



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК  
H04L 27/32 (2020.08)

(21)(22) Заявка: 2020117095, 12.05.2020

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
12.05.2020

Дата регистрации:  
22.01.2021

Приоритет(ы):  
(22) Дата подачи заявки: 12.05.2020

(45) Опубликовано: 22.01.2021 Бюл. № 3

Адрес для переписки:  
394028, г. Воронеж, ул. Базовая, 6, АО НВП  
"ПРОТЕК"

(72) Автор(ы):  
Кирюшкин Владислав Викторович (RU),  
Журавлев Александр Викторович (RU),  
Иванов Александр Федорович (RU),  
Шуваев Владимир Андреевич (RU),  
Красов Евгений Михайлович (RU),  
Маркин Виктор Григорьевич (RU),  
Бабусенко Сергей Иванович (RU)

(73) Патентообладатель(и):  
Акционерное общество  
научно-внедренческое предприятие  
"ПРОТЕК" (RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете  
о поиске: RU 2286015 C1, 20.10.2006. RU  
2336650 C2, 20.10.2008. RU 2575481 C1,  
20.02.2016. RU 2393641 C1, 27.06.2010. RU  
2535198 C1, 10.12.2014. RU 2235429 C1,  
27.08.2004.

(54) Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме фазокодоманипулированных сигналов

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано для коррекции частоты опорного генератора приемника, необходимой для обеспечения когерентного приема фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов в стационарной системе «передатчик - приемник» при низком отношении сигнал/шум и большой области априорной неопределенности частотной расстройки. Технический результат - повышение отношения сигнал/шум на выходе приемника и повышения вероятности обнаружения сигнала. Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме ФКМ сигналов,

состоит из преобразователя сигнала на нулевую частоту, формирователя опорного сигнала, одноканального согласованного фильтра, кратного когерентного накопителя, первого блока вычисления модуля комплексного сигнала, второго блока вычисления модуля комплексного сигнала, блока оценки отношения сигнал/шум, блока предварительной оценки частоты расстройки, первой ключевой схемы и второй ключевой схемы, блока определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение ( $\text{argmax}$ ), блока определения значения фазы комплексного сигнала, блока точной оценки частоты расстройки. 5 ил.



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(52) CPC  
*H04L 27/32 (2020.08)*

(21)(22) Application: **2020117095, 12.05.2020**

(24) Effective date for property rights:  
**12.05.2020**

Registration date:  
**22.01.2021**

Priority:

(22) Date of filing: **12.05.2020**

(45) Date of publication: **22.01.2021** Bull. № 3

Mail address:  
**394028, g. Voronezh, ul. Bazovaya, 6, AO NVP  
"PROTEK"**

(72) Inventor(s):

**Kiryushkin Vladislav Viktorovich (RU),  
Zhuravlev Aleksandr Viktorovich (RU),  
Ivanov Aleksandr Fedorovich (RU),  
Shuvaev Vladimir Andreevich (RU),  
Krasov Evgenij Mikhaĭlovich (RU),  
Markin Viktor Grigorevich (RU),  
Babusenko Sergej Ivanovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Aksionernoe obshchestvo  
nauchno-vnedrencheskoe predpriyatie  
"PROTEK" (RU)**

(54) **COMPENSATION DEVICE IN FREQUENCY DETUNING RECEIVER, WHICH OCCURS IN TRANSMITTER AND RECEIVER DURING TRANSMISSION-RECEPTION OF PHASE-CODE MANIPULATED SIGNALS**

(57) Abstract:

FIELD: physics.

SUBSTANCE: invention relates to radio engineering and can be used for correction of frequency of receiver reference generator required to provide coherent reception of phase-code-manipulated (PCM) signals in a stationary "transmitter-receiver" system at a low signal-to-noise ratio and a large region of a priori uncertainty of frequency detuning. Compensation device in the frequency detuning receiver, which occurs in the transmitter and receiver during transmission-reception of the PCM signals, consists of a zero-frequency signal converter, a reference signal former, a single-channel matched filter, a multiple coherent accumulator, a first

unit for calculating a complex signal module, a second unit for calculating a complex signal module, a unit for estimating signal-to-noise ratio, a unit for preliminary estimation of frequency of detuning, a first key circuit and a second key circuit, a unit for determining argument values, at which the function receives a maximum value (argmax), a unit for determining the value of the phase of the complex signal, a unit for fine estimation of the detuning frequency.

EFFECT: technical result is an increase in the signal/noise ratio at the output of the receiver and higher probability of detecting the signal.

1 cl, 5 dwg

RU 2 741 066 C1

RU 2 741 066 C1

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано для коррекции частоты опорного генератора приемника, необходимой для обеспечения когерентного приема фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов в стационарной системе «передатчик-приемник» при низком отношении сигнал/шум и большой области априорной неопределенности частотной расстройки.

