



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,  
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ**

**(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21), (22) Заявка: **2006144546/09**, **13.12.2006**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
**13.12.2006**

(43) Дата публикации заявки: **20.06.2008**

(45) Опубликовано: **20.06.2009** Бюл. № 17

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **US 2005/141626 A1**, **30.06.2005. RU 2005116236 A1**, **12.01.2006. WO 2000/48332 A1**, **17.08.2000. EP 1675336 A1**, **28.06.2006. WO 2005/122447 A1**, **22.12.2005. WO 2005/107120 A1**, **10.11.2005. Morelli M. et al. A comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems, IEEE Trans. on Signal Processing, v.49, No 12, December 2001, p.3065-3073. (см. прод.)**

Адрес для переписки:  
**394077, г.Воронеж, Московский пр-кт, 97,  
ЗАО "КОДОФОН"**

(72) Автор(ы):

**Гармонов Александр Васильевич (RU),  
Табацкий Виталий Дмитриевич (RU)**

(73) Патентообладатель(и):

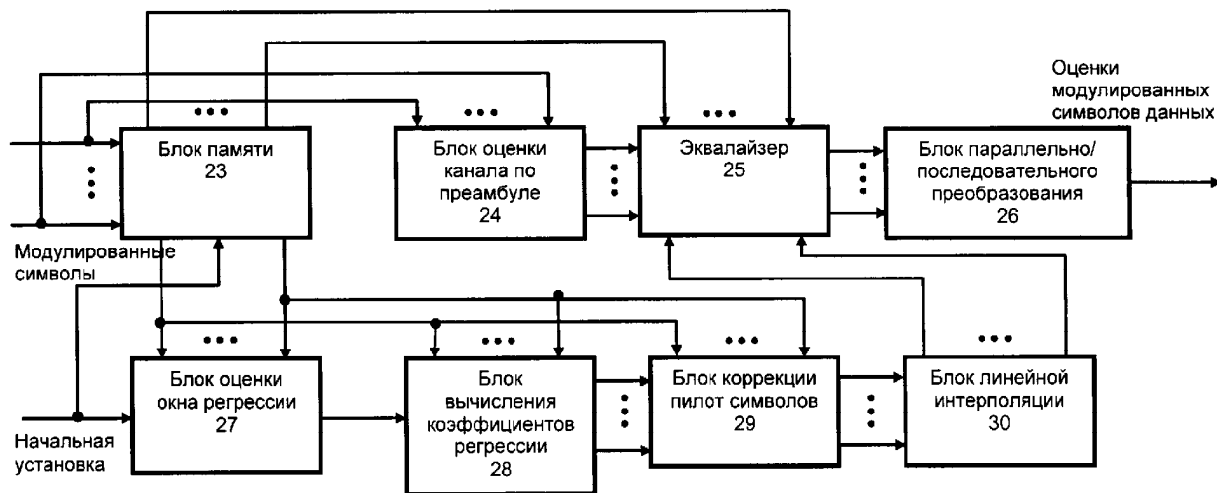
**Закрытое акционерное общество  
"КОДОФОН" (RU)**

**(54) СПОСОБ ОЦЕНКИ КАНАЛА РАДИОСВЯЗИ**

(57) Реферат:

Изобретение может быть использовано в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами (OFDMA), в частности, по стандарту 802.16. Способ оценки обратного канала системы OFDMA состоит из двух этапов. На первом этапе с помощью регрессии выполняют коррекцию пилот-символов, а на втором, путем интерполяции первого порядка пилот-символов, выполняют коррекцию модулированных данных. По сравнению с интерполяцией регрессия менее чувствительна к точности оценки пилот-сигналов, чем

интерполяция. Однако регрессия наиболее эффективна для монотонных кривых. Поэтому в заявляемом способе вводят адаптивное окно регрессии, размер которого выбирают таким образом, чтобы в окне последовательность пилот-символов, во-первых, была монотонной, а во-вторых, была достаточной для оценки канала при заданном отношении сигнал/шум. Изобретение позволяет повысить точность оценки канала связи и, таким образом, улучшить помехоустойчивость приема сигналов в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами. 2 з.п. ф-лы, 7 ил.



Фиг. 6

(56) (продолжение):

COLERI S. et al Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems, IEEE Trans., v.48, NO.3, September 2002.

RU 2359420 C2

RU 2359420 C2



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,  
PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: **2006144546/09, 13.12.2006**

(24) Effective date for property rights:  
**13.12.2006**

(43) Application published: **20.06.2008**

(45) Date of publication: **20.06.2009 Bull. 17**

Mail address:

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

(72) Inventor(s):

**Garmonov Aleksandr Vasil'evich (RU),  
Tabatskij Vitalij Dmitrievich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Zakrytoe aktsionernoe obshchestvo "KODOFON" (RU)**

(54) **METHOD FOR ASSESSMENT OF RADIO COMMUNICATION CHANNEL**

(57) Abstract:

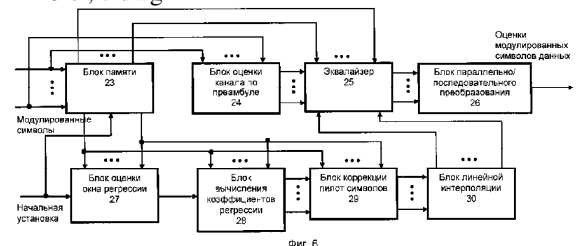
FIELD: physics, radio.

SUBSTANCE: invention may be used in reverse channel of radio communication systems of multiple access with orthogonally frequency-multiplexed signals (OFDMA), in particular, in compliance with standard 802.16. Method for assessment of reverse channel of OFDMA system consists of two stages. At the first stage correction of pilot symbols is carried out with the help of regression, and at the second stage, by means of interpolation of the first order of pilot symbols, correction of modulated data is carried out. Compared to interpolation, regression is less sensitive to accuracy of pilot signals assessment than interpolation. However, regression is more efficient for monotonous curves. Therefore, in stated method adaptive regression window is introduced, size of which is selected so that sequence of pilot signals in window is, first, monotonous, and second is sufficient for assessment of channel at specified ratio of

signal/noise. Invention makes it possible to increase accuracy of communication channel assessment and therefore, to improve noise immunity of signals reception in reverse channel of radio communication systems of multiple access with orthogonal frequency multiplexed signals.

EFFECT: makes it possible to increase accuracy of communication channel assessment and therefore, to improve noise immunity of signals reception in reverse channel of radio communication systems of multiple access with orthogonal frequency multiplexed signals.

3 cl, 7 dwg



Фиг. 6

RU 2 3 5 9 4 2 0 C 2

RU 2 3 5 9 4 2 0 C 2

Предлагаемое изобретение относится к области радиотехники, в частности к способу оценки канала в системе радиосвязи, и может быть использовано в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами (Orthogonal Frequency Division Multiply Access - OFDMA) по стандарту 802.16 (Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems IEEE P802.16-REVd/D5-2004), а также в других системах радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами.

В системах радиосвязи с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами на передающую станцию поступает последовательность двоичных символов. Последовательность разбивают на слова. Каждому слову присваивают модулированный символ данных в виде комплексного числа. Преобразуют последовательность модулированных символов данных в параллельные группы из  $N$  модулированных символов. С каждой группой выполняют ОБПФ. Преобразуют параллельные выходные группы значений ОБПФ в последовательную форму и дополняют их защитным интервалом. Таким образом, частотно-мультиплексированный символ представляет сумму  $N$  модулированных поднесущих.

Амплитуды и фазы поднесущих могут отличаться друг от друга. Однако на временном интервале  $T_N = T_J N$ , где  $T_J$  - интервал дискретизации, поднесущие имеют целое число периодов, и разность числа периодов между соседними поднесущими равна единице. В этом случае спектры поднесущих перекрываются, а поднесущие ортогональны между собой.

Применение многопозиционных видов модуляции поднесущих и перекрытие спектров обеспечивают высокий уровень спектральной эффективности систем радиосвязи с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами. (Richard van Nee, Ramjee Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000; Прокис Дж. Цифровая связь. Перевод с английского. М.: Радио и связь, 2000 г.)

Частотно-мультиплексированные символы преобразуют на радиочастоту и передают на принимающую станцию, где выполняют обратное преобразование частоты принятого сигнала.

На принимающей станции у принятых ортогональных частотно-мультиплексированных символов удаляют защитный интервал и преобразуют отсчеты принятых символов в параллельные группы. С каждой группой из  $N$  отсчетов выполняют БПФ, формируя, таким образом,  $N$  модулированных символов. После демодуляции последовательность двоичных символов поступает на выход приемной станции.

Каждый частотно-мультиплексированный символ состоит из  $N$  отсчетов сигнала и  $N_{GP}$  отсчетов защитного интервала (префикса). Отсчеты защитного интервала располагаются перед отсчетами сигнала и представляют собой  $N_{GP}$  последних отсчетов сигнала. Длительность защитного интервала больше длительности импульсной характеристики канала. Пример временной структуры ортогональных частотно-мультиплексированных символов приведен на фиг. 1.

