УДК 621.391

АЛГОРИТМ ДВУМЕРНОЙ ВИНЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ OFDM

Е. В. Гончаров

ОАО "Концерн "Созвездие"

Поступила в редакцию 22.09.2014 г.

Аннотация: предлагаемый в настоящей статье алгоритм относится к разделу методов оценки канала распространения в системах связи, использующих orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) – ортогональное многочастотное мультиплексирование, а также single carrier frequency division multiplexing (SC-FDMA) – многочастотное мультиплексирование с единой несущей. Алгоритм может быть использован в аппаратуре базовой и абонентской станций в таких системах связи, как WiFi, LTE, LTE-A. В работе показано, что предложенный подход обеспечивает высокое качество оценки канала, близкое к потенциально достижимому при невысокой сложности алгоритма.

Ключевые слова: оценка канала, двумерная Винеровская фильтрация.

ALGORITHM OF 2D-WIENER FILTERING FOR ESTIMATION OF PROPAGATION CHANNEL IN OFDM TELECOMMUNICATION SYSTEM

E. V. Goncharov

Abstract: proposed method is related to the branch of estimation of propagation channel in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), as well as single carrier frequency division multiplexing (SC-FDMA) telecommunication systems. Algorithm can be used in apparatus of base and mobile stations of such systems as WiFi, LTE, LTE-A. In present article is shown, that suggested algorithm provides high quality of estimation of propagation channel, closed to the potentially achievable one at the appropriate numerical complexity of algorithm.

Keywords: channel estimation, 2D Wiener filtering.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время интерес к системам радиосвязи, использующим ортогональное многочастотное мультиплексирование (OFDM) очень высок [1], [2]. Одной из ключевых проблем при использовании таких систем является наличие эффективного алгоритма оценки канала распространения. При этом для выполнения такой оценки используется метод, когда в передаваемую заранее неизвестную на приемной стороне информацию вставляются специальные символы, которые известны на приемной стороне (пилот сигналы или пилот символы). В этом случае частотно-временная структура сигнала может выглядеть так, как показано, например, на рис. 1а. Структура сигнала рис. 1а близка к структуре, используемой в системе связи WiMAX.

В литературе известно множество различных алгоритмов оценки канала, из которых можно выделить подход, при котором оценка для произвольного участка частотно-временной