В стационарной системе «передатчик-приемник» требуется, чтобы передатчик сформировал и излучил в пространство ФКМ сигнал на несущей ( $f_n$ ) частоте

$$\dot{S} = A_s \exp\{j2\pi f_n t + \varphi_{\text{ФКМ}}(t, f_c, G)\};$$

где  $A_s$  - амплитуда комплексного сигнала,  $t$  - время,  $\varphi_{\text{ФКМ}}(t, f_c, G)$  фаза сигнала, изменяемая по закону манипуляции фазы  $G$  с символьной ( $c$ ) частотой  $f_c$ . Закон манипуляции фазы  $G$  представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП) длиной  $L$ .

В результате воздействия на аппаратуру передатчика различных дестабилизирующих факторов (изменение температуры, влажности и т.д.), сформированная передатчиком (ПРД) несущая частота ФКМ сигнала составляет  $f_{n,\text{ПРД}} = f_n \pm \Delta f_{\text{ПРД}}$ , где  $\Delta f_{\text{ПРД}}$  - частотная расстройка передатчика.

В приемнике частота гетеродина ( $\Gamma$ )  $f_\Gamma$  рассчитывается, исходя из необходимости преобразования несущей частоты сигнала  $f_n$  в требуемую промежуточную частоту (ПЧ)  $f_{\text{ПЧ}} = f_n - f_\Gamma$ . Однако в результате воздействия на аппаратуру приемника (ПРМ) различных дестабилизирующих факторов гетеродин приемника формирует опорный сигнал на частоте  $f_{\Gamma,\text{ПРМ}} = f_\Gamma \pm \Delta f_{\text{ПРМ}}$ , где  $\Delta f_{\text{ПРМ}}$  - частотная расстройка приемника.

Тогда при приеме сигнала передатчика в приемнике в ходе преобразования частоты сформируется сигнал на промежуточной частоте приемника  $f_{\text{ПЧ,ПРМ}}$ , принимающей вид

$$\begin{aligned} f_{\text{ПЧ,ПРМ}} &= f_{n,\text{ПРД}} - f_{\Gamma,\text{ПРМ}} = f_n \pm \Delta f_{\text{ПРД}} - f_\Gamma \pm \Delta f_{\text{ПРМ}} = \\ &= (f_n - f_\Gamma) \pm (\Delta f_{\text{ПРД}} + \Delta f_{\text{ПРМ}}) = f_{\text{ПЧ}} \pm \Delta f_p, \end{aligned}$$

которая отличается от требуемой промежуточной частоты  $f_{\text{ПЧ}}$  на величину частотной расстройки ( $p$ )  $\Delta f_p = \Delta f_{\text{ПРД}} + \Delta f_{\text{ПРМ}}$ , включающей частотную расстройку передатчика и частотную расстройку приемника.

Негативное влияние частотной расстройки проявляется в смещении спектра принимаемого сигнала за пределы полосы пропускания фильтра промежуточной частоты, а также в искажении сигнала, которое не позволяет увеличить время когерентного накопления сигнала в приемнике.

Искажения сигнала проявляются следующим образом. Сигнал передатчика, принятый и преобразованный по частоте в приемнике, будет представлять собой комплексный сигнал на промежуточной частоте приемника, фаза которого изменяется по закону манипуляции фазы  $G$  с символьной частотой  $f_c$

$$\dot{S}(f_{\text{ПЧ,ПРМ}}, t) = A_{s,\text{ПРМ}} \exp\{j2\pi(f_{\text{ПЧ}} \pm \Delta f_p)t + \varphi_{\text{ФКМ}}(t, f_c, G)\}$$

Дальнейшее преобразование полученного сигнала на «нулевую» (0) частоту с целью выделения закона изменения фазы осуществляется в приемнике в цифровом виде путем умножения на комплексно-сопряженный опорный (оп) сигнал

$S_{оп}^*(f_{ПЧ}, k\Delta t) = \exp\{-j2\pi f_{ПЧ} k\Delta t\}$  на требуемой промежуточной частоте  $f_{ПЧ}$

$$\begin{aligned} \dot{S}_0(k\Delta t) &= A_{s,ПРМ} \exp\{j2\pi(f_{ПЧ} \pm \Delta f_p)k\Delta t + \varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\} \exp\{-j2\pi f_{ПЧ} k\Delta t\} = \\ &= A_{s,ПРМ} \exp\{j2\pi \Delta f_p k\Delta t\} \exp\{\varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\} \end{aligned}$$

где  $\Delta t = \frac{1}{nf_c}$  - величина отсчета времени аналого-цифрового преобразователя

(АЦП),  $k$  - номер отсчета,  $n$  - количество отсчетов сигнала на один элемент кода ПСП.