Польза защитного интервала двояка: наличие защитного интервала позволяет уменьшить или полностью устранить межсимвольные помехи (т.е. выполняет роль защитного интервала, при котором многолучевые компоненты одного символа не

являются помехами другого символа) и также позволяет уменьшить или полностью устранить помехи между поднесущими (защитный интервал, делая сигнал периодическим, поддерживает ортогональность поднесущих). (Richard van Nee, Ramjee Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000; Прокис Дж. Цифровая связь. Перевод с английского. М.: Радио и связь, 2000 г.)

Преимуществом систем радиосвязи с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами является также их устойчивость к частотно-селективному федингу. Частотно-селективный фединг поражает только некоторый процент поднесущих. На этих поднесущих либо вообще не передают данные, либо применяют методы, повышающие помехоустойчивость передачи данных (кодирование, адаптация скорости передачи данных к отношениям сигнал/шум в полосе, пораженной федингом, и др.). (Richard van Nee. Ramjee Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston-London, 2000.)

На основе ортогонального частотного мультиплексирования может быть реализован режим множественного доступа (Orthogonal Frequency Division Multiply Access - OFDMA). При множественном доступе используют различные наборы поднесущих частот для различных каналов абонентских станций (В.М.Вишнеvский, А.И.Ляхов, С.Л.Портной, И.В.Шахнович. «Широкополосные беспроводные сети передачи информации». Техносфера, М., 2005).

Каждому пользователю выделяется необходимый ему частотно-временной ресурс. Например, в стандарте 802.16 единицей частотно-временного ресурса в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами является слот, у которого полоса частот равна полосе частот канала абонентской станции, а длительностью равна длительности трех ортогонально частотно-мультиплексированных символов.

Единица частотно-временного ресурса состоит из минимально обрабатываемых блоков. Например, в стандарте 802.16 в обратном подканале минимальным обрабатываемым блоком является фрагмент канала абонентской станции, приведенный на фиг.2. Каждый фрагмент состоит из двенадцати поднесущих трех ортогонально частотно-мультиплексированных символов. То есть из двенадцати модулированных символов, из которых четыре символа являются пилот-символами и восемь символов данных. Поднесущие фрагмента являются смежными по частоте. Фрагменты могут быть разнесены по частоте. Системы с разнесением фрагментов по частоте (Interleaved OFDMA Systems) обладают устойчивостью к частотно-селективному федингу.

Преимуществом систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами является возможность гибкого предоставления пользователю частотно-временного ресурса как для передачи коротких, так и длинных фреймов.

В системе радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами для когерентного приема сигналов выполняют оценку канала.

Под оценкой канала понимают оценку комплексной огибающей поднесущих многочастотного сигнала, прошедшего через канал распространения.

Оценку канала выполняют по пилот-символам.

Помехоустойчивость OFDMA систем связи во многом зависит от точности оценки канала.

Известны способы оценки канала, описанные в работе M.Morelli, U.Mengali. A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems IEEE, Transactions on Signal Processing, vol.49, no.12 December 2001 pp. 3065-3073. В этой работе рассмотрены метод максимального правдоподобия и байесовский метод оценки импульсной характеристики канала по пилот-символам.

В соответствии с описанным методом максимального правдоподобия оценка импульсной характеристики канала OFDM символа имеет вид

$$\hat{h}_{\text{мп}} = (B^H B)^{-1} B^H Z, \quad (1)$$

где  $B = \{\exp(-j2\pi i_n k/N)\}$ ,  $n=0, \dots, N_p-1$ ,  $k=0, \dots, L-1$ ,  $N_p$  - число пилот-символов в одном OFDM символе,  $i_n$  - позиция n-го пилот-символа,  $L$  - длина канала (длина импульсной характеристики канала в отсчетах),  $N$  - размерность БПФ (общее число поднесущих),  $Z$  - вектор значений комплексных огибающих пилот-символов.

Оценка частотной характеристики канала определяется как

$$\hat{H} = G \hat{h}, \quad (2)$$

где  $G = \{\exp(-j2\pi k/N)\}$ ,  $n=0, \dots, N-1$ ,  $k=0, \dots, L-1$ , а  $\hat{h}$  определяется формулой (1).

В соответствии с байесовским методом оценка импульсной характеристики канала имеет вид

$$\hat{h}_B = V^{-1} B^H Z, \quad (3)$$

$$V = \sigma^2 C_h^{-1} + B^H B, \quad ,$$

где  $C_h = E(hh^H)$  - ковариационная матрица  $h$ .

Окончательно оценка частотной характеристики канала определяется в соответствии с выражением (2), где  $\hat{h}$  определяется формулой (3).

Известные способы оценки канала мало эффективны в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами: во-первых, поднесущие канала абонентской станции разнесены по частоте и поэтому интерполировать целесообразно только во временной области, во-вторых, для коротких пакетов точность оценок статистических характеристик канала очень низкая.

Другой известный способ описан в статье Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri and Ahmad Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. IEEE transactions on broadcasting, vol.48, no.3, September 2002.

В этой работе рассмотрен способ наименьших квадратов.

В рассматриваемом способе оценки канала выделяют из каждой группы  $N$  модулированных символов (выходных значений БПФ), соответствующих принятому ортогональному частотно-мультиплексированному сигналу,  $N_p$  пилот-символов.

Для каждого пилот-символа вычисляют соответствующую оценку канала  $H_{ep}$  по формуле  $H_{ep}(k) = Y_p(k)/X_p(k)$ , где  $Y_p(k)$  и  $X_p(k)$  - соответственно входные (переданные) и выходные (принятые) значения пилот-символа на  $k$ -й поднесущей ( $1 \leq k \leq N_p$ ).

По  $N_p$  значениям оценки канала  $H_{ep}$  выполняют интерполяцию оценки канала  $H_{ed}$  для  $N_d (N = N_p + N_d)$  поднесущих данных.

Используя полученную оценку канала для поднесущих данных  $H_{ed}$ , выполняют соответствующую коррекцию модулированных символов данных.

Устройство, которое реализует рассматриваемый способ, в статье не приведено.

Однако основываясь на описании способа, можно предположить, что устройство-аналог состоит из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), блока деления, блока интерполяции и блока коррекции и работает следующим образом.

5 На вход устройства-аналога поступают  $N$  модулированных символов (выходных значений БПФ), соответствующих принятому ортогональному частотно-мультиплексированному символу. Из этих символов выделяют  $N_p$  пилот-символов, которые поступают на входы блока деления. Для каждого пилот-символа в блоке деления вычисляют соответствующее значение оценки канала  $H_{ep}$  по формуле  $H_{ep}(k) = Y_p(k)/X_p(k)$ , где  $Y_p(k)$  и  $X_p(k)$  - соответственно входные (опорные, переданные) и выходные (принятые) значения пилот-символа на  $k$ -й поднесущей ( $1 \leq k \leq N_p$ ). Входные (опорные, переданные) значения пилот-символов  $X_p(k)$  поступают на другие входы блока деления с постоянного запоминающего   
10   
15 устройства (ПЗУ).

С выходов блока деления значения оценки канала  $H_{ed}$  поступают на блок интерполяции, в котором по этим оценкам выполняют интерполяцию оценки канала  $H_{ed}$  для  $N_d$  ( $N = N_p + N_d$ ) поднесущих данных. Полученные значения оценки канала   
20   
25 поступают на входы блока коррекции. На следующие входы блока коррекции поступают  $N_d$  символов данных. В блоке коррекции выполняют соответствующую коррекцию модулированных символов данных, формируя, таким образом, оценки модулированных символов данных, которые поступают на выход блока и далее на выход устройства.

Описанный способ оценки канала мало эффективен в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами: во-первых, интерполировать   
30   
35 целесообразно во временной области (поднесущие канала абонентской станции разнесены по частоте), во-вторых, для реализации способа необходима высокая точность оценки пилот-символов.

Наиболее близким техническим решением (прототипом) к заявляемому изобретению является способ, описанный в заявке США US 2005/0141626 (Jun.   
35 30, 2005).

В описании к заявке приведены способ и система оценки канала радиосвязи на базовой станции системы радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами. При этом предполагают, что   
40   
45 выполнены процедуры фильтрации принятого ортогонального частотно-мультиплексированного сигнала, усиления, переноса на видеочастоту, аналого-цифрового преобразования, частотно-временной синхронизации, удаления защитного интервала сигнала и БПФ.