© Гончаров Е. В., 2014

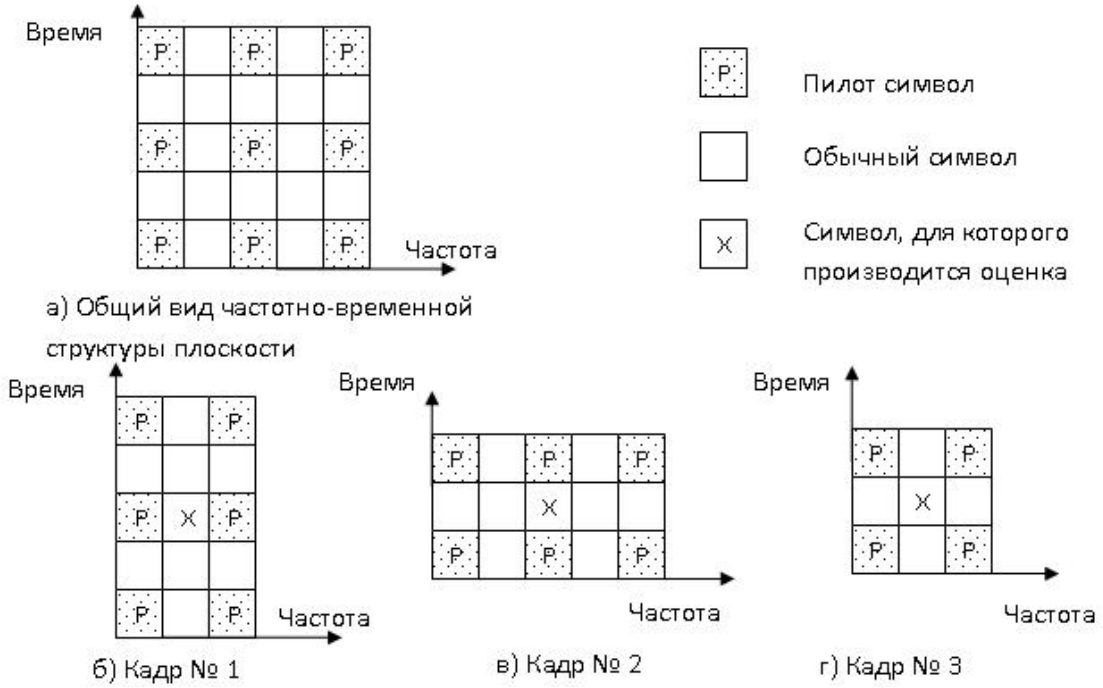

Рис. 1. *Структура пилот сигналов.*

плоскости производится методом интерполяции соседних пилот сигналов [3], в дальнейшем будем называть данный подход “Интерполяция” — см. рис. 2. Достоинствами такого подхода является простота реализации, относительно неплохие характеристики помехоустойчивости. К недостаткам подхода можно отнести недостаточную помехоустойчивость в условиях взаимной корреляции пилот символов, причем потери особенно высоки при высоких значениях скорости движения абонентской станции, а также жесткой картины многолучевости, т.е. ситуации, при которой количество отдельных лучей и временное расстояние между ними велико — например каналы типа “Vehicular A”, “Vehicular B” в [4], [5]. Вместе с тем в соответствии с требованиями сообщества инженеров электросвязи 3GPP приемники аппаратуры связи обязаны поддерживать данные режимы работы с минимальными потерями.

Также известен простейший подход, при котором оценка канала нескольких соседних частотно-временных символов приравнивается к оценке канала в одном соседнем пилот символе [6]. В дальнейшем будем называть данный подход “Сглаживание”. К достоинствам такого подхода относится экстремальная простота реализации, к недостаткам — крайне низкие характеристики помехоустойчивости даже в относительно простых каналах распространения.

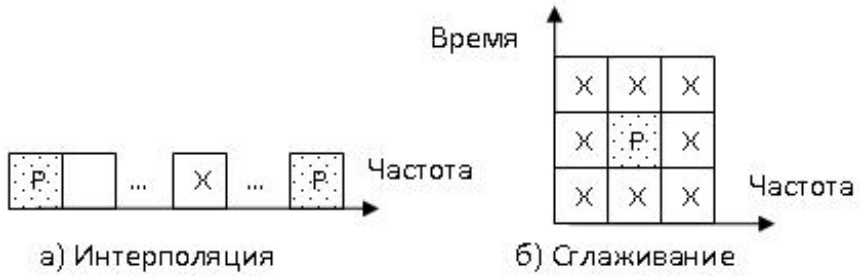

Рис. 2. *Известные алгоритмы приема сигнала.*

Предлагаемый подход позволяет существенно улучшить характеристики приема, прибли-

зившись к потенциально достижимым характеристикам, которыми в рамках настоящей работы будем считать случай, когда значение канала распространения точно известно на приемной стороне (“Известный канал”).

АЛГОРИТМ ВИНЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ДВУМЕРНОГО СЛУЧАЯ

Принимаемый сигнал в частотно-временной области запишем в следующем виде:

$$x\left(k,l\right)=h\left(k,l\right)+n\left(k,l\right), \tag{1}$$

где $h\left(k,l\right)$ — истинное значение канала в точке с координатами (k,l), k — индекс во временной области $k=\overline{1,K}$, l — индекс в частотной области $l=\overline{1,L}$; $n\left(k,l\right)$ — шум с дисперсией σ^2. Сигнал (1) записан на выходе преобразования Фурье, после предварительного удаления циклического префикса.

Оценка канала в точке с координатами (k,l) осуществляется на основе уравнения Винера-Хопфа:

$$\widetilde{h}\left(k,l\right)=w^H\cdot x, \tag{2}$$

где x — вектор $KL\times 1$ отсчетов входного сигнала, определяемый в соответствии с: $x=\left\{x\left(1,1\right),x\left(1,2\right),\ldots x\left(1,L\right),x\left(2,1\right),x\left(2,2\right),\ldots x\left(K,L\right)\right\}^T$, w - вектор $KL\times 1$ коэффициентов Винера-Хопфа. Вектора x и w могут иметь различную размерность в зависимости от формы текущего кадра, который используется для оценки канала распространения. Например, вся частотно-временная плоскость сигнала на рис. 1 может быть разбита на три варианта кадров — № 1–3. Наилучшее качество оценки получается в случае, когда кадр, используемый для оценки канала симметричен (K и L — нечетные) — рис. 1б–1г. Тогда оценку канала лучше выполнить для центральной точки кадра.

