являющийся выходом суммарной расстройки частоты, через фильтр кольца обратной связи 15 соединен с входом цифроаналогового преобразователя 14 и с вторым входом каждого из вторых сумматоров

20 12-1-12-N. Выход фильтра кольца обратной связи 15 является выходом сигнала средней расстройки частоты опорного сигнала. Выход цифроаналогового преобразователя 14 является выходом управляющего сигнала и соединен с управляемым входом генератора, управляемого напряжением 13. Выход каждого второго сумматора 12-1-12-N соответствует сигналу относительной расстройки частоты соответствующего сигнала луча и является

25 выходом устройства.

Работает устройство-прототип следующим образом.

Предполагается, что предварительно выполнен поиск сигналов лучей на интервале многолучевости и получены оценки их временного положения. Эти оценки используют в качестве сигнала управления результатов поиска для установки временных задержек в

30 ГПСП 3 при формировании копий обнаруженных сигналов лучей. Входной широкополосный многолучевой радиосигнал поступает на первые, сигнальные, входы первых перемножителей 1-1-1-N, на вторые входы которых с выхода ГПСП 3 поступают ПСП обнаруженных пилот сигналов, временное положение которых соответствует сигналам этих лучей. В результате на выходах перемножителей 1-1-1-N формируют N узкополосных

35 сигналов лучей. Каждый из выделенных узкополосных сигналов поступает на первые входы второго и третьего перемножителей 4 и 7 соответствующего канала обработки сигнала луча. На второй вход перемножителя 7 поступает синфазная составляющая опорного сигнала с выхода ГУН 13. На второй вход перемножителя 4 поступает квадратурная составляющая опорного сигнала с выхода фазовращателя 2. В результате на выходах

40 второго 4 и третьего 7 перемножителей формируют соответственно квадратурную и синфазную составляющие обнаруженных сигналов лучей. Далее сигналы квадратурной и синфазной составляющих, проходя соответственно через первый 5 и второй 8 АЦП, первый 6 и второй 9 фильтры, преобразуются в цифровой вид и смещаются по частоте вниз на видео или промежуточную частоту. Выходные сигналы фильтров 6 и 9 являются

45 соответственно цифровой квадратурной и синфазной составляющими выделенного узкополосного сигнала луча, которые поступают соответственно на первый и второй вход блока оценки расстройки частоты сигнала луча 10. На выходе блока 10 формируют сигнал расстройки частоты сигнала соответствующего луча  $\Delta\omega_j$  относительно частоты опорного сигнала ГУН 13. Сформированные сигналы расстройки частоты сигналов лучей поступают

50 на первые входы соответствующих вторых сумматоров 12-1-12-N и на соответствующие входы первого сумматора 11. В первом сумматоре 11 суммируют сигналы расстройки частоты сигнала каждого луча относительно частоты опорного сигнала. Суммарный сигнал расстройки частоты фильтруют в фильтре кольца обратной связи 15, формируя среднюю



расстройку частоты входного многолучевого сигнала, которая поступает на вход ЦАП 14 и на вторые входы каждого из сумматоров 12-1-12-N. По средней расстройке частоты входного многолучевого сигнала на выходе ЦАП 14 формируется управляющий сигнал, в соответствии с которым корректируют частоту опорного сигнала на выходе ГУН 13. В сумматорах 12-1-12-N для каждого луча формируют относительную расстройку частоты сигнала этого луча, вычитая среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала из сигнала расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала. Выходы сумматоров 12-1-12-N являются выходами относительных расстроек частоты сигналов лучей и, соответственно, выходами устройства.

Способ оценивания сигнала расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала, использованный в прототипе, заключается в следующем:

- задерживают фильтрованные цифровые синфазную и квадратурную составляющие выделенного узкополосного сигнала луча,

- перемножают не задержанную фильтрованную цифровую синфазную составляющую выделенного узкополосного сигнала луча и задержанную фильтрованную цифровую квадратурную составляющую выделенного узкополосного сигнала луча,

- перемножают не задержанную фильтрованную цифровую квадратурную составляющую выделенного узкополосного сигнала луча и задержанную фильтрованную цифровую синфазную составляющую выделенного узкополосного сигнала луча,

- суммируют сформированные произведения, оценивая расстройку частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала.

Для реализации такого способа оценивания сигнала расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала может быть использован блок оценки расстройки частоты сигнала, представленный на фиг.2. Блок оценки расстройки частоты сигнала луча 10 в каждом канале обработки содержит первую и вторую линию задержки 16, 18, первый и второй перемножители 17, 19 и сумматор 20. Причем вход первой линии задержки 16 и второй вход второго перемножителя 19 являются входами цифровой синфазной составляющей выделенного узкополосного сигнала луча и соединены с выходом второго фильтра 9, вход второй линии задержки 18 и второй вход первого перемножителя 17 являются входами цифровой квадратурной составляющей выделенного узкополосного сигнала луча и соединены с выходом первого фильтра 6. Выход первой линии задержки 16 через первый перемножитель 17 соединен с первым входом сумматора 20, выход второй линии задержки 18 через второй перемножитель 19 соединен с вторым входом сумматора 20.

При этом в каждом канале обработки цифровая синфазная составляющая выделенного узкополосного сигнала луча поступает на вход первой линии задержки 16 и на второй вход второго перемножителя 19, а цифровая квадратурная составляющая выделенного узкополосного сигнала луча поступает на вход второй линии задержки 18 и на второй вход первого перемножителя 17. На первые входы перемножителей 17 и 19 поступают соответственно задержанная цифровая синфазная составляющая выделенного узкополосного сигнала луча и задержанная цифровая квадратурная составляющая выделенного узкополосного сигнала луча. Сформированные произведения с выходов перемножителей 17 и 19 суммируют с учетом знака в сумматоре 20, где формируют сигналы расстройки частот сигналов лучей. Сформированные сигналы расстройки частот сигналов лучей поступают на первые входы соответствующих вторых сумматоров 12-1-12-N и на соответствующие входы первого сумматора 11.

Задача, которую решает предлагаемое изобретение, - повышение точности оценки частоты входного многолучевого сигнала, в том числе при значительных расстройках частоты.

Поставленная задача решена путем создания группы изобретений - способа автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, способа оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала и устройства автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, которые выполнены в

едином изобретательском замысле и позволяют при реализации получить эквивалентный технический эффект.

Согласно заявляемому изобретению способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, заключающийся в том, что

- 5 - перемножают принимаемый сигнал на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала, формируя синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала,  
- осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,  
10 - производят аналого-цифровое преобразование фильтрованных синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,  
- формируют действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала, временное положение которых соответствует задержке сигналов обнаруженных лучей,  
15 - для каждого найденного луча формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала и мощность сигнала луча, используя цифровые фильтрованные синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала и действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала этого луча,  
20 - формируют сигнал средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала, для чего суммируют оценки мощностей сигналов всех лучей,  
для каждого луча формируют отношение оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощностей сигналов всех лучей,  
25 для каждого луча перемножают сформированное отношение с сигналом расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала,  
формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, суммируя полученные произведения по всем лучам,  
- корректируют частоту опорного сигнала по средней расстройке частоты принимаемого  
30 многолучевого сигнала относительно опорного сигнала,  
- формируют относительную расстройку частоты сигнала для каждого луча, вычитая из сигнала расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала.  
35 Предложен также способ оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, заключающийся в том, что  
- формируют действительные и мнимые компоненты синфазной составляющей  
дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и  
40 мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала,  
- формируют действительные и мнимые компоненты квадратурной составляющей  
дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и  
45 мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала,  
- формируют первый суммарный и первый разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность действительной компоненты синфазной составляющей дополнительного  
50 опорного сигнала и мнимой компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала,  
- формируют второй суммарный и второй разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность мнимой компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и действительной компоненты квадратурной составляющей дополнительного

опорного сигнала,

- формируют первые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной

5 составляющих принимаемого сигнала,

- формируют первые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

10 - формируют вторые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

15 - формируют вторые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

20 - формируют синфазную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой суммарной синфазной составляющей и отсчеты второй разностной квадратурной составляющей,

- формируют квадратурную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов первой суммарной квадратурной составляющей отсчеты второй разностной синфазной составляющей,

25 - формируют синфазную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой разностной синфазной составляющей и отсчеты второй суммарной квадратурной составляющей,

- формируют квадратурную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов второй суммарной синфазной составляющей отсчеты первой разностной квадратурной составляющей,

30 - накапливают по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, где N - число когерентных накоплений,

35 - вычисляют квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной и уменьшенной частоте опорного сигнала,

40 - формируют результат когерентного накопления, соответствующий увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной частоте опорного сигнала,

- формируют результат когерентного накопления, соответствующий уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих уменьшенной частоте опорного сигнала,

45 - формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, накапливая K результатов когерентного накопления, соответствующего увеличенной частоте опорного сигнала, где K - число некогерентных накоплений,

- формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, накапливая K результатов когерентного накопления, соответствующего уменьшенной частоте опорного сигнала,

50 - находят оценку мощности сигнала луча, определяя максимальное значение из оценки мощности сигнала луча, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала,

- формируют отношение разности оценки мощности сигнала луча, соответствующей

увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, к оценке мощности сигнала луча,

- формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно опорного сигнала, перемножая сформированное отношение с частотой дополнительного опорного сигнала.