Способ оценки канала радиосвязи можно представить в виде последовательности   
45   
50 следующих операций:

- Оценивают канал по преамбуле принятого сигнала и запоминают значения полученной оценки для поднесущих, соответствующих только модулированным символам данных, и для поднесущих, соответствующих модулированным символам данных и пилот-символам.
- Используя запомненные значения оценки канала, корректируют следующие за преамбулой модулированные символы данных.
- Оценивают канал по пилот-символам принятого сигнала.
- На поднесущих с пилот-символами замещают запомненные значения оценки

канала, полученные по преамбуле, на значения оценки канала, полученные по пилот-символам.

- Используя полученные значения оценки канала, корректируют модулированные символы данных.

5 - Вычисляют величины фазы значений оценки канала по пилот-символам.

- Интерполируют полученные величины фазы для символов данных.

- Используя интерполированные значения фазы, корректируют фазу модулированных символов данных.

10 В рассматриваемом способе оценки канала связи принятый сигнал представляет собой последовательность частотно-мультиплексированных символов. Причем через заданное число информационных частотно-мультиплексированных символов передается преамбула - известный частотно-мультиплексированный символ с  
15 частотно-мультиплексированными символами на каждой поднесущей. Информационные частотно-мультиплексированные символы включают в себя пилот-символы на известных поднесущих.

В преамбуле содержатся известные модулированные символы на всех поднесущих. Поэтому по преамбуле вычисляют значения оценки канала для всех  
20 поднесущих. Причем для  $k$ -й поднесущей оценку канала по преамбуле  $H_{pr}(k)$  можно вычислить по формуле  $H_{pr}(k) = R_{pr}(k) / X_{pr}(k)$ , где  $R_{pr}(k)$  и  $X_{pr}(k)$  - соответственно принятые и переданные значения символа преамбулы на  $k$ -й поднесущей. Запоминают значения полученной оценки канала.

25 Используя записанные в памяти значения оценки канала, корректируют следующие за преамбулой модулированные символы данных. Коррекцию можно выполнить по формуле  $X_d(k) = R_{pr}(k) / H_{pr}(k)$ , где  $X_d(k)$  - скорректированные модулированные символы.

30 Оценивают канал по следующим за преамбулой пилот-символам принятого сигнала. Оценку канала по пилот-символам можно выполнить так же, как и оценку канала по преамбуле.

35 На поднесущих с пилот-символами замещают запомненные значения оценки канала, полученные по преамбуле, на значения оценки канала, полученные по пилот-символам.

Используя значения полученной оценки канала, корректируют модулированные символы данных.

40 Вычисляют величины фазы значений оценки канала  $\Delta\theta(k)$  по формуле  $\Delta\theta(k) = \arg(1/H_{pjl}(k))$ , где  $H_{pjl}(k)$  - оценка канала по пилот-символу для  $k$ -й поднесущей.

Интерполируют полученные величины фазы для символов данных.

Используя интерполированные значения фазы, корректируют фазу модулированных символов данных.

45 Схема для реализации устройства-прототипа приведена на фиг.3.

50 Устройство содержит последовательно соединенные первый демультиплексор 1, эквалайзер 2, второй демультиплексор 3, фазовый корректор 4, последовательно соединенные блок оценки канала по преамбуле 5, мультиплексор 6, блок памяти 7, последовательно соединенные блок оценки канала по пилот-символам 8 и блок линейной интерполяции 9. Кроме того, вход первого демультиплексора 1 является входом модулированных символов и входом устройства. Выход первого демультиплексора 1 соединен со входом блока оценки канала по преамбуле 5.



Выход блока памяти 7 соединен со вторым входом эквалайзера 2, который является входом оценки канала по преамбуле. Второй выход второго демультимплексора 3, который является выходом пилот-символов на каждой поднесущей, соединен со входом блока оценки канала по пилот-символам 8, выход которого соединен со вторым входом мультиплексора 6, который является входом оценки канала по пилот-символам. Выход блока линейной интерполяции 9 соединен со вторым входом фазового корректора 4, который является входом интерполированных значений фазы. Выход фазового корректора 4 является выходом оценок модулированных символов данных и выходом устройства.

Устройство-прототип работает следующим образом.

Со входа устройства на первый демультимплексор 1 поступает последовательность модулированных символов. Причем последовательности модулированных символов содержат символы преамбулы, информационные частотно-мультиплексированные символы и вновь символы преамбулы. С выхода первого демультимплексора 1 символы преамбулы поступают на вход блока оценки канала по преамбуле, а следующие за преамбулой информационные частотно-мультиплексированные символы поступают на первый вход эквалайзера 2.

Блок оценки канала по преамбуле 5 выполняет оценку канала. В преамбуле содержатся известные модулированные символы на всех поднесущих. Поэтому по преамбуле вычисляют значения оценки канала для всех поднесущих. Причем для  $k$ -й поднесущей оценку канала  $H_{pr}(k)$  можно вычислить по формуле  $H_{pr}(k) = R_{pr}(k) / X_{pr}(k)$ , где  $R_{pr}(k)$  и  $X_{pr}(k)$  - соответственно выходные (принятые) и входные (переданные) значения символов преамбулы на  $k$ -й поднесущей. Значения оценки канала по преамбуле через мультиплексор 6 записывают в блок памяти 7.

Из блока памяти 7 оценка канала по преамбуле поступает на второй вход эквалайзера 2, который выполняет коррекцию модулированных символов.

Коррекция модулированных символов может быть выполнена по формуле  $X_d(k) = R_{pr}(k) / H_{pr}(k)$ , где  $X_d(k)$  скорректированные модулированные символы. С выхода эквалайзера 2 модулированные символы через второй демультимплексер 3 поступают на фазовый корректор 4 и блок оценки канала по пилот-символам 8.

Блок оценки канала по пилот-символам 8 оценивает канал, используя пилот-символы. Причем оценку канала по пилот-символам можно выполнить также как и оценку канала по преамбуле. С выхода блока оценки канала по пилот-символам 8 значения оценки канала поступают на мультиплексор 6 и блок линейной интерполяции 9.

Через мультиплексор 6 в блок памяти 7 перезаписывают значения оценки канала по пилот-символам. Причем перезаписывают только значения оценки канала, соответствующие пилот-символами. Остальные значения оценки канала не меняют.

В блоке линейной интерполяции 9 вычисляют величины фазы значений оценки канала  $\Delta\theta(k)$  по формуле  $\Delta\theta(k) = \arg(1/H_{pjl}(k))$ , где  $H_{pjl}(k)$  - оценка канала по пилот-символу для  $k$ -й поднесущей.

Интерполируют полученные величины фазы для символов данных.

Интерполированные значения фазы поступают на фазовый корректор 4, который выполняет коррекцию фаз модулированных символов данных, поступающих с выхода эквалайзера 2 через второй демультимплексор 3 на вход фазового корректора 4. С выхода фазового корректора 4 модулированные символы данных поступают на выход устройства.

Описанный способ оценки канала радиосвязи мало эффективен в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами: во-первых, интерполировать целесообразно во временной области (поднесущие канала абонентской станции разнесены по частоте), во-вторых, способ требует высокой точности оценки пилот-символов.

Задача, которую решает данное изобретение, - повышение точности оценки канала радиосвязи и, таким образом, улучшение помехоустойчивости приема сигналов в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами.

Для решения этой задачи предлагается способ оценки канала радиосвязи, заключающийся в том, что на всех поднесущих канала в скользящем окне обработки сигналов заданного размера  $V$  запоминают модулированные символы, на поднесущих с пилот-символами, в скользящем окне обработки сигналов размером  $V$ , выделяют последовательности пилот-символов, по последовательностям пилот-символов выполняют оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ , используя полученную оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ , вычисляют коэффициенты регрессии для синфазных и квадратурных составляющих последовательностей пилот-символов, корректируют последовательности пилот-символов, находящихся в скользящем окне регрессии, используя полученные коэффициенты регрессии, выполняют линейную интерполяцию пилот-символов для поднесущих, соответствующих модулированным символам данных, корректируют модулированные символы данных, используя полученные интерполированные значения пилот-символов.

Причем оценка размера окна регрессии может быть выполнена следующим образом: вычисляют модули последовательностей пилот-символов, образуя, таким образом, последовательности модулей пилот-символов, сглаживают последовательности модулей пилот-символов, вычисляют среднее квадратичное отклонение каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов, для каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов проверяют выполнение условий о том, что  $U$  из  $W_{\max}$  сглаженных модулей пилот-символов, где  $W_{\max}$  число пилот-символов на одной поднесущей в скользящем окне обработки сигналов, монотонно возрастают или монотонно убывают и среднее квадратичное отклонение модулей пилот-символов не превышает заданной величины, если число последовательностей модулей пилот-символов, для которых условия выполняются, больше заданного числа, то считают, что размер окна равен максимальному значению  $W=W_{\max}$ , в противном случае размер последовательностей модулей пилот-символов уменьшают на единицу и снова проверяют на соответствие условиям, что  $U-1$  из  $W_{\max}-1$  сглаженных модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают и среднее квадратичное отклонение значения модулей пилот-символов не превышает некоторой заданной величины, если эти условия выполняются, то  $W=W_{\max}-1$ , если после заданного числа  $G$  проверок условия о том, что число сглаженных последовательностей модулей пилот-символов, для которых  $U-G$  из  $W_{\max}-G$  модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают и для которых среднее квадратичное отклонение значений модулей пилот-символов не превышает заданной величины, больше заданного числа, не выполняются, то в этом случае размер окна регрессии

минимальный  $W=W_{\min}$ .