Вывод коэффициентов Винера-Хопфа можно выполнить по критерию минимума среднеквадратической ошибки между истинным значением канала распространения и его оценкой (2):

$$E\left\{\left|h\left(k,l\right)-\widetilde{h}\left(k,l\right)\right|^2\right\}=E\left\{\left(h\left(k,l\right)-w^H\cdot x\right)\cdot\left(h\left(k,l\right)-w^H\cdot x\right)^H\right\}=$$

$$E\left\{h\left(k,l\right)\cdot h^H\left(k,l\right)-w^H\cdot x\cdot h^H\left(k,l\right)-h\left(k,l\right)\cdot x^H\cdot w+w^H\cdot x\cdot x^H\cdot w\right\}=$$

$$E\left\{h\left(k,l\right)\cdot h^H\left(k,l\right)\right\}-w^H\cdot E\left\{x\cdot h^H\left(k,l\right)\right\}-E\left\{h\left(k,l\right)\cdot x^H\right\}\cdot w^T+w^H\cdot E\left\{x\cdot x^H\right\}\cdot w$$

Минимизируя по w^H, получим:

$$\frac{\partial}{\partial w^H}=-E\left\{h\left(k,l\right)\cdot x^H\right\}+E\left\{x\cdot x^H\right\}\cdot w=0.$$

Отсюда

$$w=E\left\{x\cdot x^H\right\}^{-1}\cdot E\left\{h\left(k,l\right)\cdot x\right\}.$$

Первая часть коэффициентов

$$E\left\{x\cdot x^H\right\}=E\left\{(h+n)\cdot(h+n)^H\right\}=E\left\{h\cdot h^H\right\}+E\left\{n\cdot n^H\right\}=E\left\{h\cdot h^H\right\}+\sigma^2 I.$$

Здесь n — вектор $KL\times 1$ отсчетов шума, определяемый в соответствии с:

$$n=\left\{n\left(1,1\right),n\left(1,2\right),\ldots n\left(1,L\right),n\left(2,1\right),n\left(2,2\right),\ldots n\left(K,L\right)\right\}^T,$$

Значение коэффициентов $E\left\{x \cdot x^H\right\}$ размерности $KL \times KL$ может быть рассчитано по формуле:

$$E\left\{x \cdot x^H\right\} = \begin{bmatrix} r(0,0) & r(0,1) & \dots & r(K-1,L-1) \\ r(0,1) & r(0,0) & \dots & r(K-1,L-2) \\ \dots & & & \\ r((K-1),(L-1)) & r((K-1),(L-1)-1) & \dots & r(0,0) \end{bmatrix} + \sigma^2 I,$$

Вторая часть коэффициентов

$$E\left\{h(k,l) \cdot x\right\} = E\left\{h(k,l) \cdot h\right\} + E\left\{h(k,l) \cdot n\right\} = E\left\{h(k,l) \cdot h\right\}$$

Для симметричного кадра с нечетным значением K и L можно представить в виде:

$$r_{hh} = \left\{ r\left(\frac{K-1}{2}, \frac{L-1}{2}\right), \left(\frac{K-1}{2}, \frac{L-1}{2} - 1\right) \dots r(0,0) r(0,1) \dots r\left(\frac{K-1}{2}, \frac{L-1}{2}\right) \right\}.$$

Окончательно:

$$w = \left(R + \sigma^2 \cdot I\right)^{-1} r_{hh},$$

где R — симметричная теплицева матрица отсчетов автокорреляционной функции фединга $r(k,l)$, определяемая по формуле:

$$R = \begin{bmatrix} r(0,0) & r(0,1) & \dots & r(K-1,L-1) \\ r(0,1) & r(0,0) & \dots & r(K-1,L-2) \\ \dots & & & \\ r((K-1),(L-1)) & r((K-1),(L-1)-1) & \dots & r(0,0) \end{bmatrix}$$

Здесь $r(x,y)$, $x = \overline{0, K-1}$, $y = \overline{0, L-1}$ — автокорреляционная функция фединга (АКФ), рассчитываемая по формуле:

$$r(x,y) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{l=1}^{L} h(k,l) \cdot h^*(k+x, l+y). \tag{3}$$

$r(x,y)$ — симметричная, т.е. $r(-x,-y) = r(x,y)$.

