

Метод оценивания частотной характеристики канала в OFDM системах на основе фильтрации и экстраполяции пилот-сигналов

Мирончук А. Ю., Шпилька А. А., Жук С. Я.

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”

E-mail: myronchukalex@gmail.com

В работе предложен метод оценивания частотной характеристики канала связи по текущему принятому OFDM символу, основанный на фильтрации и экстраполяции пилот-сигналов. На первом этапе восстановленные значения частотной характеристики получаются путем фильтрации принятого сигнала на позициях пилотных поднесущих, выполняя ее над массивом данных слева направо и справа налево. Результаты фильтрации объединяются оптимальным образом в каждой позиции, что позволяет повысить точность оценивания частотной характеристики. На втором этапе выполняется экстраполяция значений частотной характеристики канала на поднесущие с данными, которая также производится слева направо и справа налево с последующим объединением результатов. Анализ разработанного метода выполнен при помощи статистического моделирования на модельном примере для системы связи с частотной характеристикой, представленной авторегрессионной моделью второго порядка.

Ключевые слова: OFDM; цифровая связь; беспроводной канал связи; оценка параметров канала; частотная характеристика; авторегрессия; фильтр Калмана

DOI: [10.20535/RADAP.2019.78.36-42](https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.78.36-42)

Введение

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (с англ. OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) широко используется в современных цифровых системах связи. Преимуществом данной технологии является то, что она способна поддерживать работоспособность в каналах с частотно-селективными искажениями и обеспечивать высокие скорости передачи данных [1]. К тому же она позволяет максимально эффективно использовать частотный спектр.

Среди наиболее известных стандартов, использующих технологию OFDM, следует отметить ISDB-T, DVB-T, DVB-T2 – цифровое телевидение, DRM и DAB – цифровое радиовещание, IEEE 802.16 – сети широкополосной беспроводной связи WiMAX, IEEE 802.11a,g,n – сети беспроводной связи WiFi, LTE/LTE-Advanced – высокоскоростная мобильная связь.

Одним из ключевых требований к большинству современных систем связи является мобильность. В системах OFDM это подразумевает прохождение широкополосных сигналов через многолучевые быстроизменяющиеся во времени каналы, что приводит к частотно-селективным искажениям. Поэтому, для правильной демодуляции OFDM сигналов

приемник должен оценивать параметры канала связи, и чем точнее оценка будет выполнена, тем меньшей вероятности ошибок можно достичь в процессе передачи данных. Эта проблема также существует и в узкополосных каналах связи, для которых в [2] предложено оптимальные алгоритмы компенсации частотно-селективных искажений.

На практике широко применяются методы оценивания канала, основанные на использовании пилотных сигналов [3]. Для этого в структуру OFDM символа заложены поднесущие частоты, на которых ведется передача информации известной и приемнику, и передатчику. Расположение поднесущих с пилотными сигналами – пилотов, в последовательности OFDM символов зависит от условий, в которых должна работать система связи.

Наиболее часто для оценки канала по пилотам применяются метод наименьших квадратов (с англ. LS – Least Square) и метод минимума среднеквадратичной ошибки (с англ. MMSE – Minimum Mean Square Error). Оценка методом LS является более простой, так как не нуждается в использовании априорной информации о корреляционных свойствах канала. Метод MMSE дает более точную оценку, но при этом требует знания корреляционной матрицы канала и является более трудоемким [4].

Сравнение этих двух методов по точности оценивания канальной характеристики рассмотрено в [5].

На практике широко применяется схема размещения пилотов, которая имеет вид параллелограммной решетки (рис. 1). За счет циклического смещения позиций пилотных поднесущих в последовательности OFDM символов достигается компромисс между скоростью передачи данных и частотой размещения пилотов, необходимых для качественной оценки канала связи [6]. При этом, для оценки стационарных каналов с большими задержками распространения могут использоваться пилоты как из текущего принятого OFDM символа, так и из 3-х предыдущих. Такой подход позволяет восстанавливать частотную характеристику длинных каналов, при прохождении через которые сигнал не поддается влиянию межсимвольной интерференции.