5 Согласно предлагаемому изобретению в устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, содержащее первый и второй перемножители, фазовращатель, генератор псевдослучайной последовательности, первый и второй аналого-цифровые преобразователи, первый и второй фильтры, N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первый сумматор, N вторых сумматоров, генератор, управляемый напряжением, 10 причем первые, сигнальные, входы первого и второго перемножителей объединены и являются входом устройства, первые выходы N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала и соединены с первыми входами соответствующих вторых сумматоров, выходы вторых сумматоров являются выходами относительной расстройки 15 частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства, дополнительно введены N умножителей, N делителей, третий сумматор, блок управления, при этом второй вход первого перемножителя соединен с выходом квадратурной составляющей опорного сигнала фазовращателя, второй вход второго перемножителя соединен с выходом синфазной составляющей опорного сигнала 20 генератора, управляемого напряжением, выход опорного сигнала генератора, управляемого напряжением, соединен также со входом фазовращателя, выход первого перемножителя, который является выходом квадратурной составляющей принимаемого многолучевого сигнала, через первый фильтр и первый аналого-цифровой преобразователь соединен с вторыми входами N блоков оценки расстройки частоты 25 сигнала луча, выход второго перемножителя, который является выходом синфазной составляющей принимаемого многолучевого сигнала, через второй фильтр и второй аналого-цифровой преобразователь соединен с третьими входами N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча соединены с выходами генератора псевдослучайной последовательности, 30 формирующими действительные и мнимые части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала лучей, вход генератора псевдослучайной последовательности является входом сигнала управления результатов поиска, четвертые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча соединены с выходами управления блока управления, вход которого является входом сигнала установки режима работы, первые выходы блоков 35 оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала соединены с первыми входами соответствующих умножителей, вторые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами оценки мощности сигналов лучей, соединены с первыми входами соответствующих делителей и с соответствующими 40 входами первого сумматора, выход первого сумматора, являющийся выходом суммы оценок мощности сигналов всех лучей, соединен с вторыми входами делителей, выходы делителей, которые являются выходами отношения оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей, соединены с вторыми входами соответствующих умножителей, выходы умножителей соединены с соответствующими входами третьего 45 сумматора, выход третьего сумматора, сигнал на выходе которого является сигналом средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала, соединен с вторыми входами вторых сумматоров и входом генератора, управляемого напряжением.

Сопоставительный анализ заявляемого способа автоподстройки частоты опорного 50 сигнала приемной станции с прототипом показывает, что заявляемый способ существенно отличается от прототипа.

Общие признаки заявляемого способа и прототипа:

- формируют действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей

пилот сигнала, временное положение которых соответствует задержке сигналов обнаруженных лучей,

- формируют сигнал расстройки частоты сигнала каждого луча относительно частоты опорного сигнала,

5 - формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала,

- корректируют частоту опорного сигнала по средней расстройке частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала,

10 - формируют относительную расстройку частоты сигнала для каждого луча, вычитая из сигнала расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала.

Отличительные признаки заявляемого способа от прототипа:

15 - формируют синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала, перемножая принимаемый сигнал на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала, а в прототипе формируют синфазную и квадратурную составляющие выделенных узкополосных сигналов лучей,

20 - осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, а в прототипе осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной цифровых составляющих выделенных узкополосных сигналов лучей,

25 - производят аналого-цифровое преобразование фильтрованных синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, а в прототипе производят аналого-цифровое преобразование синфазной и квадратурной составляющих выделенных узкополосных сигналов лучей,

30 - для каждого найденного луча формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала и оценку мощности сигнала луча, используя цифровые фильтрованные синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала и действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала этого луча, а в прототипе сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала формируют, используя фильтрованные составляющие выделенного узкополосного сигнала луча,

- формирование сигнала средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала осуществляют следующим образом:

- суммируют оценки мощности сигналов всех лучей,

35 для каждого луча формируют отношение оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей,

- для каждого луча перемножают сформированное отношение с сигналом расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала,

40 формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, суммируя полученные произведения по всем лучам,

- а в прототипе формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала, суммируя сигналы расстройки частоты каждого луча относительно частоты опорного сигнала и фильтруя полученную сумму.

45 Сопоставительный анализ заявляемого способа оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала с прототипом показывает, что оценивание расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала осуществляется совершенно иначе и все операции способа отличаются от операций прототипа. Оценка мощности сигнала луча в прототипе не формируется.

50 Сопоставительный анализ заявляемого устройства автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции с прототипом показывает, что заявляемое устройство существенно отличается от прототипа.

Общие признаки заявляемого устройства и прототипа

Оба устройства содержат общие блоки: первый и второй множители,

фазовращатель, генератор псевдослучайной последовательности, первый и второй аналого-цифровые преобразователи, первый и второй фильтры, N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первый сумматор, N вторых сумматоров, генератор, управляемый напряжением.

5 И в прототипе, и в предлагаемом устройстве можно выделить следующие общие связи: первые, сигнальные, входы первого и второго перемножителей объединены и являются входом устройства, первые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала и соединены с первыми входами соответствующих вторых сумматоров, 10 выходы вторых сумматоров являются выходами относительной расстройки частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства.

Отличительные признаки заявляемого устройства от прототипа

В заявляемом устройстве и в прототипе процедуры обработки принимаемого сигнала различны. Связи между общими блоками в заявляемом устройстве и в прототипе также 15 различны. Кроме того, дополнительно введены новые блоки: N умножителей, N делителей, третий сумматор, блок управления.

Кроме того, каждый блок оценки расстройки частоты сигнала луча помимо сигнала расстройки формирует оценку мощности сигнала луча. Эту оценку мощности сигнала луча используют для формирования весового коэффициента при получении средней расстройки 20 частоты принимаемого многолучевого сигнала, в то время как в прототипе средняя расстройка частоты принимаемого многолучевого сигнала формируются без весовых коэффициентов лучей.

Новые связи, которые необходимы для работы устройства, следующие.

Второй вход первого перемножителя соединен с выходом квадратурной составляющей 25 опорного сигнала фазовращателя, второй вход второго перемножителя соединен с выходом синфазной составляющей опорного сигнала генератора, управляемого напряжением, выход опорного сигнала генератора, управляемого напряжением, соединен также с входом фазовращателя, выход первого перемножителя, который является выходом квадратурной составляющей принимаемого сигнала, через первый фильтр и 30 первый аналого-цифровой преобразователь соединен с вторыми входами N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, выход второго перемножителя, который является выходом синфазной составляющей принимаемого сигнала, через второй фильтр и второй аналого-цифровой преобразователь соединен с третьими входами N блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первые входы блоков оценки расстройки частоты 35 сигнала луча соединены с выходами генератора псевдослучайной последовательности, формирующими действительные и мнимые части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала обнаруженных лучей, вход генератора псевдослучайной последовательности является входом управляющего сигнала результатов поиска, четвертые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча соединены с выходами 40 управления блока управления, вход которого является входом сигнала установки режима работы, первые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, соединены с первыми входами соответствующих умножителей, вторые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами 45 оценок мощности сигналов лучей, соединены с первыми входами соответствующих делителей и с соответствующими входами первого сумматора, выход первого сумматора, являющийся выходом суммы оценок мощности сигналов лучей, соединен с вторыми входами делителей, выходы делителей, которые являются выходами отношения оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей, соединены с 50 вторыми входами соответствующих умножителей, выходы умножителей соединены с соответствующими входами третьего сумматора, выход третьего сумматора, сигнал на выходе которого является сигналом средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, соединен с вторыми входами

вторых сумматоров и входом генератора, управляемого напряжением, выходы вторых сумматоров являются выходами сигналов относительной расстройки частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства.

Сравнение заявляемых объектов изобретения с прототипом и другими известными техническими решениями в данной области техники не позволило выявить совокупность заявляемых признаков, и поэтому они обеспечивают заявляемому техническому решению соответствие критериям "новизна", "существенные отличия" и "изобретательский уровень".

Графические материалы, используемые при описании изобретения:

Фиг.1 - структурная схема устройства автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции-прототипа.

Фиг.2 - структурная схема блока оценки расстройки частоты сигнала луча - прототипа.

Фиг.3 - Графики решающей функции  $L(\delta)$  при различных значениях длительности когерентного накопления  $T$ .

Фиг.4 - График результата оценки расстройки частоты  $\hat{\delta}$  при  $L_+ = L_-$ .

Фиг.5 - График результата оценки расстройки частоты  $\hat{\delta}$  при  $L_- > L_+$ .

Фиг.6 - График результата оценки расстройки частоты  $\hat{\delta}$  при  $L_+ > L_-$ .

Фиг.7 - структурная схема предлагаемого устройства автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции.

Фиг.8 - вариант выполнения блока управления.

Фиг.9 - вариант структурной схемы блока оценки расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала предлагаемого устройства.