Автокорреляционная функция плоского фединга (3) для некоторых типичных значений частоты дискретизации, частоты Доплера, длины интервала многолучевости, размера преобразования Фурье представлена на рис. 3–4. На рисунках эти значения выбраны $\tau_{rms} = 2$ отсчетов частоты дискретизации (10 МГц), частота Доплера 1000 Гц. Размер FFT = 256 отсчетов частоты дискретизации. Расчет АКФ был выполнен на основе модели фединга во временной области (модель Джейкса, рекомендованная 3GPP в соответствии с [7]).

Поскольку внешний вид функции, описывающей рис. 3–4 сложен, то необходимо использовать простую формулу, аппроксимирующую автокорреляционные свойства фединга с точностью, приемлемой для алгоритма оценки канала.

Аргументами данной формулы должны являться координаты в частотно-временной области $(\Delta f, \Delta t)$, а также длина интервала многолучевости τ_{rms} и частота Доплера f_D. Таким образом, в предлагаемом алгоритме оценки канала параметры длины интервала многолучевости τ_{rms} и частоты Доплера f_D используются в качестве входных параметров (помимо дисперсии шума σ^2). При расчетах предполагается, что входные параметры алгоритма меняются медленно.

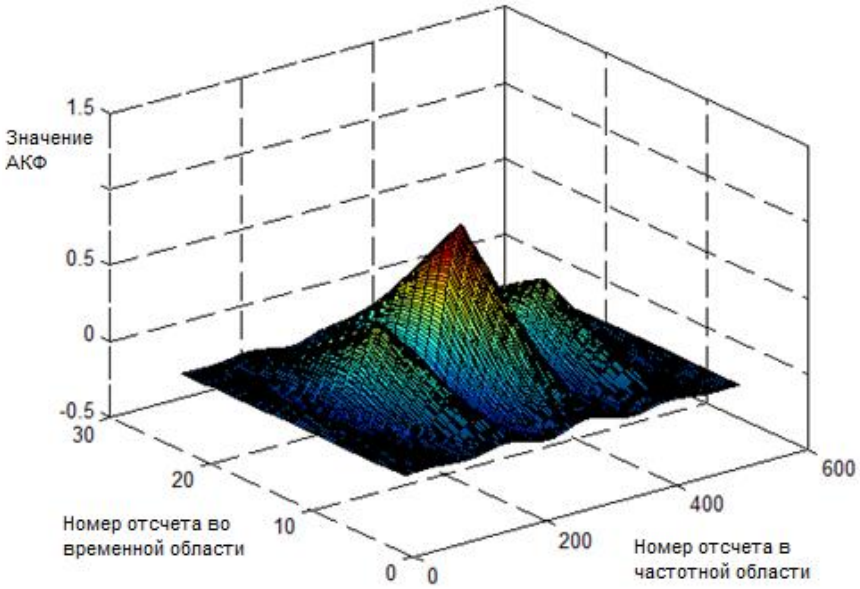

Рис. 3. *Автокорреляционная функция фединга. Действительная часть.*

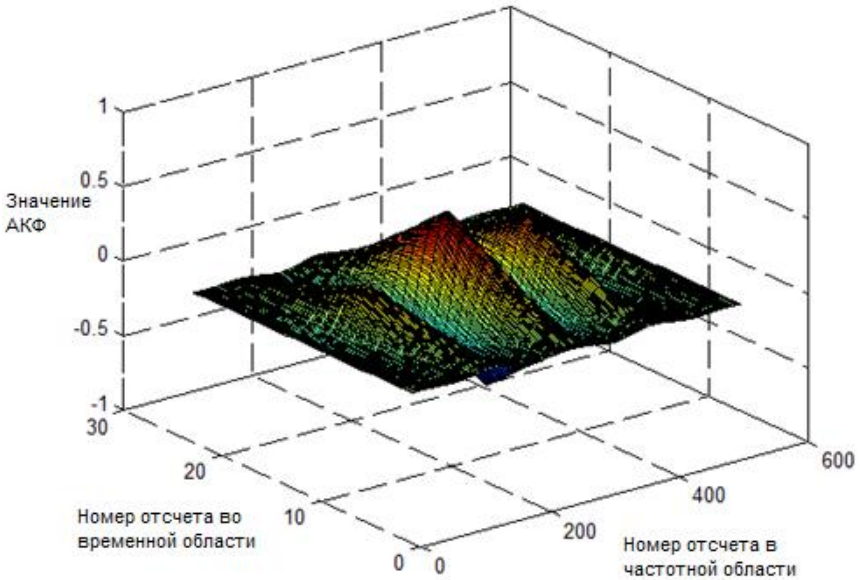

Рис. 4. *Автокорреляционная функция фединга. Мнимая часть.*

При выводе упрощенной формулы будет сделано несколько допущений. Во-первых, в алгоритме будет использоваться только основной лепесток автокорреляционной функции, поскольку большая часть энергии сигнала заключена именно в нем. Кроме того, использование боковых лепестков автокорреляционной функции связано с риском возникновения существенных ошибок в случае неточно известных или плохо оцененных входных параметров алгоритма.