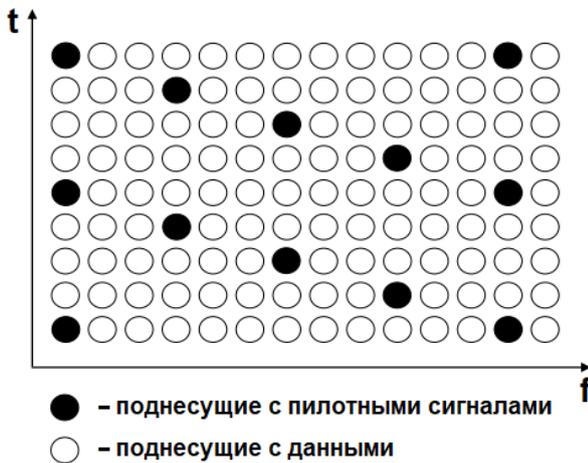


Рис. 1

Для мобильных каналов связи использование пилотов из предыдущих символов невозможно, поскольку информация о канале, которая в них содержится, является не актуальной. Поэтому, в работе предлагается синтезировать алгоритм, в котором вместо задержанных пилотов из предыдущих символов используются их предсказания на основании пилотов из текущего символа и корреляционных характеристик канала связи (рис. 2).

Для оценивания частотной характеристики предлагается применение фильтра Калмана в двух направлениях (слева направо и справа налево) по отношению к массиву обрабатываемых данных с последующим оптимальным объединением. При этом в качестве модели канала предлагается использовать процесс авторегрессии r -го порядка. Исследования в этом направлении рассмотрены в [7, 8]. В частности в [7] предложен метод оценивания частотной характеристики на основании фильтра Калмана для модели канала в виде процесса авторегрессии первого порядка.

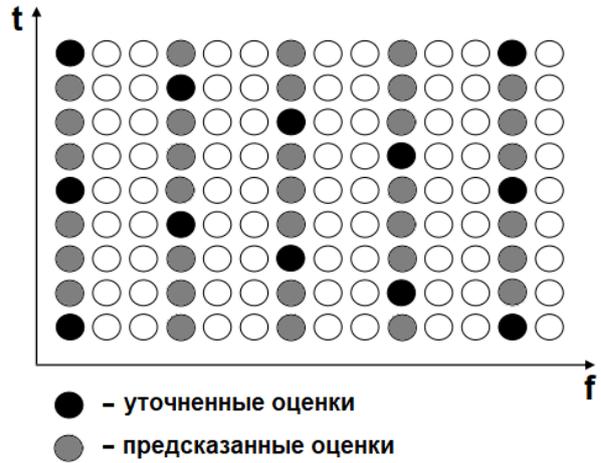


Рис. 2

1 Постановка задачи

Принятый сигнал представляет собой свертку переданного сигнала с импульсной характеристикой многолучевого канала связи и имеет следующий вид

$$y(t) = \sum_i h_i x(t - \tau_i) + v(t),$$

где h_i – комплексный коэффициент затухания в i -м луче; τ_i – задержка распространения i -м лучом; $v(t)$ – белый шум.

Можно показать, что после прохождения через аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) и блок дискретного преобразования Фурье (ДПФ) размерностью N , принятый сигнал в частотной области имеет следующий вид

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{V}, \tag{1}$$

где $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$ – вектор принятого сигнала; $\mathbf{X} = \text{diag}(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$ – матрица с переданным сигналом на главной диагонали; $\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T$ – вектор частотной характеристики канала; $\mathbf{V} = [V_0, V_1, \dots, V_{N-1}]^T$ – вектор белого шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_v^2 .

Для дальнейшей демодуляции приемник должен оценить частотную характеристику канала связи \mathbf{H} при известном переданном сигнале на пилотных поднесущих, которые занимают предварительно известные для приемника позиции в диагональной матрице \mathbf{X} , и неизвестном значении шума \mathbf{V} .