Значения  $V$ ,  $W_{\min}$ ,  $W_{\max}$  могут быть выбраны исходя из ожидаемых отношения сигнал/шум в канале и максимальной частоты фединга.

5 Для решения этой же задачи предлагается устройство оценки канала радиосвязи, содержащее блок памяти, блок оценки канала по преамбуле, эквалайзер, блок интерполяции, в которое дополнительно введены блок параллельно-последовательного преобразования, блок оценки окна регрессии, блок вычисления коэффициентов регрессии, блок коррекции пилот-символов, причем I входов устройства оценки канала радиосвязи, где I - число поднесущих канала абонентской станции с модулированными символами, являются входами группы модулированных символов и объединены с I входами блока памяти и I входами блока оценки канала по преамбуле, выходы блока оценки канала по преамбуле соединены с первой группой I входов эквалайзера, которые являются входами оценки канала по преамбуле, первая группа выходов блока памяти соединена со второй группой I входов эквалайзера, которые являются входами запомненных модулированных символов, вторая группа выходов блока памяти, которые являются выходами временных последовательностей пилот-символов, соединена с P входами блока оценки окна регрессии, P входами блока вычисления коэффициентов регрессии, первой группой P входов блока коррекции пилот-символов, I+1 вход блока памяти и P+1 вход блока оценки окна регрессии являются входами начальной установки, выход блока оценки окна регрессии, который является выходом оценки размера временного окна регрессии, соединен с P+1 входом блока вычисления коэффициентов регрессии, вторая группа входов блока коррекции пилот-символов, которая является входом вычисленных коэффициентов регрессии, соединена с соответствующей группой 2PK выходов блока вычисления коэффициентов регрессии, P выходов блока коррекции пилот-символов, которые являются выходами скорректированных последовательностей пилот-символов, соединены с P входами блока интерполяции, выходы которого соединены с третьей группой I входов эквалайзера, которые являются входами интерполированных значений пилот-символов, I выходов эквалайзера соединены с I входами блока параллельно/последовательного преобразования, выход которого является выходом скорректированных модулированных символов данных.

Сопоставительный анализ заявляемого способа оценки канала радиосвязи с прототипом показывает, что заявляемый способ существенно отличается от прототипа.

40 Общие признаки заявляемого способа и прототипа.

Запоминают пилот-символы, оценивают канал по пилот-символам и используют при оценке канала интерполяцию.

45 Все остальные операции и их порядок отличаются от операций прототипа и являются новыми.

Сопоставительный анализ заявляемого устройства оценки канала радиосвязи с прототипом показывает, что заявляемое устройство оценки канала радиосвязи существенно отличается от прототипа.

50 Общие признаки заявляемого устройства и прототипа. В состав устройства прототипа и заявляемого устройства входят общие блоки: блок памяти, эквалайзер, блок оценки канала по преамбуле, блок интерполяции.

Все остальные блоки, входящие в состав заявляемого устройства являются новыми, связи между ними также являются отличительными признаками. Кроме

того, алгоритм оценки канала радиосвязи отличается от прототипа, поэтому и связи между известными блоками и вновь введенными тоже являются отличительными признаками.

5 Сопоставительный анализ способа оценки канала радиосвязи и устройства для его реализации с прототипом показывает, что предлагаемое изобретение существенно отличается от прототипа, так как позволяет повысить точность оценки канала связи и, таким образом, улучшить помехоустойчивость приема сигналов в обратном канале систем радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами.

10 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 для иллюстрации предлагаемого решения:

Фиг.1 - пример временной структуры ортогональных частотно-мультиплексированных символов.

20 Фиг.2 - фрагмент обратного канала OFDMA стандарта 802.16.

Фиг.3 - структурная схема устройства прототипа.

Фиг.4 - блок-схема системы радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами (абонентские станции).

25 Фиг.5 - блок-схема системы радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами (базовая станция).

Фиг.6 - структурная схема предлагаемого устройства оценки канала радиосвязи.

Фиг.7 - вариант выполнения блока оценки размера окна регрессии.

30 Предлагаемый способ оценки канала радиосвязи заключается в следующем:

- На всех поднесущих канала в скользящем окне обработки сигналов заданного размера  $V$  запоминают модулированные символы.

- На поднесущих с пилот-символами, в скользящем окне обработки сигналов размером  $V$ , выделяют последовательности пилот-символов.

35 - По последовательностям пилот-символов выполняют оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ .

- Используя полученную оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ , вычисляют коэффициенты регрессии для синфазных и квадратурных составляющих последовательностей пилот-символов.

40 - Используя полученные коэффициенты регрессии, корректируют последовательности пилот-символов, находящихся в скользящем окне регрессии.

- Интерполируют по линейному закону пилот-символы для поднесущих, соответствующих модулированным символам данных.

45 - Используя полученные интерполированные значения пилот-символов, корректируют модулированные символы данных.

Оценка размера окна регрессии может быть выполнена, например, таким образом:

- вычисляют модули последовательностей пилот-символов, образуя таким

50 образом последовательности модулей пилот-символов,

- сглаживают последовательности модулей пилот-символов,

- вычисляют среднеквадратичное отклонение каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов,

- для каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов проверяют выполнение условий о том, что  $U$  из  $W_{\max}$  сглаженных модулей пилот-символов, где

5  $W_{\max}$  - число пилот-символов на одной поднесущей в скользящем окне обработки сигналов, монотонно возрастают или монотонно убывают и среднее квадратичное отклонение модулей пилот-символов не превышает некоторой заданной величины,

- если число последовательностей модулей пилот-символов, для которых условия выполняется больше заданного числа, то считают, что размер окна равен  
10 максимальному значению  $W=W_{\max}$ ,

- в противном случае, размер последовательностей модулей пилот-символов уменьшают на единицу и снова проверяют на соответствие условиям, что  $U-1$  из  $W_{\max}-1$  сглаженных модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно  
15 убывают и среднее квадратичное отклонение значение модулей пилот-символов не превышает заданной величины,

- если условия выполняются, то  $W=W_{\max}-1$ ,

- если после заданного числа  $G$  проверок условие о том, что число сглаженных  
20 последовательностей модулей пилот-символов, для которых  $U-G$  из  $W_{\max}-G$  модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают и для которых среднее квадратичное отклонение значений модулей пилот-символов не превышает заданной величины, больше заданного числа не выполняются, то в этом случае  
25 размер окна регрессии минимальный  $W=W_{\min}$ .

Значения  $V$ ,  $W_{\min}$ ,  $W_{\max}$  могут быть выбраны исходя из ожидаемых отношения сигнал/шум в канале и максимальной частоты фединга.

В заявляемом способе оценки канала применяется регрессия. Функция (линия)  
30 регрессии представляет собой линию определенного типа, которая минимизирует ошибку между собой и имеющимися данными (используя, например, критерий наименьших квадратов). Простейшим видом регрессии является линейная регрессия, при которой определяют прямую линию. Другим видом регрессии является  
35 полиномиальная регрессия, при которой кривая регрессии определяется полиномом. Линию регрессии определяют коэффициенты регрессии. Например, для линейной регрессии это наклон и смещение по оси абсцисс линии регрессии. (Г.Корн и Т.Корн. Справочник по математике. "Наука", 1978; Дж.Бендат, А.Пирсол. Прикладной анализ случайных данных. М.: "Мир", 1989; С.Н.Воробьев, Л.А.Осипов. Регрессионный анализ. Санкт-Петербург, 2000.)  
40

При описании заявляемого способа оценки канала радиосвязи предполагают, что выполнены фильтрация принятого ортогонального частотно-мультиплексированного сигнала, усиление, перенос на видеочастоту, аналого-цифровое преобразование, частотно-временная синхронизация, удаление  
45 защитного интервала сигнала, БПФ и разделение каналов абонентских станций.

Структурная схема системы радиосвязи множественного доступа с ортогональными частотно-мультиплексированными сигналами, включающая в себя блоки оценки канала радиосвязи, приведена на фиг.4 (абонентские станции) и фиг.5 (базовая станция).  
50

Система радиосвязи содержит базовую станцию и  $S$  абонентских станций. Каждая из абонентских станций содержит последовательно соединенные модулятор 10, на вход которого поступают двоичные символы, устройство выбора поднесущих 11,

устройство ОБПФ 12, устройство присоединения защитного интервала 13, передатчик 14, выход которого является выходом последовательности ортогональных частотно-мультиплексированных символов.