Во-вторых, считается, что автокорреляционная функция фединга в частотно-временной области является произведением автокорреляционной функции отдельно в частотной и отдельно во временной области:

$$r\left(\Delta f, \Delta t\right) = r_t\left(\Delta t\right) \cdot r_f\left(\Delta f\right). \tag{4}$$

В соответствии с [8] автокорреляционная функция фединга в частотной области может быть аппроксимирована по формуле:

$$r_f\left(\Delta f\right) = \frac{1}{\left(1 + 2\pi \cdot \tau_{rms} \cdot \Delta f\right)}. \tag{5}$$

Действительная часть АКФ во временной области может быть представлена в виде [7]:

$$r_t\left(\Delta t\right) = J_0\left(2\pi \cdot f_D \cdot \Delta t\right), \tag{6}$$

где $J_0\left(x\right)$ — функция Бесселя нулевого порядка.

В целях реализации алгоритма приема функция Бесселя может быть аппроксимирована простейшим полиномом в соответствии с [9]. В настоящей работе показано, что для успешной работы алгоритма достаточно использовать полином третьей степени. При аппроксимации используется только главный лепесток автокорреляционной функции.

На рис. 5–6 представлен типичный вид автокорреляционной функции фединга, рассчитанный по (4)–(6) для тех же значений частоты дискретизации, частоты Доплера, длины интервала многолучевости, размера преобразования Фурье, что и на рис. 3–4.

Как видно из сравнения рисунков 3, 4 и 5, 6, истинное значение автокорреляционной функции и его аппроксимация мало отличаются в пределах главного лепестка автокорреляционной функции.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование алгоритма выполнялось для канала распространения Vehicular A (в соответствии с требованиями [5]) для модуляции QPSK, 16-QAM [10]. Как видно рисунков ниже, двумерный Винеровский фильтр превосходит алгоритм сглаживания на несколько дБ, алгоритм интерполяции не менее чем на один дБ, и уступает идеальному случаю не более 1 дБ для вида модуляции QPSK. Моделирование выполнялось для трех различных кадров, представленных на рисунке 1. Соответственно, максимальный размер обращаемой $KL \times KL$ матрицы составлял 15x15, что не является существенным препятствием для реализации данного алгоритма в аппаратуре связи.

Кроме того, важным достоинством алгоритма по сравнению с другими известными методами фильтрации является то, что коэффициенты Винера w^H могут быть вычислены заранее (с учетом обращения матрицы $KL \times KL$), и необходимости в их постоянном пересчете при получении каждой новой информационной посылки нет. Таким образом, это качественно снижает вычислительную сложность алгоритма. Пересчет коэффициентов w^H необходим лишь при условии существенного изменения входных параметров алгоритма: длины интервала многолучевости τ_{rms} и частоты Доплера f_D, которые меняются достаточно медленно в соответствии с [4].