Полученное колебание представляет собой амплитудо-фазомодулированный сигнал, изменение фазы которого соответствует закону манипуляции фазы  $G$ , а амплитуда медленно изменяется с частотой расстройки  $\Delta f_p$ , что не позволит увеличить время когерентного накопления такого сигнала.

Задача компенсации величины частотной расстройки между передатчиком и приемником является весьма актуальной и неразрывно связана с возможностью увеличения времени когерентного накопления сигнала в приемнике с целью повышения отношения сигнал/шум на выходе приемника и повышения вероятности обнаружения сигнала.

Известно устройство компенсации нестабильности несущей частоты фазоманипулированных сигналов [1], которое содержит первый и второй перемножители, фазовращатель, первый и второй аналого-цифровой преобразователь, синтезатор частоты, первый и второй интеграторы со сбросом, опорный генератор, вычислитель двойного арктангенса, первый и второй умножители-делители, первый и второй блоки вычитания, петлевой фильтр, синтезатор фазы. Данное устройство обеспечивает снижение энергетических потерь путем компенсации вращения фазы вектора сигнала, вызванного нестабильностью несущей частоты, без применения управляемого генератора, в цифровой форме линейными элементами, которые не увеличивают дисперсию фазы сигнала. Снижение энергетических потерь, как следствие, позволяет увеличить шумовую полосу фазовой автоподстройки, тем самым уменьшить время вхождения в синхронизм и снизить требования к паразитной фазовой модуляции аналоговой части устройства.

Устройство компенсации нестабильности несущей частоты фазоманипулированных сигналов не обеспечивает компенсации величины частотной расстройки между передатчиком и приемником при большой области априорной неопределенности частотной расстройки.

Известен способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, способ оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции [2], которое состоит из  $N$  однотипных каналов обработки сигналов лучей, каждый из которых содержит первый перемножитель, второй перемножитель, первый аналого-цифровой преобразователь (АЦП), первый фильтр, третий перемножитель, второй аналого-цифровой преобразователь, второй фильтр, блок оценки расстройки частоты сигнала луча. В состав устройства также входят фазовращатель, генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП), первый сумматор,  $N$  вторых сумматоров 12-1-12- $N$ , генератор, управляемый напряжением (ГУН), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), фильтр кольца обратной связи. Устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции позволяет проводить точную настройку частоты опорного генератора даже при очень низком отношении сигнал-шум для принимаемого сигнала.

Данный способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, способ оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции обеспечивают коррекцию частоты опорного генератора мобильных станций в условиях 5 многолучевого входного сигнала и возможности раздельного приема сигнала в каждом луче и не предназначены для когерентного приема ФКМ сигналов в стационарной системе «передатчик - приемник».

Устройство, обеспечивающее компенсацию частотной расстройки в приемнике, возникающую в передатчике и приемнике при передаче-приеме ФКМ сигналов в 10 стационарной системе «передатчик-приемник», при низком отношении сигнал/шум и большой области априорной неопределенности частотной расстройки в открытой публикации из всех доступных источников не найдено.

Целью изобретения является создание устройства обеспечивающего компенсацию в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике при формировании и 15 передачи ФКМ сигналов и в приемнике при приеме этих сигналов в стационарной системе «передатчик - приемник», при низком отношении сигнал/шум и большой области априорной неопределенности частотной расстройки, позволяющего увеличить время когерентного накопления сигнала в приемнике и, как следствие, увеличить отношение сигнал/шум на его выходе и повысить вероятность обнаружения сигнала в обнаружителе.

Сущность изобретения поясняется рисунком и графиками, где на фиг. 1 показана 20 структурная схема устройства, на фиг. 2 показаны графики, иллюстрирующие негативное влияние частотной расстройки между передатчиком и приемником, на фиг. 3 показан график, иллюстрирующий неэффективность когерентного накопления сигнала на выходе согласованного фильтра, при наличии частотной расстройки между 25 передатчиком и приемником, на фиг. 4 показаны графики, демонстрирующие практический результат, достигнутый в результате компенсации частотной расстройки между передатчиком и приемником, на фиг. 5 показан график, демонстрирующий увеличение отношения сигнал/шум на выходе приемника за счет увеличения уровня главного пика модуля суммарной корреляционной функции в результате когерентного 30 накопления сигнала на выходе согласованного фильтра при компенсации частотной расстройки.

Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме ФКМ сигналов, состоит из преобразователя сигнала на нулевую частоту 1, формирователя опорного сигнала 2, 35 одноканального согласованного фильтра 3, кратного когерентного накопителя 4, первого блока вычисления модуля комплексного сигнала 5, второго блока вычисления модуля комплексного сигнала 6, блока оценки отношения сигнал/шум 7, блока предварительной оценки частоты расстройки 8, первой ключевой схемы 9 и второй ключевой схемы 10, блока определения значений аргумента, при котором функция 40 принимает максимальное значение ( $\arg\max$ ) 11, блока определения значения фазы комплексного сигнала 12, блока точной оценки частоты расстройки 13.

Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме ФКМ сигналов, имеет связи между 45 блоками. Преобразователь сигнала на нулевую частоту 1 имеет один вход от аналого-цифрового преобразователя приемника (на фиг. не показано), второй вход от формирователя опорного сигнала 2 и выход на одноканальный согласованный фильтр 3. Одноканальный согласованный фильтр 3 имеет вход от преобразователя сигнала на нулевую частоту 1 и выход на кратный когерентный накопитель 4 и на первый блок

ключевой схемы 9. Кратный когерентный накопитель 4 имеет один вход от одноканального согласованного фильтра 3, второй вход от блока управления (на фиг. не показано) и выход на первый блок вычисления модуля комплексного сигнала 5. Первый блок вычисления модуля комплексного сигнала 5 имеет вход от кратного когерентного накопителя 4 и выход на блок оценки отношения сигнал/шум 7 и на пороговое устройство обнаружения (на фиг. не показано). Блок оценки отношения сигнал/шум 7 имеет вход от первого блока вычисления модуля комплексного сигнала 5 и выход на блок предварительной оценки частоты расстройки 8. Блок предварительной оценки частоты расстройки 8 имеет один вход и один выход на формирователь опорного сигнала 2 и второй вход от блока оценки отношения сигнал/шум 7. Формирователь опорного сигнала 2 имеет один выход на блок предварительной оценки частоты расстройки 8, второй выход на второй вход первого блока ключевой схемы 9 и третий выход на преобразователь сигнала на нулевую частоту 1, а также первый вход от блока предварительной оценки частоты расстройки 8, второй вход от блока точной оценки частоты расстройки 13, третий вход от блока управления, задающего область априорной неопределенности частотной расстройки (на фиг. не показано), и четвертый вход от блока управления, задающего точность предварительной оценки частотной расстройки (на фиг. не показано). Блок ключевой схемы 9 имеет один вход от одноканального согласованного фильтра 3, второй вход от формирователя опорного сигнала 2 и выход на второй блок вычисления модуля комплексного сигнала 6 и на вход блока определения значения фазы комплексного сигнала 12. Второй блок вычисления модуля комплексного сигнала 6 имеет вход от блока ключевой схемы 9 и выход на блок определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение 11. Блок определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение 11, имеет вход от второго блока вычисления модуля комплексного сигнала 6 и выход на второй блок ключевой схемы 10. Блок определения значения фазы комплексного сигнала 12 имеет вход от первого блока ключевой схемы 9 и выход на второй блок ключевой схемы 10. Второй блок ключевой схемы 10 имеет один вход от блока определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение 11, второй вход от блока определения значения фазы комплексного сигнала 12 и выход на блок точной оценки частоты расстройки 13. Блок точной оценки частоты расстройки 13 имеет один вход от блока ключевой схемы 10, второй вход от блока управления (на фиг. не показано) и выход на формирователь опорного сигнала 2.

Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме ФКМ сигналов, работает следующим образом.

Цифровой комплексный сигнал на промежуточной частоте приемника  $\dot{S}(f_{пч,пкм}, k\Delta t)$ , где  $f_{пч,пкм} = f_{пч} \pm \Delta f_p$ , поступает от аналого-цифрового преобразователя приемника на вход преобразователя сигнала на нулевую частоту 1.

На первом этапе работы устройства на другой вход преобразователя сигнала на нулевую частоту 1 от формирователя опорного сигнала 2 поступает цифровой комплексно-сопряженный опорный сигнал  $S_{on}^*(f_{on,m}, k\Delta t)$  с гипотетической опорной частотой  $f_{on,m} = f_{пч} + \Delta f_{p,m}$ , где  $\Delta f_{p,m} = mdf_p$  - гипотетическая частота расстройки,  $m = -M \dots M$  - последовательно изменяемый номер гипотезы. Диапазон изменения номера гипотезы определяется, исходя из максимального возможного значения частоты расстройки  $\Delta f_{p,max}$ , определяющего область априорной неопределенности частотной

расстройки, и точности предварительной оценки частоты расстройки  $df_p$ , заданных в блоке управления и поступающих на преобразователь сигнала на нулевую частоту 1

$$M = \frac{\Delta f_{p,\max}}{df_p}.$$

Кроме того, текущее гипотетическое значение частоты расстройки  $\Delta f_{p,m}$  из формирователя опорного сигнала 2 выдается в блок предварительной оценки частоты расстройки 8.

В преобразователе сигнала на нулевую частоту 1 осуществляется преобразование полученного сигнала на «нулевую» частоту, формируя сигнал

$\dot{S}_0(k\Delta t) = A_{S,PPM} \exp\{j2\pi(\Delta f_p - \Delta f_{p,m})k\Delta t\} \exp\{\varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\}$ . Полученное колебание представляет собой амплитудо-фазомодулированный сигнал, изменение фазы которого соответствует закону манипуляции фазы G, а амплитуда медленно изменяется с частотой, соответствующей разности между действительной и гипотетической частотой расстройки  $(\Delta f_p - \Delta f_{p,m})$  (фиг. 2а).