С абонентских станций через каналы связи 15 последовательности ортогональных частотно-мультиплексированных символов поступают на базовую станцию. Базовая станция содержит последовательно соединенные антенну 16, приемник 17, устройство удаления защитного интервала 18, устройство БПФ 19, устройство выделения каналов абонентской станции 20, выходы которого соединены соответственно со входами  $J$  устройств оценки канала радиосвязи 21-1-21- $J$ . Выход каждого из  $J$  устройств оценки канала радиосвязи 21-1-21- $J$  соединен с входом одного соответствующего ему из  $J$  демодуляторов 22-1-22- $J$ , выходы которых являются выходами системы. Второй выход приемника 17 соединен с входами начальной установки устройства удаления защитного интервала 18, устройства БПФ 19, устройства выделения каналов абонентской станции 20 и устройств оценки канала радиосвязи 21-1-21- $J$ .

Система радиосвязи работает следующим образом. На абонентскую станцию поступает последовательность двоичных символов. В модуляторе 10 последовательность разбивают на слова, состоящие из  $d$  символов ( $d=1,2,\dots,D$ ). Каждому слову присваивают модулированный символ данных в виде комплексного числа.

В устройстве выбора поднесущих 11 преобразуют последовательность модулированных символов данных в параллельные группы двух видов, первая из которых состоит из  $Q_1$  модулированных символов данных, где  $Q_1$  - заданное целое положительное число, а вторая - из  $Q_2$  модулированных символов данных, где  $Q_2$  - заданное целое положительное число. Дополняют группы первого вида  $Z$  нулевыми символами (нулями), причем  $Q_1+Z=N$ , где  $Z$  и  $N$  - заданные целые положительные числа, и местоположение модулированных и нулевых символов в группе задано. Дополняют группы второго вида  $Z$  нулевыми символами (нулями), и через каждые  $N_f$  модулированных символов данных располагают пилот-символ, где  $N_f=Q_2/K$ , причем  $Q_2$  кратно  $K$  и  $Q_2+Z+K=N$ , а  $K$  - число пилот-символов в группе второго вида.

Местоположение модулированных и нулевых символов в группе задано. Формируют последовательность из групп первого и второго видов таким образом, что группы второго вида следуют через каждые  $N_t$  групп первого вида, где  $N_t$  - заданное целое положительное число.

В устройстве ОБПФ 12 с каждой группой сформированной последовательности выполняют обратное быстрое преобразование Фурье.

В устройстве присоединения защитного интервала 13 преобразуют параллельные выходные группы значений обратного быстрого преобразования Фурье в последовательную форму, формируя, таким образом, последовательность передаваемых символов, каждый из которых содержит  $N$  полученных последовательных значений обратного быстрого преобразования Фурье, и дополняют каждый передаваемый символ защитным интервалом, формируя, таким образом, последовательность ортогональных частотно-мультиплексированных символов.

Передатчик 14 через канал связи 15 передает последовательность ортогональных частотно-мультиплексированных символов на базовую станцию.

На антенну базовой станции поступают  $S$  сигналов абонентских станций. После

временной и частотной синхронизации эти сигналы становятся ортогональными (совпадают по времени и разнесены по частоте).

На базовой станции принятые приемником 17 последовательности ортогональных частотно-мультиплексированных символов поступают в устройство удаления защитного интервала 18, где удаляют защитный интервал, формируя, таким образом, последовательность принятых символов и преобразуют принятые символы в параллельные группы входных значений.

В устройстве БПФ 19 с каждой группой входных значений выполняют быстрое преобразование Фурье, формируя, таким образом,  $N$  модулированных символов в каждой группе.

В устройстве выделения каналов абонентских станций 20 из  $N$  модулированных символов выделяют  $C$  совокупностей модулированных символов соответствующих  $C$  каналам абонентских станций, где  $C$  - количество абонентских станций в системе связи, и принимает значения от 1 до  $J$ , где  $J$  - максимальное количество абонентских станций в системе связи.  $C$  выходов устройства выделения каналов абонентских станций 20  $C$  совокупностей модулированных символов поступают на  $C$  соответствующих устройств оценки канала радиосвязи 21. На остальные ( $J-C$ ) устройств оценки каналов радиосвязи 21 с устройства выделения каналов абонентских станций 20 поступают нули.

В каждом устройстве оценки канала радиосвязи 21-1-21- $J$  по пилот-символам выполняют оценку канала абонентской станции. Используя полученные результаты оценки канала абонентских станций, выполняют оценку модулированных символов данных, формируя группы оценок модулированных символов данных. Затем преобразуют группы оценок модулированных символов данных в последовательную форму, формируя, таким образом, последовательность оценок модулированных символов данных.

В демодуляторе 22-1-22- $J$  выполняют демодуляцию полученных оценок модулированных символов данных, формируя, таким образом, последовательность двоичных данных.

Сигнал начальной установки, как правило, поступает на все устройства приемных и передающих станций. Этот сигнал не является существенным для понимания работы устройства и поэтому его обозначают только на электрических схемах. Однако для лучшего понимания работы устройства на фиг.5 такой сигнал обозначен.

Структурная схема заявляемого устройства оценки канала радиосвязи 21 для реализации заявляемого способа представлена на фиг.6.

Устройство оценки канала радиосвязи 21 содержит блок памяти 23, блок оценки канала по преамбуле 24, эквалайзер 25, блок параллельного/ последовательно преобразования 26, блок оценки окна регрессии 27, блок вычисления коэффициентов регрессии 28, блок коррекции пилот-символов 29, блок линейной интерполяции 30.

$I$  входов устройства оценки канала радиосвязи 21 являются входами группы модулированных символов канала абонентской станции и объединены с  $I$  входами блока памяти 23 и  $I$  входами блока оценки канала по преамбуле 24. Выходы блока оценки канала по преамбуле 24 соединены с первой группой  $I$  входов эквалайзера 25, которые являются входами оценки канала по преамбуле. Первая группа выходов блока памяти 23 соединена со второй группой  $I$  входов эквалайзера 25, которые являются входами запомненных модулированных символов. Вторая группа выходов блока памяти 23, которые являются выходами временных последовательностей пилот-символов, соединена с  $P$  входами блока оценки окна регрессии 27,  $P$  входами

блока вычисления коэффициентов регрессии 28, первой группой  $P$  входов блока коррекции пилот-символов 29.  $I+1$  вход блока памяти 23 и  $P+1$  вход блока оценки окна регрессии 27 являются входами начальной установки. Выход блока оценки окна регрессии 27, который является выходом оценки размера временного окна  
5 регрессии, соединен с  $P+1$  входом блока вычисления коэффициентов регрессии 28. Вторая группа входов блока коррекции пилот-символов 29, которая является входами вычисленных коэффициентов регрессии, соединена с соответствующей группой 2РК выходов блока вычисления коэффициентов регрессии 28.  $P$  выходов  
10 блока коррекции пилот-символов 29, которые являются выходами скорректированных последовательностей пилот-символов, соединены с  $P$  входами блока интерполяции 30, выходы которого соединены с третьей группой  $I$  входов эквалайзера 25, которые являются входами интерполированных значений пилот-символов.  $I$  выходов эквалайзера 25 соединены с  $I$  входами блока  
15 параллельно/ последовательного преобразования 26, выход которого является выходом оценок модулированных символов данных.

Устройство, реализующее заявляемый способ, работает следующим образом.

На  $I$  входов устройства оценки канала радиосвязи 21, где  $I$  - число поднесущих  
20 канала абонентской станции, поступают группы модулированных символов канала абонентской станции, каждая из которых состоит из  $I$  параллельных модулированных символов. Причем каждый из  $I$  модулированных символов соответствует одной из  $I$  поднесущих канала абонентской станции.

Группы из  $I$  модулированных символов со входов устройства поступают на входы  
25 блока оценки канала по преамбуле 24 и блока памяти 23.

В блоке оценки канала по преамбуле 24 оценивают канал по преамбуле принятого сигнала. Значения оценки канала по преамбуле поступают на  $I$  входов  
30 эквалайзера 25. Используя значения оценки канала, в эквалайзере 25 корректируют следующие за преамбулой модулированные символы данных.

Следующие за преамбулой группы модулированных символов записывают в блок  
памяти 23, который состоит из  $I$  последовательно-параллельных регистров, каждый  
длиною  $V$  ячеек. В каждый регистр записывают один из  $I$  модулированных символов.  
35 После поступления новой группы из  $I$  модулированных символов записанные в регистры модулированные символы в каждом регистре сдвигают на одну ячейку. После поступления  $V$  групп из  $I$  модулированных символов в блок памяти записано  $I*V$  модулированных символов. После поступления на вход блока  
40 памяти  $V+1$  группы модулированных символов, которые, после сдвига модулированных символов, записывают в первые ячейки регистров, в последние ячейки регистра вместо  $I$  модулированных символов первой группы записывают модулированные символы второй группы. Таким образом, на всех  $I$  поднесущих  
канала в скользящем временном окне обработки сигналов заданного размера  $V$  запоминают  $I*V$  модулированных символов.