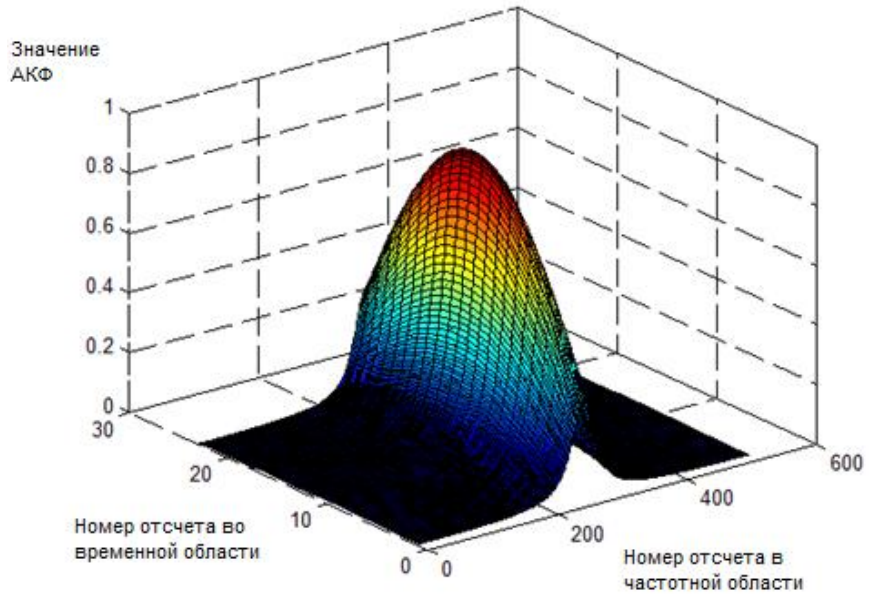

Рис. 5. *Автокорреляционная функция фединга. Аппроксимация. Действительная часть.*