Предлагаемый способ автоматической подстройки частоты опорного сигнала приемной станции включает следующую последовательность операций:

- перемножают принимаемый сигнал на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала, формируя синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала,

- осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

- производят аналого-цифровое преобразование фильтрованных синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

- формируют действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала, временное положение которых соответствует задержке сигналов обнаруженных лучей,

- для каждого найденного луча формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала и оценку мощности сигнала луча, используя цифровые фильтрованные синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала и действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала этого луча,

- формируют сигнал средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала, для чего

суммируют оценки мощности сигналов всех лучей,

для каждого луча формируют отношение оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей,

для каждого луча перемножают сформированное отношение с сигналом расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала,

формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, суммируя полученные произведения по всем лучам,

- корректируют частоту опорного сигнала по средней расстройке частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала,

- формируют относительную расстройку частоты сигнала для каждого луча, вычитая из сигнала расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала.

В качестве оценки  $\hat{\delta}$  расстройки несущей частоты сигнала  $\omega_s$  относительно частоты опорного сигнала приемной станции принимается аргумент максимума решающей функции  $L(\delta)$ , монотонно связанной с функционалом отношения правдоподобия.

Предлагаемый способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции соответствует следующей формальной математической модели.

Выражение решающей функции  $L(\delta)$  для каждой компоненты входного многолучевого сигнала имеет вид

$$L(\delta) = \sum_{k=0}^{K-1} l_k(\delta). \quad (9)$$

Каждое слагаемое  $k$ -го временного интервала стационарности длительности  $T$  в (9) можно представить как

$$l_k(\delta) = X_{cк}^2 + X_{sк}^2, \quad (10)$$

где

$$X_{cк} = \int_{t_k}^{t_k+T} x(t) \cdot [I_k(t) \cos(\delta t) + Q_k(t) \sin(\delta t)] \cdot \cos(\omega_s \cdot t) dt + \int_{t_k}^{t_k+T} x(t) \cdot [Q_k(t) \cos(\delta t) - I_k(t) \sin(\delta t)] \cdot \sin(\omega_s \cdot t) dt \quad (11)$$

$$X_{sк} = \int_{t_k}^{t_k+T} x(t) \cdot [I_k(t) \sin(\delta t) - Q_k(t) \cos(\delta t)] \cdot \cos(\omega_s \cdot t) dt + \int_{t_k}^{t_k+T} x(t) \cdot [I_k(t) \cos(\delta t) + Q_k(t) \sin(\delta t)] \cdot \sin(\omega_s \cdot t) dt \quad (12)$$

$x(t)=s(t)+n(t)$  - реализация входного сигнала,  $s(t)$  - полезный сигнал,  $n(t)$  - аддитивный гауссов шум,  $t_{k+1}=t_k+T$ ,  $k=0, \dots, K-2$ ,  $K$  - число некогерентных накоплений,  $\omega_s$  - частота пилот сигнала,  $\delta=\omega-\omega_s$  - расстройка частоты,  $\omega$  - частота опорного сигнала,  $I_k(t)$ ,  $Q_k(t)$  - известные ортогональные кодовые псевдослучайные последовательности (ПСП) пилот канала  $k$ -го временного интервала стационарности.

За оценку расстройки частоты входного сигнала относительно частоты опорного сигнала принимается значение  $\hat{\delta}$  аргумента решающей функции  $L(S)$ , при котором она достигает своего максимума, то есть

$$\hat{\delta} = \arg \max [L(\delta)] \quad (13)$$

Вычисление величины  $L(\delta)$  включает в себя процедуру когерентного накопления на интервале  $T$  (11), (12) и процедуру дополнительного некогерентного накопления на  $K$  интервалах длительности  $T$  (9).

Длительность когерентного накопления  $T$  выбирается таким образом, чтобы область неопределенности значения расстройки частоты входного сигнала находилась в пределах главного лепестка детерминированной составляющей решающей функции  $L(\delta)$ .

Детерминированная составляющая решающей функции  $L(\delta)$  достигает своего максимума при  $\omega=\omega_s$  и уменьшается в пределах главного лепестка с ростом величины расстройки

$$\delta = |\omega - \omega_s| \quad (14)$$

Ширина главного лепестка решающей функции  $L(\delta)$  обратно пропорциональна длительности когерентного накопления  $T$  и связана с шириной  $W$  интервала неопределенности частоты следующим образом

$$T \approx \frac{2\pi}{W} \quad (15)$$

В качестве иллюстрации на фиг.3 представлены графики решающей функции  $L(\delta)$  при различных значениях длительности интервала когерентного накопления  $T$ .



Для поиска аргумента максимума решающей функции  $L(\delta)$  (13) в данном способе используется простая и одновременно эффективная процедура по результатам вычисления значений  $L(\delta)$  в двух точках  $\delta = \delta_g - \Delta\omega$  и  $\delta = \delta_g + \Delta\omega$  в пределах главного лепестка. Оценка текущей расстройки определяется выражением

$$\hat{\delta} = \delta_g + \frac{L_+ - L_-}{\max\{L_+, L_-\}} \cdot \Delta\omega, \quad (16)$$

где

$$L_- = L(\delta_g - \Delta\omega), L_+ = L(\delta_g + \Delta\omega)$$

$$0 < \Delta\omega \leq \frac{W}{2} \quad (17)$$

$\delta_g$  - предшествующее значение оценки расстройки частоты  $\omega_g$  опорного сигнала относительно частоты входного сигнала  $\omega_s$  из интервала неопределенности  $W$ .

Случай  $L_+ = L_-$  соответствует ситуации, когда аргумент  $\hat{\delta}$  максимума решающей функции  $L(\delta)$  совпадает с  $\delta_g$  (фиг.4). При этом из выражения (16) следует, что  $\hat{\delta} = \delta_g$ . Настройка частоты опорного сигнала считается точной,  $\hat{\delta} = \delta_g = 0$  и  $\omega_g = \omega_s$ .

При  $L_+ \neq L_-$  - оценка расстройки несущей частоты  $\hat{\delta} = \delta_g$  отлична от нуля (см. фиг.5,

6). Как видно из (16), модуль величины  $\hat{\delta}$  растет с увеличением модуля разности  $L_+ - L_-$ .

Из (16), (17) следует, что оценка  $\hat{\delta}$  принадлежит интервалу

$$\delta_g - W/2 \leq \hat{\delta} \leq \delta_g + W/2. \quad (18)$$

Таким образом, исключаются грубые ошибки оценки, что придает предлагаемому алгоритму устойчивость.

Таким образом, для текущей оценки расстройки несущей частоты предлагаемый способ использует оценку значений решающей функции (9) в двух точках  $L_+$  и  $L_-$ , находящихся в пределах главного лепестка.

Для определения  $\hat{\delta}$  используется выражение (16), в которое подставляются величины  $L_+$  и  $L_-$ . Для каждой последующей оценки расстройки частоты в качестве  $\hat{\delta}$  используется значение предыдущей оценки  $\hat{\delta}$ .

Текущая оценка частоты входного сигнала  $\hat{\omega}_s$  определяется из выражения

$$\hat{\omega}_s = \omega_g + \hat{\delta}, \quad (19)$$

где  $\hat{\delta}$  - значение текущей оценки расстройки частоты и  $\omega_g$  - частота опорного сигнала предыдущего шага коррекции.

Особенностью предлагаемого способа оценки является быстрая сходимость результата к точному значению несущей частоты сигнала, а также устойчивость работы алгоритма при низких отношениях мощностей сигнала и помехи.

В условиях разрешаемой многолучевости предлагается проводить подстройку опорной частоты по результатам оценок расстроек частоты каждой из многолучевых компонент с учетом энергетических соотношений между лучами.

Пусть  $L_-(n)$ ,  $L_+(n)$  и  $\hat{\omega}_s(n)$  - соответствуют величинам  $L_-$ ,  $L_+$  и  $\hat{\omega}_s$ , полученным для  $n$ -го луча ( $n=1, \dots, N$ ,  $N \geq 2$ ) согласно выражениям (17) и (19). Тогда результирующая оценка расстройки частоты  $\hat{\delta}_\Sigma$  находится с помощью взвешенной суммы оценок расстроек частоты сигналов лучей с соответствующими весовыми коэффициентами  $a_n$ , учитывающими относительный энергетический вклад каждого луча:

$$\hat{\delta}_\Sigma = \sum_{n=1}^N a_n \cdot \hat{\delta}(n), \quad (20)$$

$$\text{где } a_n = \frac{\max\{L_-(n), L_+(n)\}}{\sum_{j=1}^N (\max\{L_-(j), L_+(j)\})}.$$

5 Сумма (20) позволяет учитывать неравнозначность результатов оценки расстройки частоты по разным лучам. Более достоверными считаются оценки по сигналам лучей с большими мощностями.

Таким образом, оценка расстройки частоты входного многолучевого сигнала формируется с помощью линейной комбинации (20) оценок расстроек частот, получаемых  
10 независимо для каждой многолучевой компоненты из выражений (16)-(19).

При этом текущая оценка частоты  $i$ -й компоненты  $\hat{\omega}_{st}$  входного многолучевого сигнала определяется из выражения

$$\hat{\omega}_s(i) = \omega_g + \hat{\delta}(i), \quad (21)$$

15 где  $\hat{\delta}(i)$  - значение текущей оценки расстройки частоты  $i$ -й компоненты и  $\omega_g$  - частота опорного сигнала предыдущего шага коррекции.