Обозначим координаты точек расположения пилотов в OFDM символе множеством $\Omega_p = \{i_0, i_1, \dots, i_{p-1}\}$. Исходя из этого, уравнение (1) приобретает вид

$$\mathbf{Y}_{\Omega_p} = \mathbf{X}_{\Omega_p} \mathbf{H}_{\Omega_p} + \mathbf{V}_{\Omega_p}. \tag{2}$$

Координаты всех точек, необходимых для оценки частотной характеристики каналов, обозначим множеством $\Omega_e = \{j_0, j_1, \dots, j_{e-1}\}$, причем $\Omega_p \in \Omega_e$. Таким образом, задача сводится к оцениванию значений частотной характеристики с координатами Ω_p и Ω_e по имеющимся измерениям \mathbf{Y}_{Ω_p} .

2 Разработка метода

Согласно [7], любой стационарный случайный процесс может быть представлен как процесс авторегрессии бесконечного порядка. Это свойство позволяет представить элементы вектора частотной характеристики канала авторегрессионной моделью r -го порядка

$$H_i = \sum_{k=1}^r \alpha_k H_{i-k} + \varepsilon_i, \quad (3)$$

где α_k – коэффициенты авторегрессии; ε_i – гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_ε^2 .

Для оценивания точек с координатами Ω_p предлагается применить алгоритм, в котором вначале выполняется фильтрация вдоль массива пилотов слева направо (forward) и справа налево (backward), а затем – объединение результатов, что позволяет получить интерполяционные оценки в каждой точке, учитывающие все имеющиеся измерения [9].

Для решения задач фильтрации точек с координатами Ω_p целесообразно применить алгоритм Калмана. При решении задачи фильтрации слева направо введем вектор состояния системы в i -й момент времени $\mathbf{H}_i^f = [H_i^f, H_{i-1}^f, \dots, H_{i-r+1}^f]^T$. Тогда векторно-матричная форма уравнения эволюции системы, что соответствует (3), может быть представлена как

$$\mathbf{H}_i^f = \mathbf{F}\mathbf{H}_{i-1}^f + \varepsilon, \quad (4)$$

где $\varepsilon = [\varepsilon_i, 0, \dots, 0]^T$; \mathbf{F} – матрица эволюции системы, которая имеет следующий вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_r \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Уравнение наблюдения согласно (2) принимает вид

$$Y_i = \mathbf{X}_i \mathbf{H}_i^f + V_i, \quad (6)$$

где $\mathbf{X}_i = [X_i, 0, \dots, 0]$ – наблюдение, координата которого соответствует i -му элементу множества Ω_p .

Исходя из модели (4), (6), алгоритм калмановской фильтрации пилотов описывается выражениями

$$\mathbf{H}_i^{*f} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}}_{i-1}^f, \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_i^{*f} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{P}}_{i-1}^f \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}, \quad (8)$$

$$\mathbf{K}_i^f = \mathbf{P}_i^{*f} \mathbf{X}_i^T / (\mathbf{X}_i \mathbf{P}_i^{*f} \mathbf{X}_i^T + \sigma_v^2), \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_i^f = \mathbf{H}_i^{*f} + \mathbf{K}_i^f (Y_i - \mathbf{X}_i \mathbf{H}_i^{*f}), \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_i^f = \mathbf{P}_i^{*f} - \mathbf{K}_i^f \mathbf{X}_i \mathbf{P}_i^{*f}, \quad (11)$$

где \mathbf{H}_i^{*f} , $\hat{\mathbf{H}}_i^f$ – вектора прогноза и оценки \mathbf{H}_i^f ; \mathbf{P}_i^{*f} , $\hat{\mathbf{P}}_i^f$ – корреляционные матрицы ошибок прогноза и оценки; \mathbf{K}_i^f – вектор коэффициентов усиления; $\mathbf{Q} = \text{diag}(\sigma_\varepsilon^2, 0, \dots, 0)$ – корреляционная матрица вектора ε .