Полученный сигнал на нулевой частоте подается в одноканальный согласованный фильтр 3, импульсная характеристика которого согласована с законом G фазовой манипуляции принимаемого сигнала. На выходе одноканального согласованного фильтра 3 формируются отсчеты комплексной корреляционной функции

$\dot{X}(k\Delta t) = \sum_{z=0}^{Z-1} \dot{S}_0(\Delta t(k-z)) \cdot G(\Delta t(Z-z))$ , где  $Z=nL$  - емкость регистра согласованного фильтра, которые поступают в кратный когерентный накопитель 4 (действительные  $X_1$  и мнимые  $X_Q$  части комплексных отсчетов корреляционной функции  $\dot{X}(k\Delta t)$  показаны на фиг. 2б и фиг. 2в).

В блоке кратного когерентного накопителя 4 осуществляется когерентное накопление N фрагментов корреляционной функции  $\dot{X}(k\Delta t)$  длительностью nL отсчетов с формированием суммарной корреляционной функции

$\dot{X}_\Sigma(k\Delta t) = \sum_{i=1}^N X_{1,i}(k\Delta t) + j \sum_{i=1}^N X_{Q,i}(k\Delta t)$ ,  $k=1 \dots nL$ , где  $X_{1,i}(k\Delta t)$  действительные,  $X_{Q,i}(k\Delta t)$  - мнимые части комплексных отсчетов i-го накапливаемого фрагмента корреляционной функции  $\dot{X}(k\Delta t)$ . Значение N задается в блоке управления, исходя из ожидаемого отношения сигнал/шум, и может быть оперативно изменено. С выхода блока кратного когерентного накопителя 4 отсчеты суммарной корреляционной функции  $\dot{X}_\Sigma(k\Delta t)$  подаются в первый блок вычисления модуля комплексного сигнала 5.

В первом блоке вычисления модуля комплексного сигнала 5 осуществляется вычисление значений модуля суммарной корреляционной функции

$|X_\Sigma(k\Delta t)| = \sqrt{X_{1,\Sigma}^2(k\Delta t) + X_{Q,\Sigma}^2(k\Delta t)}$ , где  $X_{1,\Sigma}(k\Delta t)$  - действительные,  $X_{Q,\Sigma}(k\Delta t)$  мнимые части комплексных отсчетов суммарной корреляционной функции  $\dot{X}_\Sigma(k\Delta t)$ , которые поступают в блок оценки отношения сигнал/шум 7 и на пороговое устройство обнаружения (на фиг. не показано).

В пороговом устройстве обнаружения осуществляется сравнение вычисленных

значений модуля суммарной корреляционной функции  $|X_{\Sigma}(k\Delta t)|$  с пороговым уровнем  $H$ . В условиях частотной расстройки когерентное накопление сигнала в блоке кратного когерентного накопителя 4 будет малоэффективно, поскольку в точках главных пиков корреляционной функции будут складываться разные по амплитуде и знаку действительные (Фиг. 2б) и мнимые (Фиг. 2в) отсчеты. Поэтому уровень главного пика модуля суммарной корреляционной функции не превысит пороговый уровень  $H$  и сигнал обнаружен не будет.

На Фиг. 3 представлен график значений модуля суммарной корреляционной функции, полученной в результате когерентного накопления  $N=10$  фрагментов длительностью  $4L$  отсчетов сигнала на выходе согласованного фильтра при частотной расстройке  $\Delta f_p=500$  Гц. Для этих условий уровень главного пика модуля суммарной корреляционной функции не превысил пороговый уровень  $H$ , вычисленный на основании среднего уровня ее боковых пиков, и полезный сигнал обнаружен не был.

В блоке оценки отношения сигнал/шум 7 осуществляется определение значения отношения уровня главного пика модуля суммарной корреляционной функции к среднему уровню ее боковых пиков

$$R = \frac{|\dot{X}_{\Sigma}(\hat{k}\Delta t)|}{\frac{1}{nL} \sum_{k=1}^{nL} |\dot{X}_{\Sigma}(k\Delta t)|}, \quad \text{где } \hat{k} = \arg \max \{|\dot{X}_{\Sigma}(k\Delta t)|\}, \quad k \in [1, nL] \text{ - номер отсчета}$$

главного пика модуля суммарной корреляционной функции, соответствующего текущей гипотезе о частоте расстройки и выдача его в блок предварительной оценки частоты расстройки 8.