Условия проведения процедуры автоматической подстройки частоты опорного сигнала мобильной станции для различных областей неопределенности  $W$  учитываются выбором параметров  $N$ ,  $K$  и  $\pm\Delta\omega$ . Например, на первом этапе автоподстройки частоты длительность  
20 когерентного накопления выбирается минимальной, обеспечивая максимальный интервал неопределенности, а число некогерентных накоплений выбирается максимальным. На последующих этапах длительность когерентного накопления увеличивается, а число некогерентных накоплений уменьшается. При этом интервал неопределенности уменьшается, и точность определения расстройки постепенно увеличивается.

25 Для реализации предлагаемого способа автоматической подстройки частоты опорного сигнала мобильной станции предложено устройство, основанное на методе максимального правдоподобия.

Структурная схема предлагаемого устройства представлена на фиг.7. Устройство содержит первый и второй перемножители 1-1, 1-2, фазовращатель 2, генератор  
30 псевдослучайной последовательности (ГПСП) 3, первый и второй аналого-цифровые преобразователи (АЦП) 5, 8, первый и второй фильтры 6, 9,  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$ , первый сумматор 11,  $N$  вторых сумматоров 12-1-12- $N$ , генератор, управляемый напряжением (ГУН) 13,  $N$  умножителей 21-1-21- $N$ ,  $N$  делителей 22-1-22- $N$ , третий сумматор 23, блок управления 24.

35 Первые сигнальные входы первого и второго перемножителей 1-1-1-2 объединены и являются входом устройства. Второй вход первого перемножителя 1-1 соединен с выходом квадратурной составляющей опорного сигнала фазовращателя 2, а второй вход второго перемножителя 1-2 соединен с выходом синфазной составляющей опорного сигнала ГУН 13. Выход опорного сигнала генератора, управляемого напряжением 13, соединен также с  
40 входом фазовращателя 2. Выход первого перемножителя 1-1, соответствующий квадратурной составляющей принимаемого сигнала, через первый фильтр 6 и первый аналого-цифровой преобразователь 5 соединен с вторыми входами  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$ . Выход второго перемножителя 1-2, соответствующий синфазной составляющей принимаемого сигнала, через второй фильтр 9  
45 и второй аналого-цифровой преобразователь 8 соединен с третьими входами  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$ . Первые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$  соединены с выходами ГПСП 3, формирующими действительные и мнимые части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала лучей, на вход ГПСП 3 поступает управляющий сигнал результатов поиска.  
50 На четвертые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$  поступают сигналы управления с выхода блока управления 24, на вход которого поступает сигнал установки режима работы. Первые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10- $N$  являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно

частоты опорного сигнала и соединены с первыми входами соответствующих умножителей 21-1-21-N и с первыми входами соответствующих вторых сумматоров 12-1-12-N. Вторые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N, соответствующие оценке мощности сигналов лучей, соединены с соответствующими входами первого сумматора 11 и с первыми входами соответствующих делителей 22-1-22-N. Выход первого сумматора 11, соответствующий сумме оценок мощности сигналов всех лучей, соединен с вторыми входами делителей 22-1-22-N. Выходы делителей 22-1-22-N соединены с вторыми входами соответствующих умножителей 21-1-21-N. Сигнал на выходе каждого делителя 22-1-22-N соответствует отношению оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей. Выходы умножителей 21-1-21-N соединены с соответствующими входами третьего сумматора 23, сигнал на выходе которого является сигналом средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала. Выход третьего сумматора 23 соединен с вторыми входами вторых сумматоров 12-1-12-N и входом ГУН 13. Сигналы на выходах сумматоров 12-1-12-N являются сигналами относительной расстройки частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства.

Работает предлагаемое устройство автоматической подстройки частоты опорного сигнала приемной станции следующим образом.

Предполагается, что предварительно выполнен поиск сигналов лучей на интервале многолучевости и получены оценки их временного положения. Эти оценки используют в качестве управляющего сигнала результатов поиска для установки временных задержек в ГПСП 3 при формировании копий обнаруженных сигналов лучей. Входной широкополосный многолучевой радиосигнал поступает на первые, сигнальные, входы перемножителей 1-1 и 1-2. На второй вход первого перемножителя 1-1 с выхода фазовращателя 2 поступает квадратурная составляющая опорного сигнала, а на второй вход второго перемножителя 1-2 с выхода ГУН 13 поступает синфазная составляющая опорного сигнала. Фазовращатель 2 осуществляет фазовый сдвиг сигнала на  $\pi/2$ . В результате перемножения принимаемого сигнала на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала на выходах перемножителей 1-1 и 1-2 формируют соответственно квадратурную и синфазную составляющие принимаемого сигнала. В первом 6 и втором 9 фильтрах осуществляют фильтрацию соответственно квадратурной и синфазной составляющих принимаемого сигнала. Профильтрованные квадратурная и синфазная составляющие принимаемого сигнала поступают соответственно в первый АЦП 5 и второй АЦП 8, где производится их аналого-цифровое преобразование. Полученные цифровые сигналы поступают соответственно на вторые и третьи входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N. На первые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N с выхода ГПСП 3 поступают сигналы действительной и мнимой частей ПСП пилот сигнала, временное положение которых соответствует задержке сигналов обнаруженных лучей. На четвертые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N с выхода блока управления 24 поступают сигналы управления режимом работы.

В соответствии с сигналами управления режимом работы в каждом блоке оценки расстройки частоты сигнала луча 10-1-10-N устанавливаются длительность когерентных и некогерентных накоплений, а также частоту дополнительного опорного сигнала. Сигнал расстройки частоты сигнала соответствующего луча относительно частоты опорного сигнала и оценку мощности сигнала луча формируют, используя цифровые профильтрованные синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала и сигналы действительной и мнимой частей ПСП пилот сигнала обнаруженных лучей. Сигнал расстройки частоты сигнала каждого луча относительно частоты опорного сигнала поступает на первые входы соответствующих умножителей 21-1-21-N и на первые входы соответствующих вторых сумматоров 12-1-12-N.

Используя оценки мощности сигналов лучей, находят относительный вклад каждой составляющей входного многолучевого сигнала. Для этого в первом сумматоре 11 суммируют оценки мощности сигналов всех лучей и в соответствующем делителе 22-1-22-N

для каждого луча формируют отношение оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей. В умножителях 21-1-21-N для каждого луча перемножают сформированные отношения оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей с соответствующим сигналом расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала. Суммируя полученные произведения по всем лучам в третьем сумматоре 23, на его выходе формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала. По средней расстройке частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала корректируют частоту опорного сигнала ГУН 13, а на выходах вторых сумматоров 12-1-12-N по средней расстройке и сигналу расстройки частоты сигнала соответствующего луча относительно частоты опорного сигнала формируют относительную расстройку частоты сигнала этого луча.

Сигналы на выходах сумматоров 12-1-12-N являются выходными сигналами устройства. Вариант выполнения блока управления 24 представлен на фиг.8.

Блок управления 24 содержит узел выбора числа когерентных накоплений 25, узел выбора числа некогерентных накоплений 26, счетчик 27, генератор тактовых импульсов (ГТИ) 28 и постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) 29.

Область памяти ПЗУ 29 разделена на подобласти, в адреса которых занесены наборы управляющих параметров: числа когерентных накоплений  $N$ , числа некогерентных накоплений  $K$ , частота дополнительного опорного сигнала  $\Delta\omega$ . Входной управляющий сигнал блока управления 24 задает величину априорной области неопределенности частотной расстройки  $W$  и помехово-шумовую обстановку (отношение сигнал/шум в канале). Известно, что ширина главного лепестка решающей функции  $L(\delta)$  обратно пропорциональна числу когерентных накоплений  $N$ .

Поэтому в узле выбора числа когерентных накоплений 25 по величине  $W$  определяют значение  $N$  и частоту дополнительного опорного сигнала  $\Delta\omega$ . Далее по выбранному значению  $N$  и по отношению сигнал/шум в узле 26 осуществляют выбор числа некогерентных накоплений. По выбранным параметрам в блоке 26 формируют коэффициент деления, который поступает на счетчик 27. Этот коэффициент деления определяет выходное значение счетчика 27, которое соответствует адресу подобласти памяти ПЗУ 29, в которой помещен выбранный набор управляющих параметров  $N$ ,  $K$ ,  $\Delta\omega$ . На следующем шаге по сигналу тактовой частоты с выхода ГТИ 28 выходное значение счетчика 27 изменяется и соответствует адресу памяти ПЗУ 29 нового набора управляющих параметров  $N$ ,  $K$ ,  $\Delta\omega$ .

В блоке управления 24 может быть использован стандартный счетчик с переменным коэффициентом деления, описанный, например, в справочнике "Цифровые радиоприемные системы". Под ред. М. И.Жодзишского. М.: Радио и связь. 1990, стр.45.

Пример реализации ПЗУ 29 приведен на рис.2.18, стр.55 в справочнике "Цифровые радиоприемные системы". Под ред. М.И.Жодзишского. М.: Радио и связь. 1990.

Узлы выбора числа когерентных накоплений 25 и выбора числа некогерентных накоплений 26 могут быть реализованы на базе стандартного ПЗУ (как в предыдущем абзаце) или специализированного микропроцессора.