Дисперсия σ_ε^2 определяется по формуле

$$\sigma_\varepsilon^2 = \sigma^2 - \mathbf{A}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}, \quad (12)$$

где σ^2 – дисперсия значений частотной характеристики; \mathbf{R} – корреляционная матрица канала, которая имеет вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & R_1 & \dots & R_{r-1} \\ R_1 & \sigma^2 & \dots & R_{r-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{r-1} & R_{r-2} & \dots & \sigma^2 \end{bmatrix}; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_r \end{bmatrix}.$$

Решение задачи фильтрации справа налево выполняется аналогично, при этом в каждой точке определяются вектора прогноза и оценки \mathbf{H}_i^{*b} , $\hat{\mathbf{H}}_i^b$ и корреляционные матрицы ошибок прогноза и оценки \mathbf{P}_i^{*b} , $\hat{\mathbf{P}}_i^b$.

Следуя методике, приведенной в [9], алгоритм объединения результатов фильтрации полученных в противоположных направлениях в точке i описывается выражениями

$$\tilde{P}_i = P_i^{*f} - \frac{P_i^{*f2}}{(\hat{P}_i^b + P_i^{*f})}, \quad (13)$$

$$\tilde{H}_i = \hat{H}_i^b + \frac{\tilde{P}_i}{P_i^{*f}} \cdot (H_i^{*f} - \hat{H}_i^b), \quad (14)$$

$$\bar{P}_i = -\bar{P} - \frac{\bar{P}^2}{(\tilde{P}_i - \bar{P})}, \quad (15)$$

$$\bar{H}_i = \tilde{H}_i - \frac{\bar{P}_i}{\bar{P}} \cdot (\bar{H} - \tilde{H}_i), \quad (16)$$

где \hat{H}_i^b , H_i^{*f} – первые элементы векторов $\hat{\mathbf{H}}_i^b$ и \mathbf{H}_i^{*f} ; \hat{P}_i^b , P_i^{*f} – элементы с координатами (1,1) корреляционных матриц $\hat{\mathbf{P}}_i^b$ и \mathbf{P}_i^{*f} ; \bar{H} , \bar{P} – априорно известные математическое ожидание и дисперсия частотной характеристики канала.

Уравнения (14) и (16) описывают алгоритм объединения апостериорной \hat{H}_i^b и экстраполированной H_i^{*f} оценок, полученных фильтрацией в разных направлениях. По формулам (13) и (15) рассчитывается дисперсия \tilde{P}_i полученной оценки \tilde{H}_i .

Полученные оценки с координатами Ω_p могут использоваться для дальнейшей экстраполяции частотной характеристики на информационные поднесущие путем применения классических методов (низкочастотный фильтр, преобразование Фурье, линейная экстраполяция и т.д.).

Также оценить частотную характеристику на информационных поднесущих, которые находятся между двумя соседними пилотами, можно применив алгоритм, в котором сначала выполняется экстраполяция слева направо и справа налево от каждого из пилотов, а затем – объединение результатов.

Для экстраполяции слева направо алгоритм имеет вид

$$\mathbf{H}_j^{*f} = \mathbf{F}\mathbf{H}_{j-1}^{*f}, \quad (17)$$

$$\mathbf{P}_j^{*f} = \mathbf{F}\mathbf{P}_{j-1}^{*f}\mathbf{F}^T + \mathbf{Q}, \quad (18)$$

где матрица \mathbf{F} описывается выражением (5), в котором коэффициенты α_k рассчитаны с меньшим шагом дискретизации. Начальными условиями являются $\hat{\mathbf{H}}_i^f$ и $\hat{\mathbf{P}}_i^f$.

Аналогичным образом выполняется экстраполяция в обратном направлении, при этом начальными условиями являются $\hat{\mathbf{H}}_i^b$ и $\hat{\mathbf{P}}_i^b$.