В блоке предварительной оценки частоты расстройки 8 осуществляется формирование предварительной оценки величины частотной расстройки  $\Delta \hat{f}_p = \arg \max \{R(\Delta f_{p,m})\}$  как значения гипотетической частоты расстройки  $\Delta f_{p,m}$ , поступающей из формирователя опорного сигнала 2, при котором значение отношения  $R$  максимально. Полученная предварительная оценка  $\Delta \hat{f}_p$  выдается в формирователь опорного сигнала 2.

По окончании первого этапа работы устройства в формирователе опорного сигнала 2 формируется цифровой комплексно-сопряженный опорный сигнал  $S^*(\hat{f}_{on}, k\Delta t)$  с фиксированной опорной частотой, соответствующей полученной предварительной оценке частоты расстройки  $\hat{f}_{on} = f_{пч} + \Delta \hat{f}_p$ . Предварительная компенсация частотной расстройки передатчика и приемника осуществляется в преобразователе сигнала на нулевую частоту 1 в ходе преобразования принятого сигнала  $\dot{S}(f_{пч,прм}, k\Delta t)$  на «нулевую» частоту с использованием сформированного по окончании первого этапа комплексно сопряженного опорного сигнала  $S^*(\hat{f}_{on}, k\Delta t)$  в соответствии с

$$\begin{aligned} \dot{S}_0(k\Delta t) &= A_{s,прм} \exp\{j2\pi(f_{пч} + \Delta f_p)k\Delta t + \varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\} \exp\{-j2\pi\hat{f}_{on}k\Delta t\} = \\ &A_{s,прм} \exp\{j2\pi(\Delta f_p - \Delta \hat{f}_p)k\Delta t\} \exp\{(k\Delta t, f_c, G)\}; \end{aligned}$$

При этом паразитная амплитудная модуляция уровней главных пиков действительной и мнимой частей корреляционной функции в разных ПСП, а также фаза в точках главных

пиков корреляционной функции в разных ПСП будет изменяться с частотой, соответствующей частоте расстройки  $(\Delta f_p - \Delta \hat{f}_p)$ , не скомпенсированной после первого этапа.

5 На втором этапе работы устройства из формирователя опорного сигнала 2 в первый блок ключевой схемы 9 поступает команда «Вкл. второго этапа», по которой первый блок ключевой схемы 9 открывается и отсчеты комплексной корреляционной функции  $\dot{X}(k\Delta t)$  с выхода одноканального согласованного фильтра 3 начинают поступать во  
10 второй блок вычисления модуля комплексного сигнала 6 и блок определения значения фазы комплексного сигнала 12.

Во втором блоке вычисления модуля комплексного сигнала 6 осуществляется вычисление модуля комплексной корреляционной функции  $|\dot{X}(k\Delta t)|$ , значения которого выдаются в блок определения значений аргумента, при котором функция принимает  
15 максимальное значение 11.

В блоке определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение 11, определяется номер отсчета главного пика комплексной корреляционной функции  $\hat{k} = \arg \max \{|\dot{X}(k\Delta t)|\}$ ,  $k \in [1, nL]$  в пределах каждой  $i$ -й ПСП,  
20 значение которого выдается во второй блок ключевой схемы 10.

В блоке определения значения фазы комплексного сигнала 12 вычисляется фаза  $\varphi_{X,i}(k\Delta t)$  каждого отсчета корреляционной функции  $i$ -й ПСП, значение которой выдается во второй блок ключевой схемы 10. На выходе второго блока ключевой схемы  
25 10 формируется значение фазы только в точке главного пика комплексной корреляционной функции  $i$ -й ПСП  $\varphi_{X,i}(\hat{k}\Delta t)$ , которое выдается в блок точной оценки частоты расстройки 13.

В блоке точной оценки частоты расстройки 13 осуществляется формирование точной  
30 оценки  $\Delta \tilde{f}_p$  частотной расстройки, не скомпенсированной после первого этапа, с использованием цифрового фазового метода, основанного на определении значений фазового сдвига между главными пиками корреляционной функции двух соседних ПСП и последующим их усреднении при приеме  $N$  ПСП

$$35 \quad \Delta \tilde{f}_p = \frac{f_c}{2\pi nL} \sum_{i=1}^N [\varphi_{X,i}(\hat{k}\Delta t) - \varphi_{X,i-1}(\hat{k}\Delta t)],$$

$$40 \quad \varphi_{X,i}(\hat{k}\Delta t) = \arctg \left( \frac{X_{Q,i}(\hat{k}\Delta t)}{X_{I,i}(\hat{k}\Delta t)} \right),$$

где  $\varphi_{X,i}(\hat{k}\Delta t)$  - фаза в точке главного пика корреляционной функции  $i$ -й ПСП.

Полученная точная оценка  $\Delta \tilde{f}_p$  частотной расстройки выдается в блок формирователя опорного сигнала 2.