Оценивание расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала в предлагаемом способе осуществляется следующим образом:

- формируют действительные и мнимые компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала,

- формируют действительные и мнимые компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты квадратурной составляющей дополнительного

опорного сигнала,

- формируют первый суммарный и первый разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность действительной компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и мнимой компоненты квадратурной составляющей дополнительного

5 опорного сигнала,

- формируют второй суммарный и второй разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность мнимой компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и действительной компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала,

10 - формируют первые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

- формируют первые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

15 - формируют вторые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

- формируют вторые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала,

20 - формируют синфазную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой суммарной синфазной составляющей и отсчеты второй разностной квадратурной составляющей,

- формируют квадратурную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов первой суммарной квадратурной составляющей отсчеты второй разностной синфазной составляющей,

- формируют синфазную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой разностной синфазной составляющей и отсчеты второй суммарной квадратурной составляющей,

30 - формируют квадратурную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов второй суммарной синфазной составляющей отсчеты первой разностной квадратурной составляющей,

- накапливают по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, где N - число когерентных накоплений,

40 - вычисляют квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной и уменьшенной частоте опорного сигнала,

- формируют результат когерентного накопления, соответствующий увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной частоте опорного сигнала,

50 - формируют результат когерентного накопления, соответствующий уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих уменьшенной частоте опорного сигнала,

- формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, накапливая K результатов когерентного накопления, соответствующего

увеличенной частоте опорного сигнала, где  $K$  - число некогерентных накоплений,

- формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, накапливая  $K$  результатов когерентного накопления, соответствующего уменьшенной частоте опорного сигнала,

5 - находят оценку мощности сигнала луча, определяя максимальное значение из оценки мощности сигнала луча, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала,

- формируют отношение разности оценки мощности сигнала луча, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, к оценке мощности сигнала луча,

10 - формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно опорного сигнала, перемножая сформированное отношение с частотой дополнительного опорного сигнала.

Для реализации предлагаемого способа оценивания расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала может быть использован блок, общая структурная 15 схема которого представлена на фиг.9. Блок оценки расстройки частоты сигнала луча 10 содержит фазовращатель 30, генератор 31, первый и второй перемножители 32 и 33, третий и четвертый перемножители 34 и 35, первый и второй сумматоры 36 и 37, третий и четвертый сумматоры 38 и 39, пятый, шестой, седьмой и восьмой перемножители 40, 41, 42, 43, девятый, десятый, одиннадцатый и двенадцатый перемножители 44, 45, 46, 47, 20 пятый и шестой сумматоры 48 и 49, седьмой и восьмой сумматоры 50 и 51, первый и второй квадраторы 52 и 53, третий и четвертый квадраторы 54, 55, девятый сумматор 56, компаратор 57, десятый сумматор 58, тринадцатый перемножитель 59, делитель 60, одиннадцатый сумматор 61.

При этом первые входы первого и второго перемножителей 32, 33 и вход 25 фазовращателя 30 соединены с выходом генератора 31, сигнал с которого является синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала. Вход генератора 31 и вход тринадцатого перемножителя 59 являются входами частоты дополнительного опорного сигнала и соединены с выходом блока управления 24. Первые входы третьего и четвертого перемножителей 34, 35 соединены с выходом фазовращателя 30, сигнал с выхода которого 30 является квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала. Вторые входы первого перемножителя 32 и третьего перемножителя 34 являются входами действительной части псевдослучайной последовательности, сигнала луча и соединены с выходом ГПСЧ 3. Вторые входы второго перемножителя 33 и четвертого перемножителя 35 являются входами мнимой части псевдослучайной последовательности сигнала луча и 35 соединены с выходом ГПСЧ 3. Вторые входы перемножителей 32, 33, 34, 35 являются первым входом блока 10.

Выход первого перемножителя 32, который является выходом сигнала действительной компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, соединен с первым входом первого сумматора 36 и с первым входом третьего сумматора 38.

40 Выход второго перемножителя 33, который является выходом сигнала мнимой компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, соединен с первым входом второго сумматора 37 и с первым входом четвертого сумматора 39.

Выход третьего перемножителя 34, который является выходом сигнала действительной компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, соединен с 45 вторым входом второго сумматора 37 и с вторым входом четвертого сумматора 39.

Выход четвертого перемножителя 35, который является выходом сигнала мнимой компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, соединен с вторым входом первого сумматора 36 и с вторым входом третьего сумматора 38.

50 Выход первого суммарного опорного сигнала первого сумматора 36 соединен соответственно с первыми входами пятого и седьмого перемножителей 40 и 42.

Выход второго разностного опорного сигнала второго сумматора 37 соединен соответственно с первыми входами шестого и восьмого перемножителей 41 и 43.

Выход первого разностного опорного сигнала третьего сумматора 38 соединен

соответственно с первыми входами девятого и двенадцатого перемножителей 44 и 47.

Выход второго суммарного опорного сигнала четвертого сумматора 39 соединен соответственно с первыми входами десятого и одиннадцатого перемножителей 45 и 46.

5 Вторые входы перемножителей 40, 43, 44, 46 являются входами отсчетов синфазной фильтрованной цифровой составляющей принимаемого сигнала и являются третьим входом блока 10.

Вторые входы перемножителей 41, 42, 45, 47 являются входами отсчетов квадратурной фильтрованной цифровой составляющей принимаемого сигнала и являются вторым входом блока 10

10 Третьи входы пятого и шестого сумматоров 48, 49 и третьи входы седьмого и восьмого сумматоров 50, 51 являются входами числа когерентных накоплений и соединены с выходом блока управления 24.

Выход пятого перемножителя 40, который является выходом первой суммарной синфазной составляющей, соединен с первым входом пятого сумматора 48.

15 Выход шестого перемножителя 41, который является выходом второй разностной квадратурной составляющей, соединен с вторым входом пятого сумматора 48. Выход пятого сумматора 48, являющийся выходом синфазной компоненты с увеличенной частотой опорного сигнала, соединен с входом первого квадратора 52.

20 Выход седьмого перемножителя 42, являющийся выходом первой суммарной синфазной составляющей, соединен с первым входом шестого сумматора 49.

Выход восьмого перемножителя 43, являющийся выходом второй разностной квадратурной составляющей, соединен с вторым входом шестого сумматора 49. Выход шестого сумматора 49, являющийся выходом квадратурной компоненты с увеличенной частотой опорного сигнала, соединен с входом второго квадратора 53.

25 Выход девятого перемножителя 44, который является выходом первой разностной синфазной составляющей, соединен с первым входом седьмого сумматора 50.

Выход десятого перемножителя 45, который является выходом второй суммарной квадратурной составляющей, соединен с вторым входом седьмого сумматора 50. Выход седьмого сумматора 50, являющийся выходом синфазной компоненты с уменьшенной частотой опорного сигнала, соединен с входом третьего квадратора 54.

30 Выход одиннадцатого перемножителя 46, являющийся выходом второй суммарной синфазной составляющей, соединен с первым входом восьмого сумматора 51.

Выход двенадцатого перемножителя 47, являющийся выходом первой разностной квадратурной составляющей, соединен с вторым входом восьмого сумматора 51. Выход 35 восьмого сумматора 51, который является выходом квадратурной компоненты с уменьшенной частотой опорного сигнала, соединен с входом четвертого квадратора 55.

Выходы первого и второго квадраторов 52, 53, которые соответственно являются выходами квадратов синфазной и квадратурной компонент с увеличенной частотой опорного сигнала, соединены соответственно с первым и вторым входом девятого

40 сумматора 56. Выходы третьего и четвертого квадраторов 54, 55, которые соответственно являются выходами квадратов синфазной и квадратурной компонент с уменьшенной частотой опорного сигнала, соединены соответственно с первым и вторым входом десятого сумматора 58. Третьи входы девятого сумматора 56 и десятого сумматора 58, которые являются входами числа некогерентных накоплений и соединены с выходом блока 45 управления 24. Вход генератора 31, первый вход перемножителя 59, третьи входы сумматоров 48, 49, 50, 51, а также третьи входы сумматоров 56 и 58 являются четвертым входом блока 10.

Выход девятого сумматора 56, который является выходом оценки мощности сигнала луча с увеличенной частотой опорного сигнала, соединен с первым входом компаратора 57 50 и с первым входом одиннадцатого сумматора 61. Выход десятого сумматора 58, который является выходом оценки мощности сигнала луча с уменьшенной частотой опорного сигнала, соединен с вторым входом компаратора 57 и вторым входом одиннадцатого сумматора 61. Выход компаратора 57, который является выходом оценки мощности

сигнала луча, соединен с первым входом делителя 60 и является вторым выходом блока 10. Выход одиннадцатого сумматора 61 соединен с вторым входом делителя 60, выход которого соединен с вторым входом тринадцатого перемножителя 59. Выход тринадцатого перемножителя 59 является выходом сигнала расстройки частоты сигнала луча

5 относительно опорного сигнала и первым выходом блока 10.

Работает блок оценки расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала следующим образом.

Для упрощения описания работы общую структурную схему блока 10 удобно разделить на следующие группы узлов, которые функционально независимы.