45 В блоке памяти 23 с регистров, соответствующих поднесущим с пилот-символами, параллельно считывают пилот-символы. Таким образом на каждой из  $P$  поднесущих с пилот-символами, в скользящем временном окне обработки сигналов размером  $V$ , выделяют временные последовательности пилот-символов, получая, таким образом,  
50  $P$  временных последовательностей пилот-символов, каждая из которых включает следующие во времени друг за другом пилот-символы одной и той же поднесущей. Временные последовательности пилот-символов с  $P$  выходов блока памяти поступают на входы блока оценки размера окна регрессии 27, блока вычисления



коэффициентов регрессии 28 и блока коррекции пилот-символов 29.

В блоке оценки размера окна регрессии 29 по последовательностям пилот-символов выполняют оценку размера временного окна регрессии  $W$ . С выхода блока оценки размера окна регрессии размер временного окна регрессии  $W$  поступает на вход блока вычисления коэффициентов регрессии 28.

В блоке вычисления коэффициентов регрессии 28, используя полученную оценку размера скользящего временного окна регрессии  $W$ , вычисляют коэффициенты регрессии для поступивших с блока памяти  $P$  последовательностей пилот-символов. Число коэффициентов регрессии  $K$  для одной синфазной или квадратурной последовательности пилот-символов определяется заданным порядком регрессии.

Вычисления коэффициентов регрессии описаны в книгах: Г.Корн и Т.Корн. Справочник по математике. "Наука", 1978; Дж.Бендат, А.Пирсол. Прикладной анализ случайных данных. М.: "Мир", 1989; С.Н.Воробьев, Л.А.Осипов. Регрессионный анализ. Санкт-Петербург, 2000. Проще всего вычисление коэффициентов регрессии выполнить на микропроцессоре, т.е. реализовать блок вычисления коэффициентов регрессии на основе микропроцессора.

С 2РК выходов блока вычисления коэффициентов регрессии 28 вычисленные коэффициенты регрессии поступают на входы блока коррекции пилот-символов 29.

В блоке коррекции пилот-символов 29, используя полученные коэффициенты регрессии для синфазной и квадратурной составляющих последовательностей пилот-символов, выполняют коррекцию поступивших с блока памяти  $P$  последовательностей пилот-символов. Коррекцию комплексных значений пилот-символов можно выполнить путем замены их значений на значения корреляционной линии в точках, соответствующих значениям пилот-символов. Скорректированные  $P$  последовательностей пилот-символов поступают на блок интерполяции 30.

В блоке линейной интерполяции 30 запоминают скорректированные значения пилот-символов и по ним интерполируют значения пилот-символов для поднесущих, соответствующих модулированным символам данных.

Интерполяция описана в книгах: Н.С.Бахвалов. Численные методы. "Наука", 1973; Г.Корн и Т.Корн. Справочник по математике. "Наука", 1978; Дж.Бендат, А.Пирсол. Прикладной анализ случайных данных. М.: "Мир", 1989. Проще всего интерполяцию выполнить на микропроцессоре, т.е. реализовать блок интерполяции на основе микропроцессора.

С  $I$  выходов блока интерполяции 30 интерполированные значения пилот-символов поступают на  $I$  входов эквалайзера 25.

На другие  $I$  входов эквалайзера 25 с блока памяти 23 параллельно поступают значения модулированных символы данных.

В эквалайзере 25, используя полученные в блоке интерполяции 30 интерполированные значения пилот-символов, корректируют модулированные символы данных. Пилот-символы имеют единичную амплитуду и нулевую фазу. Поэтому коррекция символов данных осуществляют путем их деления на интерполированные значения пилот-символов. Эквалайзер 25 можно реализовать на основе схем деления комплексных чисел.

С выхода эквалайзера 25 символы данных поступают на блок параллельно/последовательного преобразования 26. В блоке параллельно/последовательного преобразования 26  $I$  параллельных модулированных символов преобразуют в последовательную форму. Блок

параллельно/последовательного преобразования 26 можно выполнить на основе параллельно/последовательных регистров, причем модулированные символы записываются в регистр параллельно, а считываются последовательно.

5 Оценка размера окна регрессии, вычисление коэффициентов регрессии, коррекция пилот-символов, интерполяция пилот-символов и коррекция модулированных символов данных в эквалайзере 25 выполняют каждый раз после поступления на вход блока памяти 23 и сдвига в его последовательно-параллельных регистрах L групп параллельных I входных модулированных символов, где L - число  
10 ортогонально частотно-мультиплексированных символов, перекрываемых во времени одним фрагментом канала абонентской станции. Например, для стандарта 802.16 L=3 (фиг.2). При этом в эквалайзере 25 корректируют модулированные символы данных, принадлежащие фрагментам канала абонентской станции, расположенных в центре окна регрессии. Т.е. в блоке памяти 23 из каждого  
15 из I регистров на эквалайзер 25 считываются модулированные символы данных фрагмента канала абонентской станции, расположенного в центре окна регрессии (на одинаковом расстоянии от одного и другого конца окна регрессии).

Вариант выполнения блока оценки размера окна регрессии 27 представлен на  
20 фиг.7. Блок оценки размера окна регрессии 27 содержит узел вычисления модулей 31, узел сглаживания 32, узел вычисления среднеквадратичного отклонения 33, узел проверки монотонности 34, узел проверки условий окончания вычислений 35, узел сравнения с порогом 36, счетчик 37, ПЗУ 38, первый узел вычитания 39, второй узел вычитания 40, регистр 41.

25 Работает блок оценки размера окна регрессии 27 следующим образом.

На R входов блока оценки размера окна регрессии поступают R последовательностей пилот-символов. Эти последовательности поступают на узел вычисления модулей пилот-символов 31, который можно реализовать в виде R  
30 параллельных схем вычисления модуля комплексного числа. В узле вычисления модулей пилот-символов 31 вычисляют модули пилот-символов R последовательностей пилот-символов, образуя таким образом последовательности модулей пилот-символов.

В узле сглаживания 32 сглаживают последовательности модулей пилот-символов.  
35 Сглаживание последовательности модулей пилот символов может быть выполнено различными методами, например, путем цифровой фильтрации, кубической интерполяции и др. Однако с точки зрения практической реализации и объема вычислительных затрат (например на микропроцессоре) кубическая интерполяция  
40 является наиболее предпочтительной. Кубическая интерполяция описана в книге Л.И.Турчак. Основы численных методов. Москва, "Наука", 1987 г., глава 2.

Сглаженные последовательности модулей пилот-символов поступают на узел вычисления среднеквадратичного отклонения 33 и узел проверки монотонности 34.

45 В узле вычисления среднеквадратичного отклонения 33 вычисляют среднеквадратичное отклонение модулей пилот-символов каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов.

В узле проверки монотонности 34 для каждой сглаженной последовательности модулей пилот-символов проверяют выполнение условия о том, что U из  $W_{\max}$   
50 сглаженных модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают. Значения U и  $W_{\max}$  поступают на узел проверки монотонности 34 из первого 39 и второго узла вычитания 40 соответственно. Узел проверки монотонности 34 можно реализовать на основе схем последовательной проверки

отношения неравенства (больше или меньше) двух соседних модулей пилот-символов и счетчиков для подсчета результатов сравнения.

В узле проверки условий окончания вычислений 35 определяют число последовательностей, для которых выполняются два условия: последовательность монотонна и среднееквадратичное отклонение модулей пилот-символов не превышает заданной величины. Узел проверки условий окончания вычислений 35 можно реализовать на основе счетчика числа монотонных последовательностей, схемы сравнения среднееквадратичного отклонения модуля каждой последовательности модулей пилот-символов с порогом и счетчика числа среднееквадратичных отклонений, превысивших порог. На выход узла проверки условий окончания вычислений 35 поступает число последовательностей, удовлетворяющих этим двум условиям. Эти последовательности далее поступают на узел сравнения с порогом 36. Если порог превышен, то со второго выхода узла сравнения с порогом 36 сигнал поступает на вход регистра 41. Если порог не превышен, то с первого выхода узла сравнения с порогом 36 сигнал поступает на вход счетчика 37.

С первого выхода ПЗУ 38 на первый вход первого узла вычитания 39 поступает значение  $U$ , а со второго выхода ПЗУ 38 на первый вход второго узла вычитания 40 поступает значение  $W_{\max}$ . На вторые входы первого 39 и второго 40 узлов вычитания поступает значение счетчика 37. В начальном состоянии в счетчике 37 записан ноль. Поэтому с выхода первого узла вычитания 39 на узел проверки монотонности 34 поступает значение  $U$ , а с выхода второго узла вычитания 40 на узел проверки монотонности 34 и регистр 41 поступает значение  $W_{\max}$ .