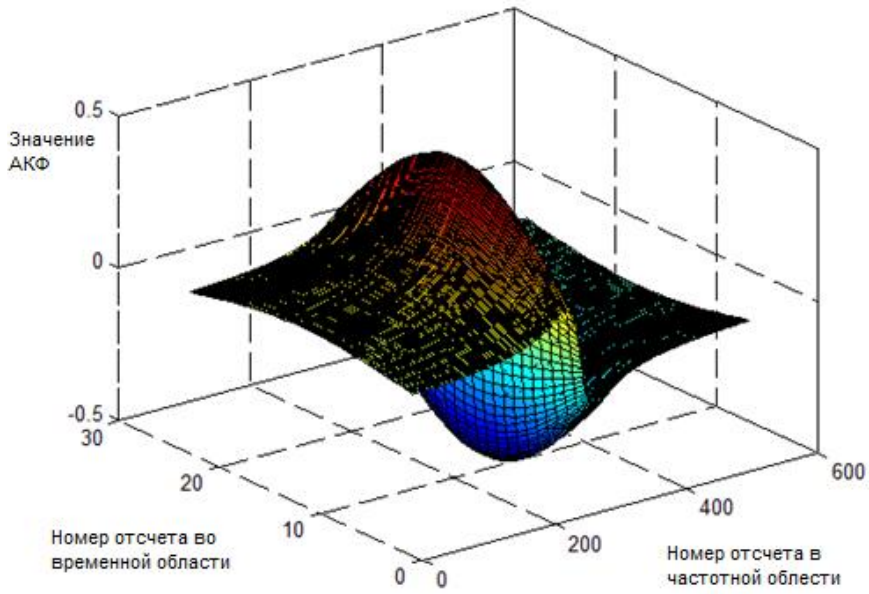

Рис. 6. *Автокорреляционная функция фединга. Аппроксимация. Мнимая часть.*

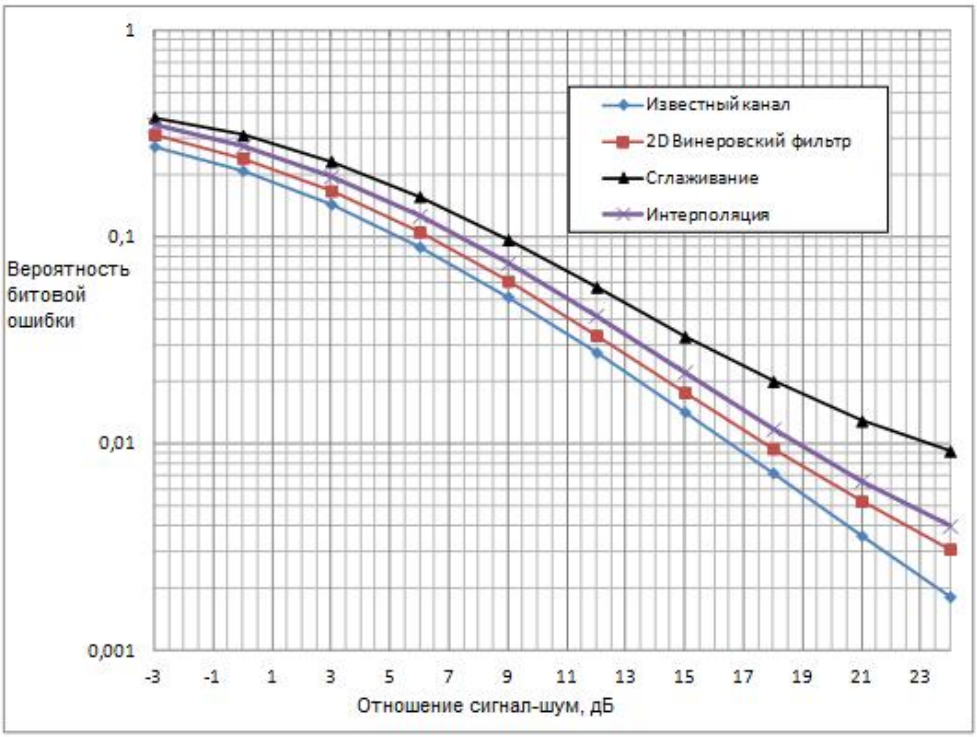

Рис. 7. *Вероятность ошибки в зависимости от отношения сигнал-шум, дБ. Модуляция QPSK.*

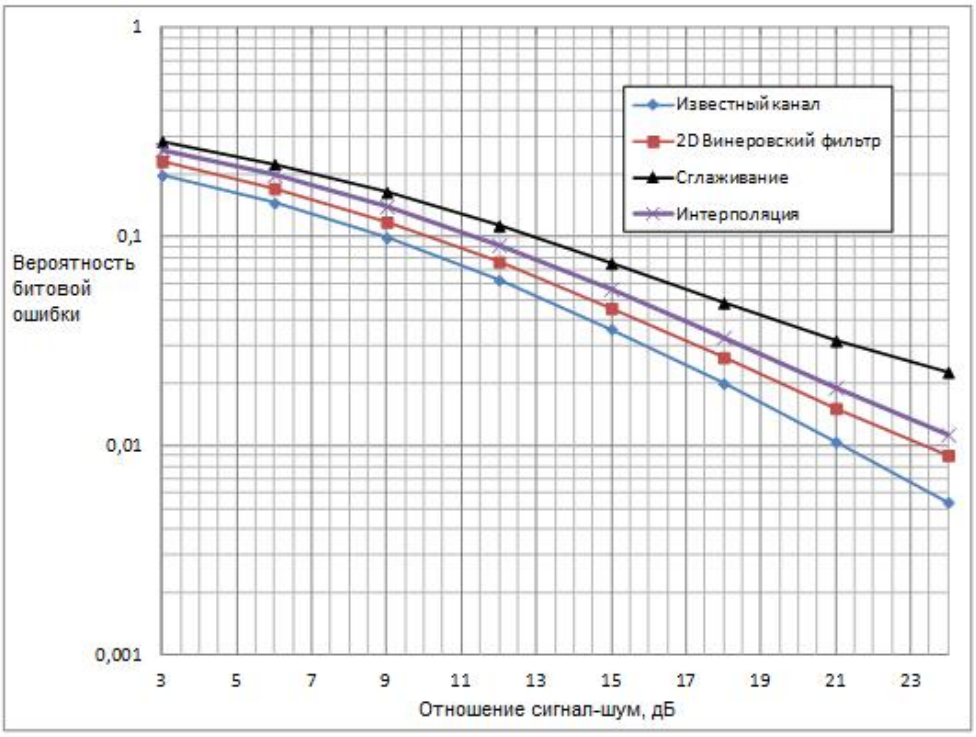

Рис. 8. *Вероятность ошибки в зависимости от отношения сигнал-шум, дБ. Модуляция 16QAM.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе представлен алгоритм оценки канала распространения на основе метода двумерной Винеровской фильтрации. Предлагаемый алгоритм может быть использован в системах связи, использующих OFDM или SC-FDMA, например, таких как WiFi, LTE, LTE-A.

Предложена формула аппроксимации автокорреляционной функции фединга. Входными параметрами алгоритма являются значение длины интервала многолучевости и частоты Доплера, медленно меняющиеся со временем. Это является безусловным достоинством алгоритма, поскольку отсутствует необходимость пересчета коэффициентов фильтра при получении каждой новой информационной посылки.

Показано, что алгоритм обладает хорошими характеристиками – потери по сравнению со случаем с известной оценкой составляют не более 1 дБ для модуляции QPSK и 1.5 дБ для модуляции 16 QAM.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] A method and an apparatus for estimation of a Doppler frequency in a wireless telecommunication system / E.V. Goncharov, D. Zheng // International Patent published under the Patent Cooperation Treaty (PCT) WO2012/148301A1. — appl. 28.04.2011. — publ. 01.11.2012. — 58 p.