10 Группа узлов, формирующих общие исходные сигналы, - это фазовращатель 30, генератор 31, первый и второй перемножители 32, 33, третий и четвертый перемножители 34, 35.

15 Группа узлов, формирующих оценку мощности сигнала луча, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, - это первый и второй сумматоры 36, 37, пятый, шестой, седьмой и восьмой перемножители, 40, 41, 42, 43, пятый и шестой сумматоры 48, 49, первый и второй квадраторы 52, 53 и девятый сумматор 56.

20 Группа узлов, формирующих оценку мощности сигнала луча, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, - это третий и четвертый сумматоры 38, 39, девятый, десятый, одиннадцатый и двенадцатый перемножители 44, 45, 46, 47, седьмой и восьмой сумматоры 50, 51, третий и четвертый квадраторы 54, 55 и десятый сумматор 58.

Группа узлов, формирующих общие выходные сигналы, - это компаратор 57, тринадцатый перемножитель 59, делитель 60 и одиннадцатый сумматор 61.

25 Параметры блока 10 устанавливаются в соответствии с сигналами управления: частотой дополнительного опорного сигнала  $\Delta\omega$ , числом когерентных накоплений  $N$  и числом некогерентных накоплений  $K$ , которые формируют на выходе блока управления 24.

30 Рассмотрим группу узлов, формирующих общие исходные сигналы. По управляющему сигналу - частоте дополнительного опорного сигнала  $\Delta\omega$  на выходе генератора 31 формируют отсчеты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, а на выходе фазовращателя 30 формируют отсчеты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала. Отсчеты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала поступают на первые входы первого и второго перемножителей 32, 33. Отсчеты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала поступают на первые входы третьего и четвертого перемножителей 34, 35. На вторые входы первого перемножителя 32 и на вторые входы третьего перемножителя 34 поступают отсчеты действительной части псевдослучайной последовательности сигнала луча. На вторые входы второго перемножителя 33 и на вторые входы четвертого перемножителя 35 поступают отсчеты мнимой части псевдослучайной последовательности сигнала луча. В результате перемножения отсчетов на выходах первого и второго перемножителей 32 и 33 формируются соответственно действительная и мнимая компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, а на выходах третьего и четвертого перемножителей 34 и 35 формируются соответственно действительная и мнимая компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала. Сформированные сигналы являются общими исходными сигналами, которые используют для формирования оценок мощности сигнала луча, соответствующих увеличенной и

45 уменьшенной частоте опорного сигнала.

50 На выходах первого сумматора 36 и третьего сумматора 38 формируют соответственно первый суммарный и первый разностный опорные сигналы, посредством суммирования и вычитания действительной компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и мнимой компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала.

На выходах четвертого сумматора 39 и второго сумматора 37 формируют соответственно второй суммарный и второй разностный опорные сигналы, посредством суммирования и вычитания мнимой компоненты синфазной составляющей



дополнительного опорного сигнала и действительной компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала.

На выходах пятого и седьмого перемножителей 40, 42 формируют соответственно первые суммарные синфазную и квадратурную составляющие посредством перемножения  
5 отсчетов первого суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала.

На выходах шестого и восьмого перемножителей 41 и 43 формируют соответственно вторые разностные квадратурную и синфазную составляющие посредством перемножения  
10 отсчетов второго разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты фильтрованных цифровых квадратурной и синфазной составляющих принимаемого сигнала.

На выходах девятого и двенадцатого перемножителей 44, 47 формируют соответственно первые разностные синфазную и квадратурную составляющие, перемножая отсчеты первого разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты  
15 фильтрованной цифровой синфазной и квадратурной составляющей принимаемого сигнала.

На выходах десятого и одиннадцатого перемножителей 45, 46 формируют соответственно вторые суммарные квадратурную и синфазную составляющие, перемножая отсчеты второго суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты фильтрованной  
20 цифровой квадратурной и синфазной составляющей принимаемого сигнала.

Сумматоры 48, 49, 50, 51, 56, 58 осуществляют функцию накопления сумм, поступающих на их первые и вторые входы отсчетов. Число накоплений определяется сигналом  
управления на третьих входах этих сумматоров.

В пятом сумматоре 48 формируют синфазную компоненту, соответствующую увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала, суммируя отсчеты первой  
25 суммарной синфазной составляющей и отсчеты второй разностной квадратурной составляющей и накапливая N сумм, где число когерентных накоплений N определяется сигналом блока управления 24.

В шестом сумматоре 49 формируют квадратурную компоненту, соответствующую увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала, вычитая из отсчетов первой  
30 суммарной квадратурной составляющей отсчеты второй разностной синфазной составляющей и накапливая N разностей.

В седьмом сумматоре 50 формируют синфазную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала, суммируя отсчеты первой  
35 разностной синфазной составляющей и отсчеты второй суммарной квадратурной составляющей и накапливая N сумм.

В восьмом сумматоре 51 формируют квадратурную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала, вычитая из отсчетов второй  
40 суммарной синфазной составляющей отсчеты первой разностной квадратурной составляющей и накапливая N разностей.

В первом и втором квадраторах 52 и 53 вычисляют квадраты результатов накоплений в пятом и шестом сумматорах 48 и 49 синфазной и квадратурной компонент,  
соответствующих увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала.

В третьем и четвертом квадраторах 54 и 55 вычисляют квадраты результатов накоплений в седьмом и восьмом сумматорах 50 и 51 синфазной и квадратурной  
45 компонент, соответствующих уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала.

На выходе девятого сумматора 56 формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала, суммируя  
50 квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала, и накапливая K сумм, где K определяется выходным сигналом блока управления 24.

На выходе десятого сумматора 58 формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала, суммируя  
квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих

уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала, и накапливая  $K$  сумм.

В компараторе 57 находят оценку мощности сигнала луча, определяя максимальное значение из оценок мощности сигнала луча, соответствующих увеличенной и уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала.

5 На выходе одиннадцатого сумматора 61 формируют разность оценки мощности сигнала луча, соответствующего увеличенной частоте дополнительного опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующего уменьшенной частоте дополнительного опорного сигнала. В делителе 60 формируют отношение разности, полученной в одиннадцатом сумматоре 61, к оценке мощности сигнала луча с выхода компаратора 57.

10 На выходе тринадцатого перемножителя 59 формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно опорного сигнала, перемножая сформированное в делителе 60 отношение с величиной частоты дополнительного опорного сигнала  $\Delta\omega$ .

15 Следует отметить, что последовательная циклическая процедура оценки расстройки и ее компенсации использует оригинальный алгоритм определения максимума решающей функции по двум ее значениям из области неопределенности частоты, что позволяет сократить время компенсации частотной расстройки. В отличие от прототипа предлагаемая процедура обладает более высокой помехоустойчивостью, т.к. использует дополнительный цифровой опорный сигнал. Предложенный алгоритм может функционировать при различных, в том числе значительных, величинах первоначальной частотной расстройки.

20 Он эффективен как на начальном этапе (в режиме захвата частоты), так и при последующей автоподстройке.

Представленное решение проблемы автоподстройки частоты сочетает в себе способность точной подстройки частоты при умеренных затратах на его реализацию. Предлагаемый вариант реализации АПЧ позволяет проводить точную настройку частоты опорного генератора даже при очень низком отношении сигнал-шум для принимаемого сигнала.

25

#### Формула изобретения

1. Способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, заключающийся

30 в том, что перемножают принимаемый сигнал на синфазную и квадратурную составляющие опорного сигнала, формируя синфазную и квадратурную составляющие принимаемого сигнала, осуществляют фильтрацию синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, производят аналого-цифровое преобразование фильтрованных синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, формируют

35 действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала, временное положение которых соответствует задержке сигналов обнаруженных лучей, для каждого найденного луча формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала и оценку мощности сигнала луча, используя цифровые фильтрованные синфазную и квадратурную составляющие принимаемого

40 сигнала и действительную и мнимую части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала этого луча, формируют сигнал средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно частоты опорного сигнала, для чего суммируют оценки мощности сигналов всех лучей, для каждого луча формируют отношение оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей, для каждого луча

45 перемножают сформированное отношение с сигналом расстройки частоты сигнала луча относительно частоты опорного сигнала, формируют среднюю расстройку частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, суммируя полученные произведения по всем лучам, корректируют частоту опорного сигнала по средней расстройке частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного

50 сигнала, для каждого луча по средней расстройке частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала и сигналу расстройки частоты сигнала этого луча относительно частоты опорного сигнала формируют относительную расстройку частоты сигнала этого луча.