Алгоритм объединения результатов экстраполяции полученных в противоположных направлениях в точке j описывается выражениями

$$\tilde{P}_j = P_j^{*f} - \frac{P_j^{*f^2}}{(P_j^{*b} + P_j^{*f})}, \quad (19)$$

$$\tilde{H}_j = H_j^{*b} + \frac{\tilde{P}_j}{P_j^{*f}} \cdot (H_j^{*f} - H_j^{*b}), \quad (20)$$

$$\tilde{\bar{P}}_j = -\bar{P} - \frac{\bar{P}^2}{(\tilde{\bar{P}}_j - \bar{P})}, \quad (21)$$

$$\tilde{\bar{H}}_j = \bar{H}_j - \frac{\tilde{\bar{P}}_j}{\bar{P}} \cdot (\bar{H} - \bar{H}_j), \quad (22)$$

где H_j^{*b} , H_j^{*f} – первые элементы векторов \mathbf{H}_j^{*b} и \mathbf{H}_j^{*f} ; P_j^{*b} , P_j^{*f} – элементы с координатами (1,1) корреляционных матриц \mathbf{P}_j^{*b} и \mathbf{P}_j^{*f} .

3 Результаты экспериментальных исследований

Анализ алгоритма проведен на модельном примере путем статистического моделирования. В качестве примера рассмотрен случай, когда частотная характеристика канала представлена авторегрессионной моделью 2-го порядка. Параметры канала $\alpha_1 = 0.85 + 0.25i$, $\alpha_2 = 0.12 - 0.25i$, $\sigma_H^2 = 0.1$ полагались известными. Дисперсия шума $\sigma_v^2 = 0.01$.

Применялся OFDM сигнал с 1001 поднесущей, среди которых 251 с пилотными сигналами.

На рис. 3 сплошной линией показана теоретическая зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки оценки σ' , полученная из формулы (11) при фильтрации пилотов в направлении forward, а пунктирной линией – зависимость СКО ошибки оценки σ'_{MK} , полученная методом Монте-Карло. Аналогичные зависимости при фильтрации в направлении backward отображены на рис. 4. Зависимости СКО ошибок оценки, полученные в результате применения алгоритма объединения (13) – (16), представлены на рис. 5.

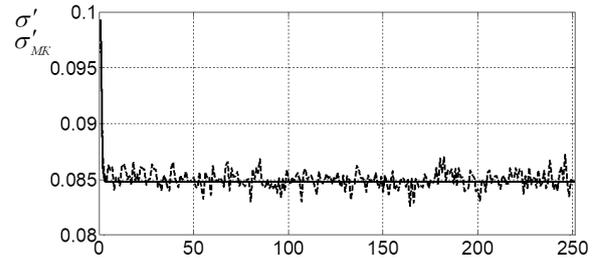


Рис. 3

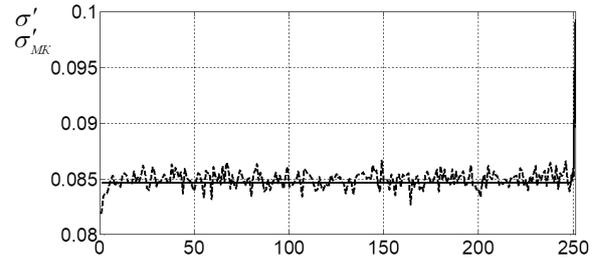


Рис. 4

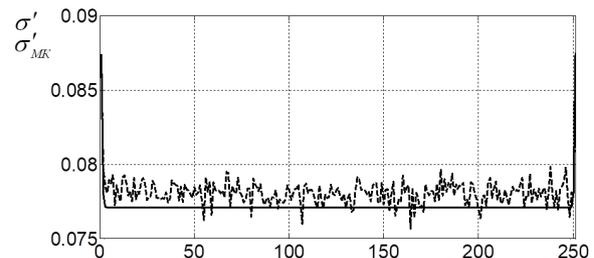


Рис. 5

Как следует из полученных результатов, теоретические σ' и фактические σ'_{MK} СКО ошибок оценки хорошо согласуются между собой, что подтверждает правильность работы алгоритма на этапе фильтрации. Так же видно, что алгоритм объединения отфильтрованных значений частотной характеристики (13) – (16) позволяет уменьшить СКО ошибки оценки в сравнении с СКО, полученной алгоритмом (7) – (11), на 10%.