45 Итоговая оценка  $\Delta \tilde{f}_p$  величины частотной расстройки формируется в блоке формирователя опорного сигнала 2 как алгебраическая сумма предварительной  $\Delta \hat{f}_p$  и

точной  $\Delta\tilde{f}_p$  оценок, полученных соответственно на первом и втором этапе

$$\Delta\tilde{f}_p = \Delta\tilde{f}_p + \Delta\hat{f}_p.$$

Окончательная компенсация частотной расстройки передатчика и приемника осуществляется в ходе преобразования полученного сигнала  $\dot{S}(f_{пч,прм}, k\Delta t)$  на «нулевую» частоту в соответствии с

$$\dot{S}_0(k\Delta t) = A_{с,прм} \exp\{j2\pi(f_{пч} + \Delta\tilde{f}_p)k\Delta t + \varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\} \exp\{-j2\pi\tilde{f}_{оп}k\Delta t\} =$$

$$A_{с,прм} \exp\{j2\pi(\Delta\tilde{f}_p - \Delta\tilde{f}_p)k\Delta t + \varphi_{ФКМ}(k\Delta t, f_c, G)\};$$

с использованием частоты комплексно-сопряженного опорного сигнала  $S_{оп}^*$ , рассчитанной на основе итоговой оценки значения частотной расстройки.

После окончательной компенсации частотной расстройки паразитная амплитудная модуляция сигнала приемника на нулевой частоте наблюдаться не будет (Фиг. 4а), наблюдается постоянство амплитуды и знака действительной (Фиг. 4б) и мнимой (Фиг. 4в) частей отсчетов главных пиков корреляционной функции. Поэтому при когерентном накоплении в блоке кратного когерентного накопителя 4 действительные (Фиг. 4б) и мнимые (Фиг. 4в) отсчеты в точках главных пиков корреляционной функции будут складываться синфазно, что приводит к повышению уровня главного пика модуля корреляционной функции, к превышению этого уровня над пороговым уровнем и к обнаружению сигнала.

На Фиг. 5 представлен график значений модуля суммарной корреляционной функции, полученной в результате когерентного накопления  $N=10$  фрагментов длительностью  $4L$  отсчетов сигнала на выходе согласованного фильтра после окончательной компенсации частотной расстройки, поступающей с выхода блока первого модуля компенсационного сигнала 5 в пороговое устройство (ПУ). При этом уровень главного пика модуля суммарной корреляционной функции превысил пороговый уровень  $N$ , вычисленный на основании среднего уровня ее боковых пиков, что привело к обнаружению полезного сигнала.

Источники информации.

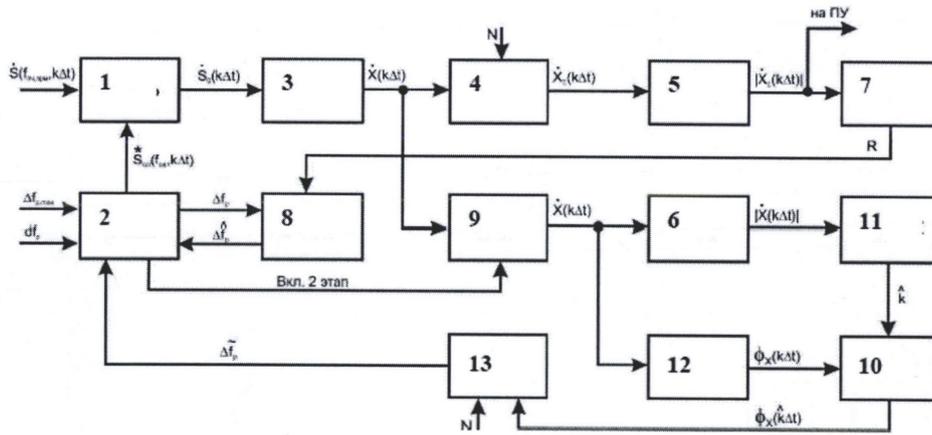
1. Патент 2336650 РФ, МПК H04L 27/227. Устройство компенсации нестабильности несущей частоты фазоманипулированных сигналов / Ю.В. Брехов (RU), А.В. Домщиков (RU), В.Н. Смирнов (RU); Открытое акционерное общество "Конструкторское бюро "ЛУЧ" (RU). -№2006114282/09; Заявл. 26.04.2006; Оpubл. 20.10.2008, Бюл. 29. - 13 с.: 3 ил.

2. Патент 2286015 РФ, МПК H04 B 7/00, H03J 7/00, H04L 27/30. Способ автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции, способ оценивания расстройки частоты сигналов лучей относительно частоты опорного сигнала, устройство автоподстройки частоты опорного сигнала приемной станции / А.В. Гармонов (RU), и др. (RU); Закрытое акционерное общество "КОДОФОН" (RU). №2005116419/09; Заявл. 30.05.2005; Оpubл. 20.10.2006, Бюл. 29. 33 с.: 9 ил.