2. Способ оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, заключающийся в том, что формируют действительные и мнимые компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала, формируют действительные и мнимые компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, вычисляя произведения отсчетов действительной и мнимой частей псевдослучайной последовательности, задержка которой соответствует задержке сигнала этого луча, на отсчеты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, формируют первый суммарный и первый разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность действительной компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и мнимой компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, формируют второй суммарный и второй разностный опорные сигналы, вычисляя сумму и разность мнимой компоненты синфазной составляющей дополнительного опорного сигнала и действительной компоненты квадратурной составляющей дополнительного опорного сигнала, формируют первые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, формируют первые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов первого разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, формируют вторые суммарные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго суммарного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, формируют вторые разностные синфазную и квадратурную составляющие, вычисляя произведения отсчетов второго разностного опорного сигнала соответственно на отсчеты синфазной и квадратурной фильтрованных цифровых синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала, формируют синфазную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой суммарной синфазной составляющей и отсчеты второй разностной квадратурной составляющей, формируют квадратурную компоненту, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов первой суммарной квадратурной составляющей отсчеты второй разностной синфазной составляющей, формируют синфазную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя отсчеты первой разностной синфазной составляющей и отсчеты второй суммарной квадратурной составляющей, формируют квадратурную компоненту, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, вычитая из отсчетов второй суммарной синфазной составляющей отсчеты первой разностной квадратурной составляющей, накапливают по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов синфазной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, по N отсчетов квадратурной компоненты, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, где N - число когерентных накоплений, вычисляют квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной и уменьшенной частоте опорного сигнала, формируют результат когерентного накопления, соответствующий увеличенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих увеличенной частоте опорного сигнала, формируют результат когерентного накопления, соответствующий уменьшенной частоте опорного сигнала, суммируя квадраты результатов накоплений синфазной и квадратурной компонент, соответствующих уменьшенной частоте опорного

сигнала, формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую увеличенной частоте опорного сигнала, накапливая  $K$  результатов когерентного накопления, соответствующего увеличенной частоте опорного сигнала, где  $K$  - число некогерентных накоплений, формируют оценку мощности сигнала луча, соответствующую уменьшенной частоте опорного сигнала, накапливая  $K$  результатов когерентного накопления, соответствующего уменьшенной частоте опорного сигнала, находят оценку мощности сигнала луча, определяя максимальное значение из оценки мощности сигнала луча, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, формируют отношение разности оценки мощности сигнала луча, соответствующей увеличенной частоте опорного сигнала, и оценки мощности сигнала луча, соответствующей уменьшенной частоте опорного сигнала, к оценке мощности сигнала луча, формируют сигнал расстройки частоты сигнала луча относительно опорного сигнала, перемножая сформированное отношение с частотой дополнительного опорного сигнала.

3. Устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, содержащее первый и второй перемножители, фазовращатель, генератор псевдослучайной последовательности, первый и второй аналого-цифровые преобразователи, первый и второй фильтры,  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первый сумматор,  $N$  вторых сумматоров, генератор, управляемый напряжением, причем первые, сигнальные, входы первого и второго перемножителей объединены и являются входом устройства, первые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала и соединены с первыми входами соответствующих вторых сумматоров, выходы сумматоров являются выходами относительной расстройки частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства, отличающееся тем, что дополнительно введены  $N$  умножителей,  $N$  делителей, третий сумматор, блок управления, при этом второй вход первого перемножителя соединен с выходом квадратурной составляющей опорного сигнала фазовращателя, второй вход второго перемножителя соединен с выходом синфазной составляющей опорного сигнала генератора, управляемого напряжением, выход опорного сигнала генератора, управляемого напряжением, соединен также со входом фазовращателя, выход первого перемножителя, который является выходом квадратурной составляющей принимаемого сигнала, через первый фильтр и первый аналого-цифровой преобразователь соединен со вторыми входами  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, выход второго перемножителя, который является выходом синфазной составляющей принимаемого сигнала, через второй фильтр и второй аналого-цифровой преобразователь соединен с третьими входами  $N$  блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, первые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча соединены с выходами генератора псевдослучайной последовательности, формирующими действительные и мнимые части псевдослучайных последовательностей пилот сигнала лучей, вход генератора псевдослучайной последовательности является входом управляющего сигнала результатов поиска, четвертые входы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча соединены с выходами управления блока управления, вход которого является входом сигнала установки режима работы, первые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами сигналов расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала соединены с первыми входами соответствующих умножителей, вторые выходы блоков оценки расстройки частоты сигнала луча, которые являются выходами оценок мощности сигналов лучей, соединены с первыми входами соответствующих делителей и с соответствующими входами первого сумматора, выход первого сумматора, являющийся выходом суммы оценок мощности сигналов всех лучей, соединен со вторыми входами делителей, выходы делителей, которые являются выходами отношения оценки мощности сигнала луча к сумме оценок мощности сигналов всех лучей, соединены со вторыми входами соответствующих умножителей, выходы умножителей соединены с соответствующими входами третьего

сумматора, выход третьего сумматора, сигнал на выходе которого является сигналом средней расстройки частоты принимаемого многолучевого сигнала относительно опорного сигнала, соединен с вторыми входами вторых сумматоров и входом генератора, управляемого напряжением, выходы вторых сумматоров являются выходами сигналов 5 относительной расстройки частоты сигнала соответствующего луча, а также выходами устройства.