[2] Гончаров Е.В. Способ передачи и приема в мобильной многоантенной системе радиосвязи, использующей пространственно-временное кодирование / Е.В. Гончаров, В.Б. Манелис // Заявка на патент 2008142259 Рос. Федерация. — заявл. 27.10.2008. — опубл. 10.05.2010. — 68 с.

[3] Hajizadeh R. Channel Estimation in OFDM System Based on the Linear Interpolation, FFT and Decision Feedback / R. Hajizadeh, K. Mohamedpor, M.R. Tarihi // 18th Telecommunications forum TELFOR. — Belgrade, Serbia. — 23–25 November 2010. — P. 484-–488.

[4] TS 25.101 User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD). Technical Specification // 3rd Generation Partnership Project (3GPP) — version 10.12.0. — March 2014. — 286 p.

[5] ITU-R M. 1225 Guidelines for evaluation of transmission technologies for IMT-2000. Recommendation // International Telecommunication Union (ITU) — 1997. — 60 p.

[6] Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems / S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, A. Bahai // IEEE Transactions on broadcasting. — Vol. 48, № 3. — September 2002. — P. 223–229.

[7] Jakes W.C. Microwave Mobile Communications / W.C. Jakes. — Wiley-IEEE Press, 1994. — 656 p.

[8] Ho C.K. Added Pilot Semi-Blind Channel Estimation Scheme for OFDM in Fading Channels / C.K. Ho, B. Farhang-Boroujeny, F. Chin // Proc. IEEE Globecom. — 2001. — Vol. 5. — P. 3075–3079.

[9] Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовиц, И. Стиган. — М., Наука, 1979. — 832 с.

[10] Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.

REFERENCES

[1] Goncharov E.V., Zheng D. A method and an apparatus for estimation of a Doppler frequency in a wireless telecommunication system. International Patent published under the Patent Cooperation Treaty (PCT) WO2012/148301A1., appl. 28.04.2011, publ. 01.11.2012, 58 p.

[2] Goncharov E.V., Manelis V.B. Method of transmission and reception in mobile multiple input multiple output telecommunication system, using space-time coding. Patent application 2008142259 Russ. Federation, appl. 27.10.2008, publ. 10.05.2010, 68 p. [Goncharov E.V., Manelis V.B. Sposob peredachi i priema v mobil'noj mnogoantennoj sisteme radiosvyazi, ispol'zuyushhej prostranstvenno-vremennoe kodirovanie. Zayavka na patent 2008142259 Ros. Federaciya, zayavl. 27.10.2008, opubl. 10.05.2010, 68 c].

[3] Hajizadeh R., K. Mohamedpor, Tarihi M.R. Channel Estimation in OFDM System Based on the Linear Interpolation, FFT and Decision Feedback. 18th Telecommunications forum TELFOR. – Belgrade, Serbia, 23–25 November 2010, pp. 484–488.

[4] TS 25.101 User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD). Technical Specification. 3rd Generation Partnership Project (3GPP) – version 10.12.0, March 2014, 286 p.

[5] ITU-R M.1225 Guidelines for evaluation of transmission technologies for IMT-2000. Recommendation. International Telecommunication Union (ITU), 1997, 60 p.

[6] Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A. Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems. IEEE Transactions on broadcasting, Vol. 48, no. 3, September 2002m pp. 223–229.

[7] Jakes W.C. Microwave Mobile Communications. Wiley-IEEE Press, May 1994, 656 p.

[8] Ho C.K., Farhang-Boroujeny B., Chin F. Added Pilot Semi-Blind Channel Estimation Scheme for OFDM in Fading Channels. Proc. IEEE Globecom, 2001, Vol. 5, pp. 3075–3079.

[9] Stegun I. Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables. [Stigan I. Spravochnik po special'nym funkciyam]. Moscow: Nauka, 1979, 832 p.

[10] Proakis J. Digital Communications. [Prokis Dzh. Cifrovaya svyaz']. Moscow: Radio i svyaz, 2000, 800 p.

Гончаров Евгений Викторович, кандидат технических наук, ведущий специалист ОАО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российская Федерация
E-mail: egontch@mail.ru
Тел.: 8–917–549–54–21

Goncharov Evgeny Viktorovich, candidate of technical Sciences, senior engineer of OJSC "Konzern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation
E-mail: egontch@mail.ru
Tel.: 8–917–549–54–21