Если с узла сравнения с порогом 36 на регистр 41 поступает сигнал превышения порога, то по этому сигналу со второго узла вычитания 40 в регистр 41 записывается значение  $W_{\max}$  и на выход блока поступает максимальный размер окна регрессии  $W = W_{\max}$ . В противном случае, если с узла сравнения с порогом 36 на счетчик 37 поступает сигнал о том, что порог не превышен, то значение счетчика 37 увеличивается на единицу и с первого узла вычитания 39 на вход узла проверки монотонности 34 поступает число  $U-1$ , а со второго узла вычитания 40 на вход узла проверки монотонности 34 и на регистр 41 поступает число  $W_{\max}-1$ .

Размер следующих  $P$  последовательностей модулей пилот-символов в узле проверки монотонности 34 уменьшают на единицу. В узле проверки условий окончания вычислений 35 определяют число укороченных последовательностей, для которых выполняются два условия: последовательность монотонна и среднееквадратичное отклонение модулей пилот-символов не превышает заданной величины. На выход узла проверки условий окончания вычислений 35 поступает число последовательностей, удовлетворяющих этим двум условиям. Эти последовательности далее поступают на узел сравнения с порогом 36. Если порог превышен, то со второго выхода узла сравнения с порогом 36 сигнал поступает на вход регистра 41 и на выход блока оценки окна регрессии 27 поступает размер окна регрессии  $W = W_{\max} - 1$ . Если порог не превышен, то с первого выхода узла сравнения с порогом 36 сигнал поступает на вход счетчика 37.

Если после заданного числа  $G$  проверок условия о том, что число сглаженных последовательностей модулей пилот-символов, для которых  $U-G$  из  $W_{\max}-G$  модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают и для которых среднееквадратичное отклонение значений модулей пилот-символов не превышает

заданной величины, больше заданного числа, не выполняются, то в этом случае размер окна регрессии минимальный  $W=W_{\min}$ .

Таким образом, заявляемый способ оценки обратного канала системы OFDMA состоит из двух этапов. На первом этапе с помощью регрессии выполняют коррекцию пилот-символов, а на втором, путем интерполяции первого порядка пилот-символов, выполняют коррекцию модулированных данных.

В отличие от интерполяции при регрессии не требуется, чтобы кривая проходила через заданные точки. Следовательно, регрессия менее чувствительна к ошибкам оценки пилот-сигналов, чем интерполяция. Однако регрессия наиболее эффективна для монотонных кривых. Поэтому в заявляемом способе вводят адаптивное окно регрессии, размер которого выбирают таким образом, чтобы в окне последовательность пилот-символов, во-первых, была монотонной, а во-вторых, была достаточной для оценки канала при заданном отношении сигнал/шум.

Преимуществом заявляемого способа при регрессии первого порядка является также простота его реализации.

### Формула изобретения

1. Способ оценки канала радиосвязи, заключающийся в том, что на всех поднесущих канала в скользящем окне обработки сигналов заданного размера  $V$  запоминают модулированные символы, на поднесущих с пилот символами, в скользящем окне обработки сигналов размером  $V$ , выделяют последовательности пилот символов, по последовательностям пилот символов выполняют оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ , используя полученную оценку размера скользящего окна регрессии  $W$ , вычисляют коэффициенты регрессии для синфазных и квадратурных составляющих последовательностей пилот символов, корректируют последовательности пилот символов, находящихся в скользящем окне регрессии, используя полученные коэффициенты регрессии, выполняют линейную интерполяцию пилот символов для поднесущих соответствующих модулированным символам данных, корректируют модулированные символы данных, используя полученные интерполированные значения пилот символов.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что для оценки размера окна регрессии вычисляют модули последовательностей пилот символов, образуя таким образом последовательности модулей пилот символов, сглаживают последовательности модулей пилот символов, вычисляют среднеквадратичное отклонение каждой сглаженной последовательности модулей пилот символов, для каждой сглаженной последовательности модулей пилот символов проверяют выполнение условий о том, что  $U$  из  $W_{\max}$  сглаженных модулей пилот символов, где  $W_{\max}$  число пилот символов на одной поднесущей в скользящем окне обработки сигналов, монотонно возрастают или монотонно убывают и среднеквадратичное отклонение модулей пилот символов не превышает заданной величины, если число последовательностей модулей пилот символов для которых условия выполняется больше заданного числа, то считают, что размер окна равен максимальному значению  $W=W_{\max}$ , в противном случае, размер последовательностей модулей пилот символов уменьшают на единицу и снова проверяют на соответствие условиям, что  $U - 1$  из  $W_{\max} - 1$  сглаженных модулей пилот символов монотонно возрастают или монотонно убывают и среднеквадратичное отклонение значение модулей пилот символов не превышает некоторой заданной величины, если эти условия выполняются, то  $W=W_{\max}$ .

$x - 1$ , если после заданного числа  $G$  проверок условий о том, что число сглаженных последовательностей модулей пилот символов, для которых  $U - G$  из  $W_{\max} - G$  модулей пилот-символов монотонно возрастают или монотонно убывают и для которых среднее квадратичное отклонение значений модулей пилот символов не превышает заданной величины, больше заданного числа, не выполняются, то в этом случае размер окна регрессии минимальный  $W=W_{\min}$ .

3. Способ по п.2, отличающийся тем, что значения  $V$ ,  $W_{\min}$  и  $W_{\max}$  выбирают, исходя из ожидаемых отношения сигнал/шум в канале и максимальной частоты фединга.