10

15

20

25

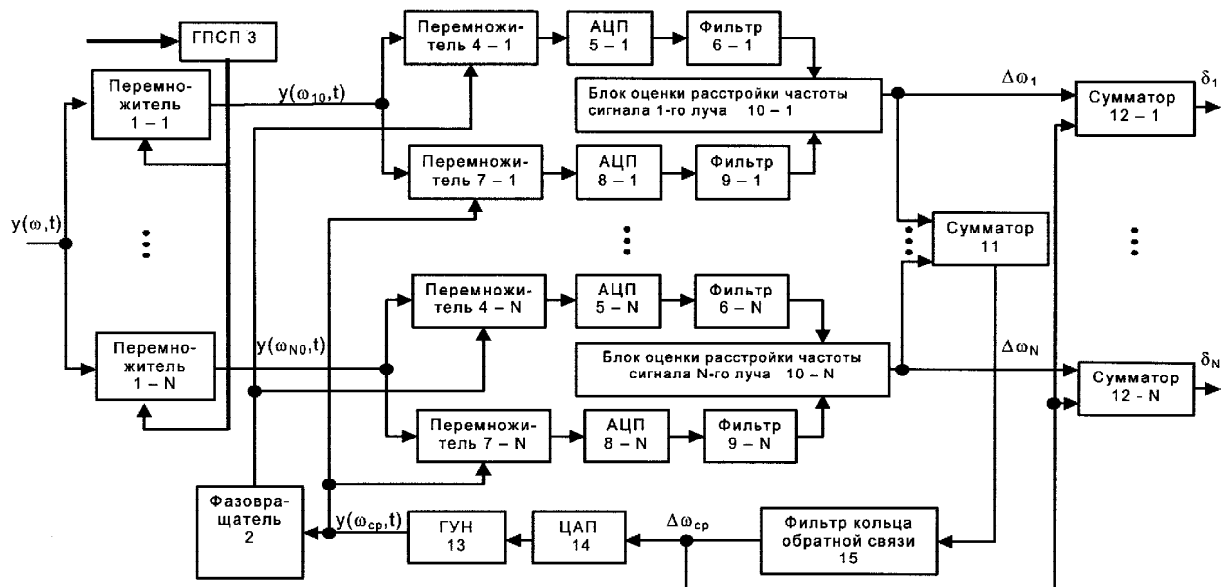
30

35

40

45

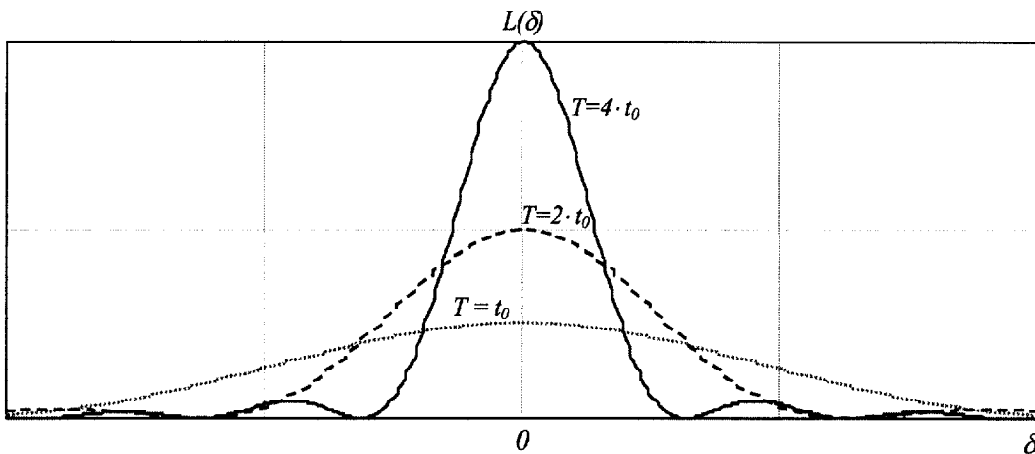
50



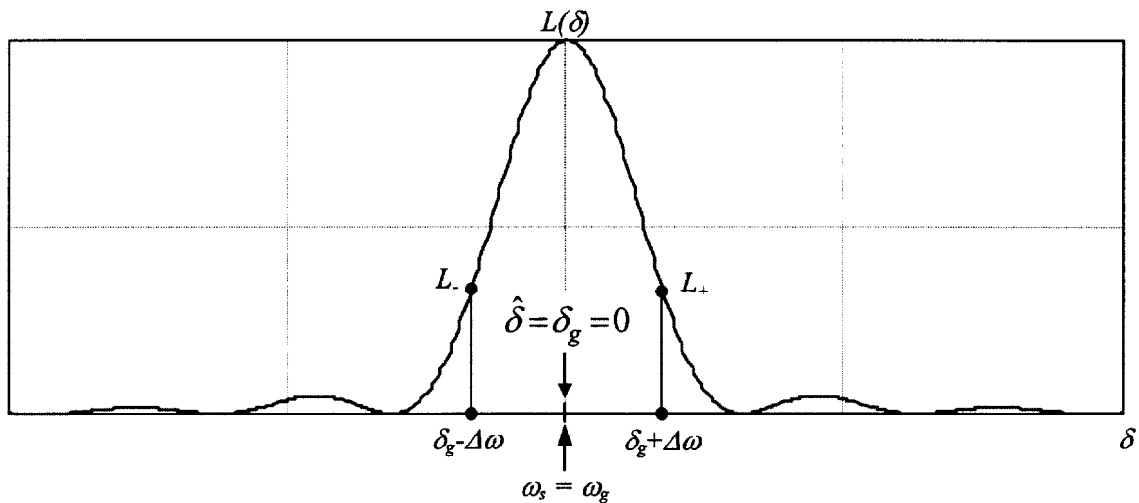
Фиг. 1



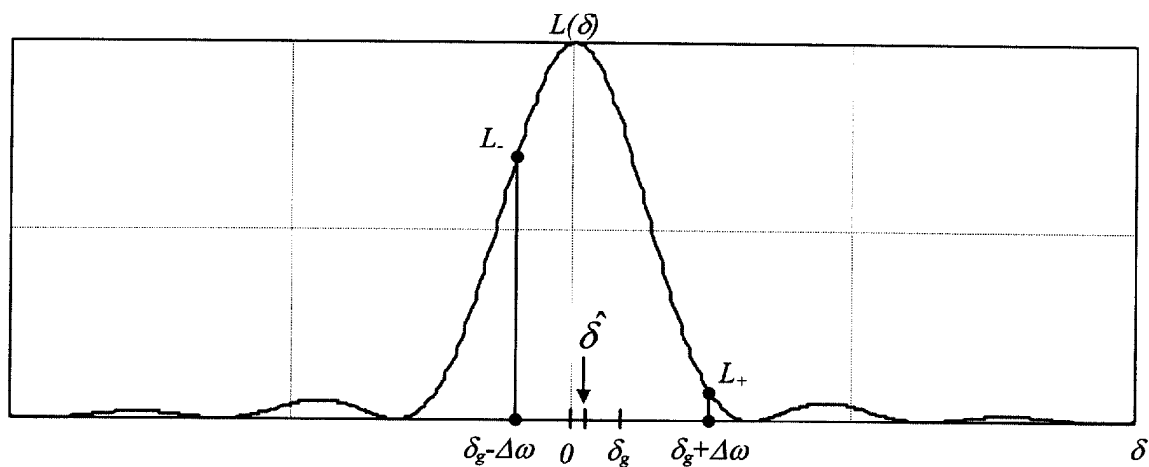
Фиг. 2



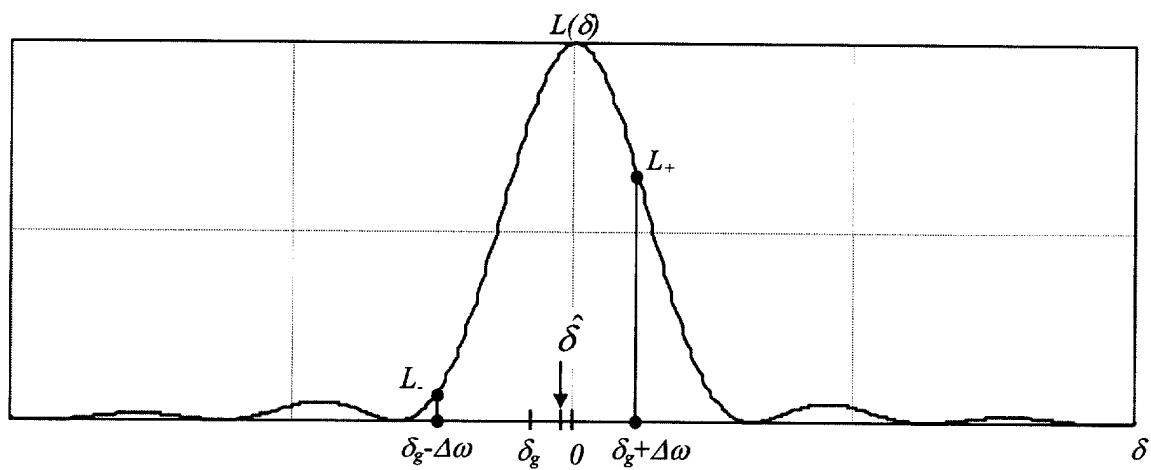
Фиг. 3



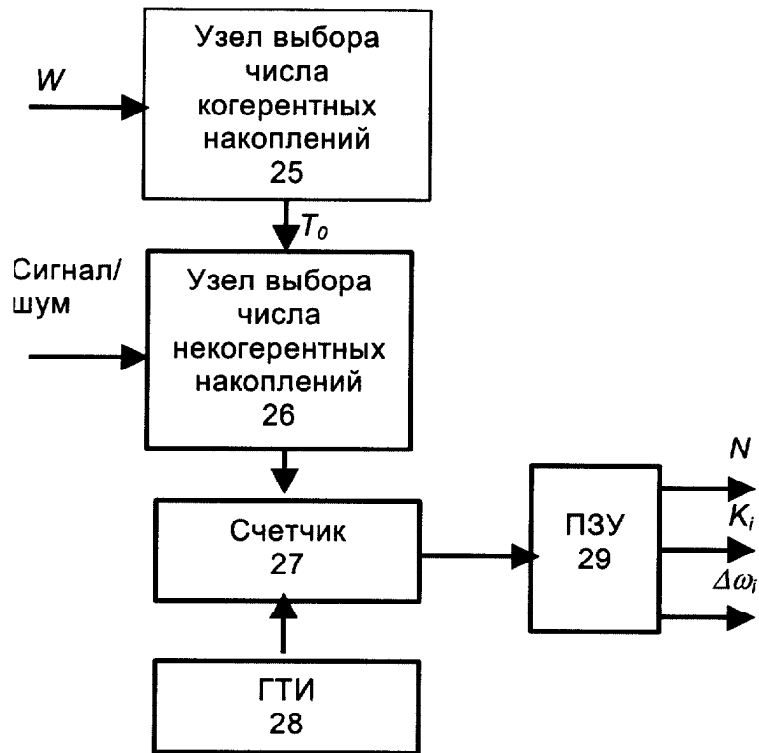
Фиг. 4



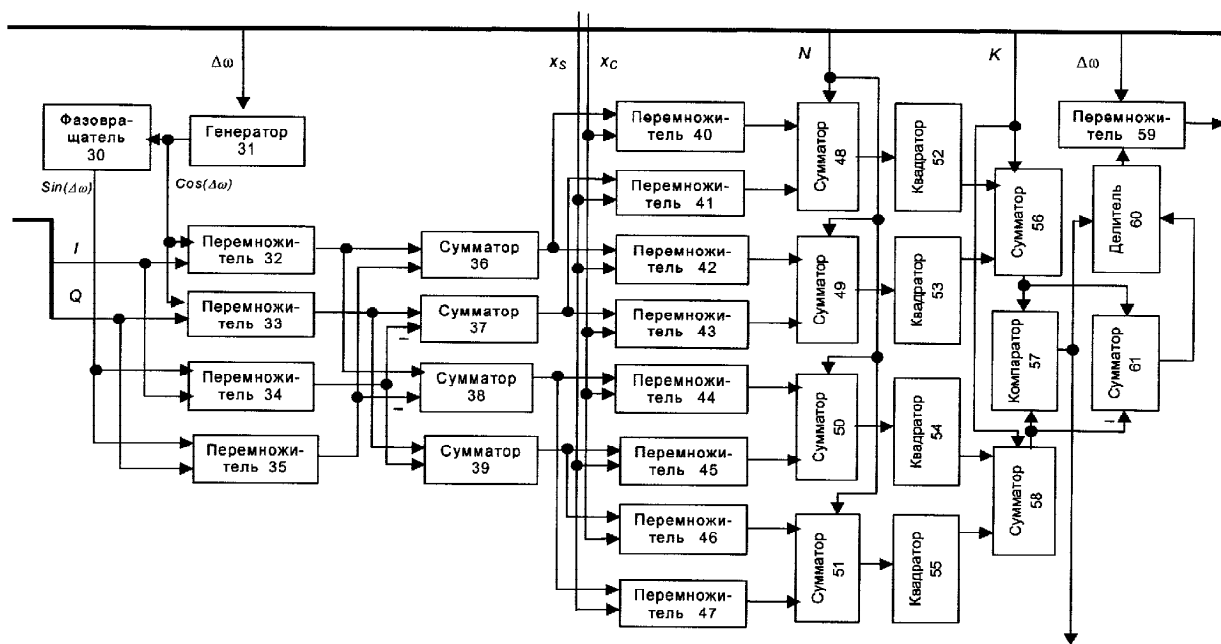
Фиг. 5



Фиг. 6



Фиг. 8



Фиг. 9