#### (57) Формула изобретения

Устройство компенсации в приемнике частотной расстройки, возникающей в передатчике и приемнике при передаче-приеме фазокодоманипулированных сигналов, состоящее из преобразователя сигнала на нулевую частоту, формирователя опорного сигнала, одноканального согласованного фильтра, кратного когерентного накопителя, первого блока вычисления модуля комплексного сигнала, второго блока вычисления

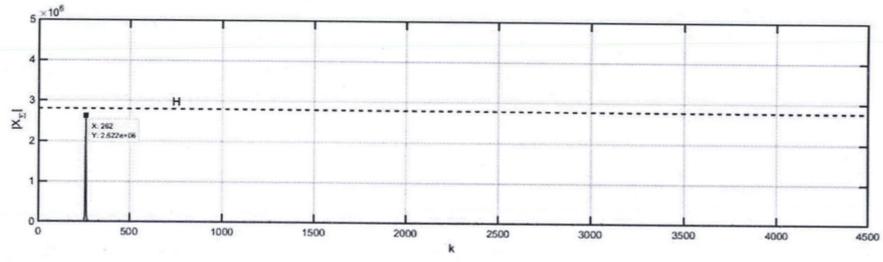
модуля комплексного сигнала, блока оценки отношения сигнал/шум, блока предварительной оценки частоты расстройки, первой ключевой схемы и второй ключевой схемы блока определения значений аргумента, блока определения значения фазы комплексного сигнала, блока точной оценки частоты расстройки, имеющих связи между собой и внешними блоками: преобразователь сигнала на нулевую частоту имеет 5 один вход от аналого-цифрового преобразователя приемника, второй вход от формирователя опорного сигнала и выход на одноканальный согласованный фильтр; одноканальный согласованный фильтр имеет вход от преобразователя сигнала на нулевую частоту и выход на кратный когерентный накопитель и на первый блок 10 ключевой схемы; кратный когерентный накопитель имеет один вход от одноканального согласованного фильтра, второй вход от блока управления и выход на первый блок вычисления модуля комплексного сигнала; первый блок вычисления модуля комплексного сигнала имеет вход от кратного когерентного накопителя и выход на блок оценки отношения сигнал/шум и на пороговое устройство обнаружения; блок 15 оценки отношения сигнал/шум имеет вход от первого блока вычисления модуля комплексного сигнала и выход на блок предварительной оценки частоты расстройки; блок предварительной оценки частоты расстройки имеет один вход и один выход на формирователь опорного сигнала и второй вход от блока оценки отношения сигнал/шум; формирователь опорного сигнала имеет один выход на блок предварительной 20 оценки частоты расстройки, второй выход на второй вход первого блока ключевой схемы и третий выход на преобразователь сигнала на нулевую частоту, а также первый вход от блока предварительной оценки частоты расстройки, второй вход от блока точной оценки частоты расстройки, третий вход от блока управления, задающего область априорной неопределенности частотной расстройки и четвертый вход от блока 25 управления, задающего точность предварительной оценки частотной расстройки; блок ключевой схемы имеет один вход от одноканального согласованного фильтра, второй вход от формирователя опорного сигнала и выход на второй блок вычисления модуля комплексного сигнала и на вход блока определения значения фазы комплексного сигнала; второй блок вычисления модуля комплексного сигнала имеет вход от блока 30 ключевой схемы и выход на блок определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение; блок определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение, имеет вход от второго блока вычисления модуля комплексного сигнала и выход на второй блок ключевой схемы; блок определения значения фазы комплексного сигнала имеет вход от первого блока 35 ключевой схемы и выход на второй блок ключевой схемы, второй блок ключевой схемы имеет один вход от блока определения значений аргумента, при котором функция принимает максимальное значение, второй вход от блока определения значения фазы комплексного сигнала и выход на блок точной оценки частоты расстройки; блок точной оценки частоты расстройки имеет один вход от блока ключевой схемы, второй вход 40 от блока управления и выход на формирователь опорного сигнала.



Фиг. 1



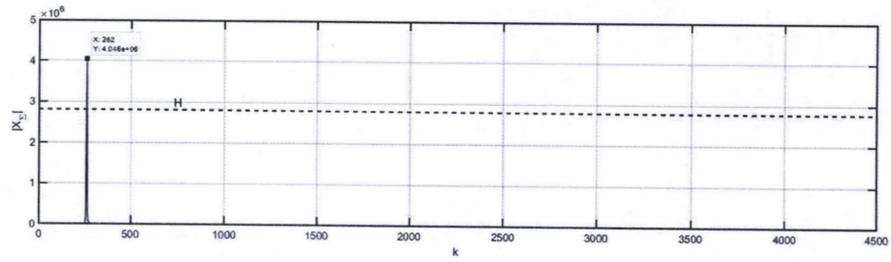
Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5