На рис. 6 отображено зависимость СКО ошибки оценки (сплошная линия), вычисленная исходя из

формулы (18) этапа экстраполяции в направлении forward, и зависимость СКО ошибки оценки (пунктирная линия), полученная методом Монте-Карло. Аналогичные зависимости этапа экстраполяции в направлении backward отображены на рис. 7. Зависимости СКО ошибок оценки, полученные в результате применения алгоритма объединения (19) – (22) представлены на рис. 8. Для наглядности отображены результаты работы алгоритма на промежутке из 40 точек из общего количества обработанных.

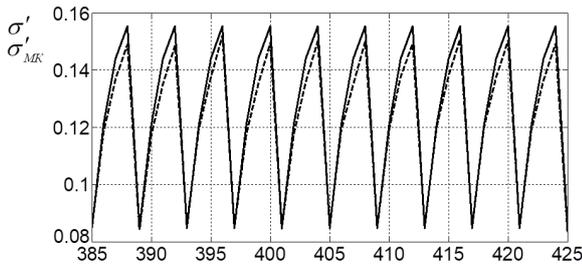


Рис. 6

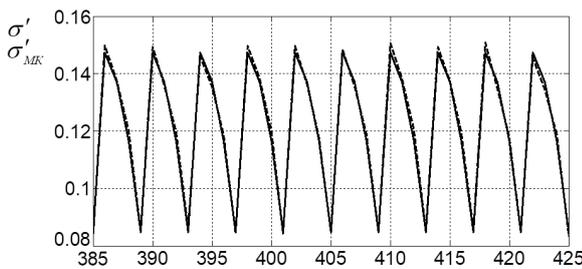


Рис. 7

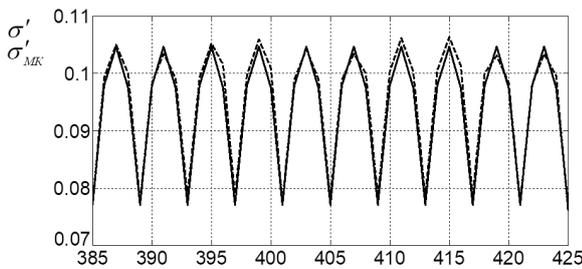


Рис. 8

Как видно из графиков, теоретические σ' и фактические $\sigma'_{МК}$ СКО ошибок оценки этапа экстраполяции согласованны между собой, что свидетельствует о правильности работы алгоритма. Кроме того, алгоритм объединения экстраполированных значений частотной характеристики (19) – (22) позволяет уменьшить СКО ошибки оценки по сравнению с алгоритмом экстраполяции (17) – (18) на 50%.

На рис. 9 представлено графики зависимости среднего квадрата ошибки (Mean Square Error – MSE) оценки частотной характеристики канала связи от дисперсии шума, полученные при использовании разработанного алгоритма (сплошная линия)

и метода LS (пунктирная линия). При этом оценка методом LS состояла из двух этапов: получения значений частотной характеристики на позициях Ω_p и экстраполяции низкочастотным фильтром на позиции Ω_e .