15

20

25

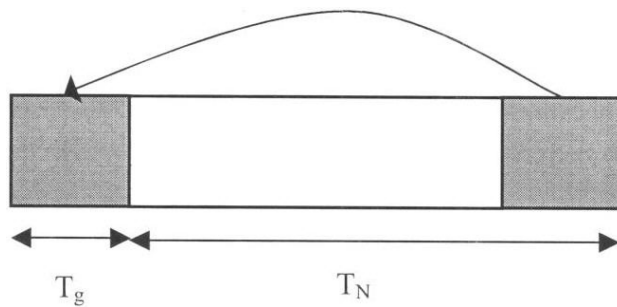
30

35

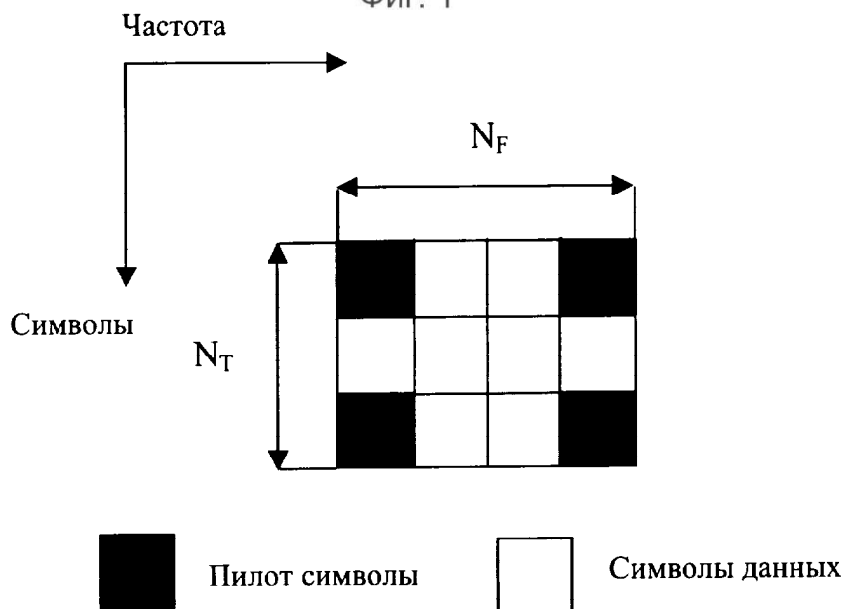
40

45

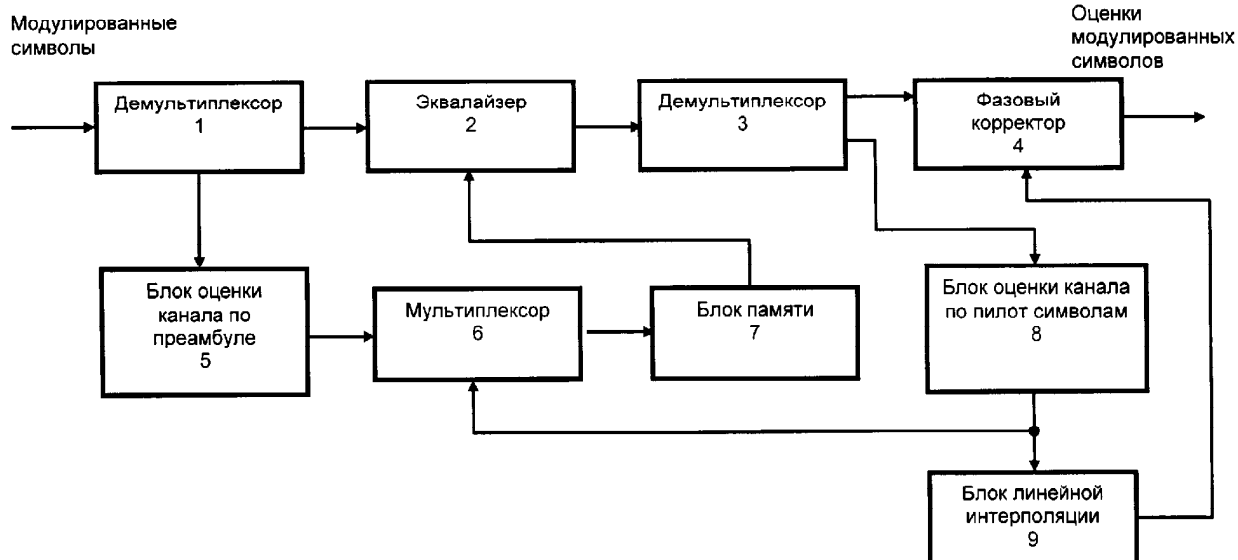
50



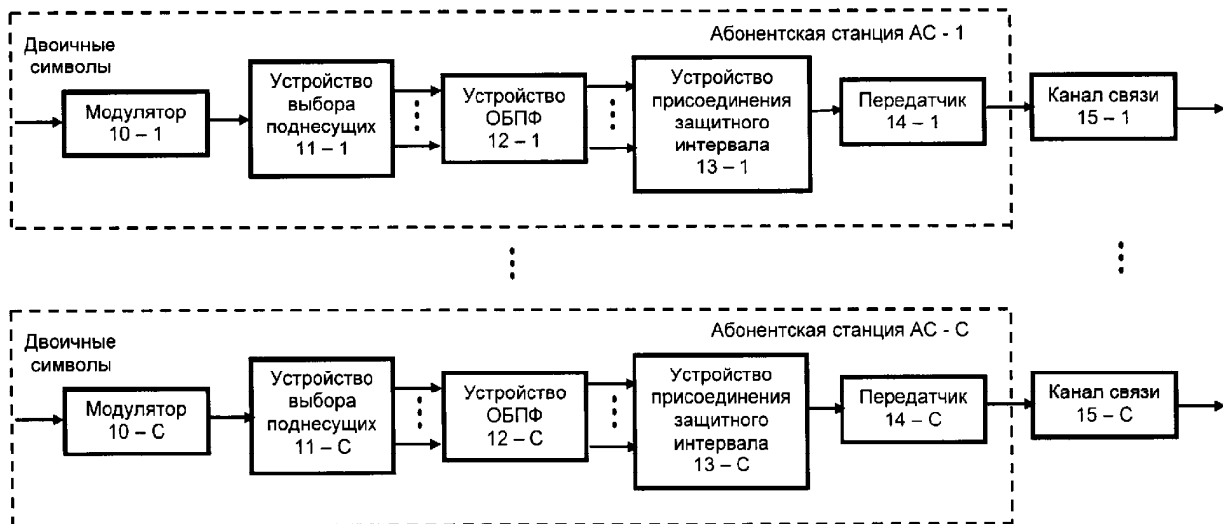
ФИГ. 1



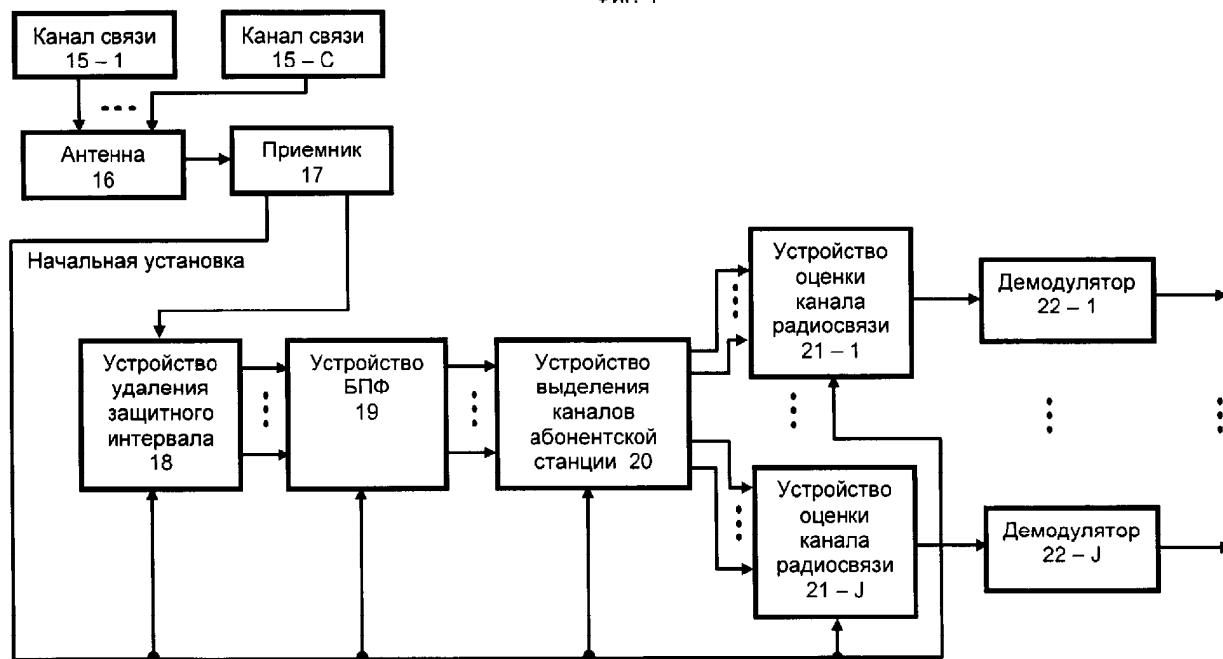
ФИГ. 2



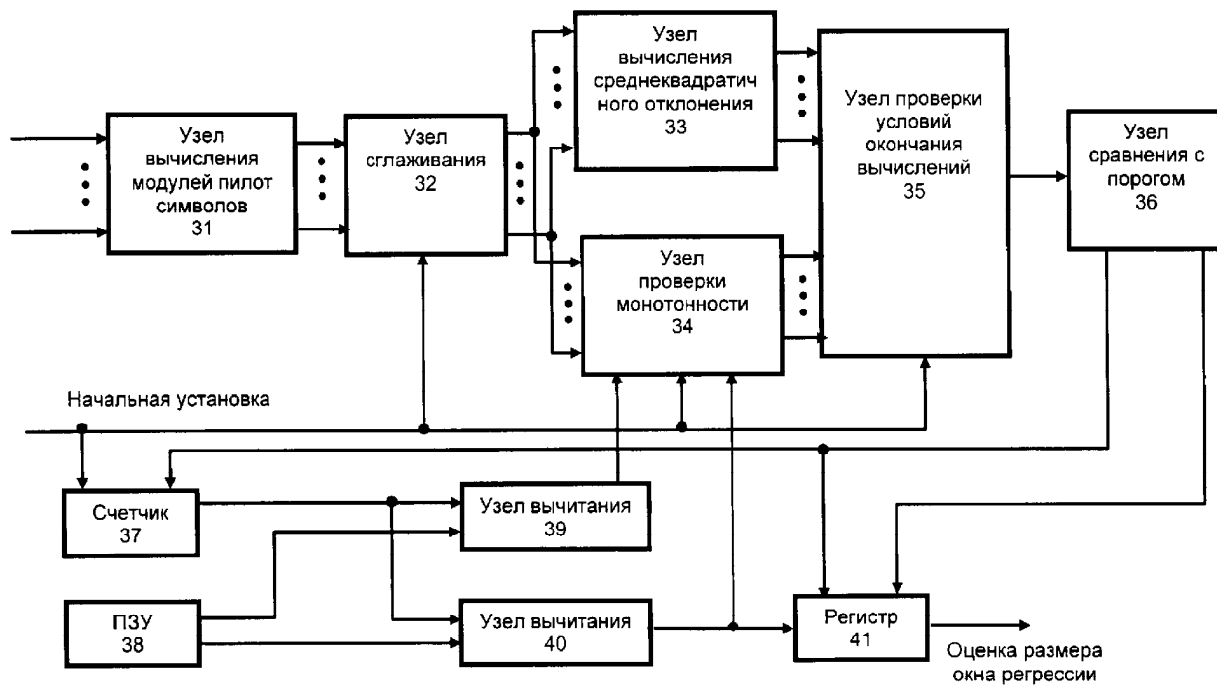
ФИГ. 3



Фиг. 4



Фиг.5



Фиг. 7