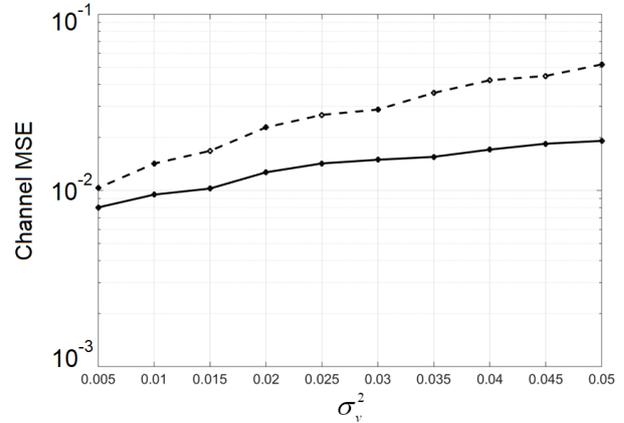


Рис. 9

Как видно из графиков, разработанный метод демонстрирует лучшие результаты в сравнении с методом LS. При малых шумах точность оценки частотной характеристики канала у обоих методов примерно одинакова. При увеличении шума разработанный метод демонстрирует выигрыш в точности оценивания частотной характеристики от 1.5 до 2 раз для исследуемого модельного примера с заданными характеристиками.

Учитывая то, что в [7, 8] рассмотрены методы оценивания частотной характеристики канала на основании фильтра Калмана, но с использованием информации из предыдущих OFDM символов, сравнение разработанного метода с предложенными в литературе является не корректным.

Заключение

В работе разработан метод оценки частотной характеристики канала связи по текущему принятому OFDM символу, основанный на фильтрации и экстраполяции пилот-сигналов. На первом этапе выполняется фильтрация принятого сигнала на позициях пилотных поднесущих, применяя алгоритм (7) – (11) над массивом данных слева направо и справа налево. Результаты фильтрации объединяются по уравнениям (13) – (16). На втором этапе выполняется экстраполяция значений частотной характеристики на поднесущие с данными по алгоритму (17) – (18), которая производится слева направо и справа налево с последующим объединением результатов по уравнениям (19) – (22). Анализ разработанного метода выполнен при помощи статистического моделирования на модельном примере.

Результаты моделирования показывают, что объединение результатов фильтрации, полученных

в протилежних напрямках по алгоритму (13) – (16), дозволяє зменшити СКО помилки оцінки на 10% по порівнянню з СКО помилки оцінки фільтрації в одному напрямку алгоритмом (7) – (11). Об'єднання результатів екстраполяції, отриманих в протилежних напрямках по алгоритму (19) – (22), дозволяє зменшити СКО помилки оцінки по порівнянню з СКО, отриманою екстраполяцією (17) – (18) в одну сторону на 50%.

Розроблений метод демонструє кращу точність оцінки частотної характеристики каналу по порівнянню з методом LS в 1.5 – 2 рази для досліджуваного модельного прикладу з заданими характеристиками.

References

- [1] Rohling H. (2011) *OFDM: Concepts of Future Communication Systems*. Springer, 254 p. DOI: 10.1007/978-3-642-17496-4
- [2] Shpylka A. A. and Zhuk S. Ya. (2010) Joint interpolation of data and parameter filtration of a multibeam communications channel. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol 53, No 1, pp. 20-24. DOI: 10.3103/S0735272710010048
- [3] Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai and I-Wei Lai (2012) *Baseband Receiver Design for Wireless MIMO-OFDM Communications: Second Edition*, Wiley, 376 p.
- [4] Shen Y. and Martinez E. (2006) *Channel estimation in OFDM systems*, Freescale Semiconductor, pp. 1-15.
- [5] van de Beek J.-J., Edfors O., Sandell M., Wilson S. and Borjesson P. (1995) *On channel estimation in OFDM systems*, in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, vol.2, pp. 815-819. DOI: 10.1109/VETEEC.1995.504981
- [6] Fazel K. and Kaiser S. (2008) *Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX - 2nd ed.*, Wiley, 360 p.
- [7] Han K.-Y., Lee S.-W., Lim J.-S. and Sung K.-M. (2004) Channel estimation for OFDM with fast fading channels by modified Kalman filter. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(2), pp. 443-449. DOI: 10.1109/TCE.2004.1309406
- [8] Huang M., Chen X., Xiao L., Zhou S. and Wang J. (2007) Kalman-filter-based channel estimation for orthogonal frequency-division multiplexing systems in timevarying channels. *IET Communications*, 1(1), pp. 759-801. DOI: 10.1049/iet-com:20070039
- [9] Liashuk O. M. and Zhuk S. Ya. (2017) Union of one-dimensional filtering results of homogenous image and correlated noise using non-causal processing. *Visnyk NTUU KPI Seriya - Radiotekhnika Radioaparotobudovannia*, (68), pp. 64-70.

Метод оцінювання частотної характеристики каналу в OFDM системах на основі фільтрації і екстраполяції пілот-сигналів

Мирончук О.Ю., Шпилька О. О., Жук С. Я.

Вступ. Однією з ключових вимог до більшості сучасних систем зв'язку є мобільність. Для систем OFDM це означає проходження широкопasmових сигналів через багатопроменеві канали, характеристики яких швидко змінюються в часі. Щоб виконати демодуляцію прийнятого OFDM сигналу приймач повинен оцінити параметри каналу зв'язку. Чим точніше оцінка буде виконана, тим меншої ймовірності помилок можна досягнути в процесі передачі даних.

Постановка задачі. Для оцінювання частотної характеристики каналу використовуються пілотні сигнали як з поточного прийнятого символу, так і з попередніх. Задача полягає у розробці методу оцінювання частотної характеристики каналу по поточному прийнятому OFDM символу.

Розробка методу. В роботі запропоновано метод оцінювання частотної характеристики каналу зв'язку на основі фільтрації та екстраполяції пілот-сигналів. На першому етапі відновлені значення частотної характеристики отримуються шляхом фільтрації прийнятого сигналу на пілотних підносійних по алгоритму Калмана. При цьому фільтрація виконується над масивом даних зліва направо і справа наліво. Результати фільтрації об'єднуються оптимальним чином в кожній позиції, що дозволяє підвищити точність оцінювання частотної характеристики. На другому етапі виконується екстраполяція значень частотної характеристики на підносійні з даними. Екстраполяція робиться зліва направо і справа наліво. Результати екстраполяції також об'єднуються.

Результати експериментальних досліджень. Аналіз розробленого методу виконаний шляхом статистичного моделювання на модельному прикладі для системи зв'язку, в якій частотна характеристика представлена авторегресією другого порядку. Розраховано значення середньоквадратичного відхилення помилки оцінки для розробленого методу і для алгоритму Калмана. Порівняна точність оцінювання частотної характеристики каналу розробленим методом і методом найменших квадратів.

Висновки. Розроблений метод дозволяє зменшити значення середньоквадратичного відхилення помилки оцінки частотної характеристики каналу у порівнянні з алгоритмом Калмана. Точність оцінювання частотної характеристики каналу при використанні розробленого методу вища в 1.5 – 2 рази ніж при використанні методу найменших квадратів.

Ключові слова: OFDM; цифровий зв'язок; безпроводний канал зв'язку; оцінка параметрів каналу; частотна характеристика; авторегресія; фільтр Калмана

Channel frequency response estimation method based on pilot's filtration and extrapolation

Мирончук А. Ю., Шпилька А. А., Жук С. Я.

Introduction. Mobility is one of the main requirements for modern communication system. For OFDM systems it means spreading the wideband signals thru the multipath channel with variable in time parameters. Receiver should estimate channel parameters for demodulation the received signal.

Problem statement. The pilots from current and previous received OFDM symbols are used for channel estimation. Development of channel frequency response estimation method that use only pilots from current received symbol is the task.

Method development. This paper proposes a channel frequency response estimation method based on pilot's filtration and extrapolation. Method consists of two stages. At first stage performs pilot's filtration in forward and backward directions by Kalman filter and combining the results in each point. It allows increase the accuracy of channel estimation. At second stage performs extrapolation the channel frequency response between pilots in forward and backward directions and combining the results.

Experimental results. Performed analysis of developed method by statistical modeling on example of communication system with channel frequency response

described as second order autoregressive model. The standard deviation of estimation error for developed algorithm and Kalman algorithm was calculated. Mean square error of channel estimation for developed method and method of least square was compared.

Conclusions. Developed algorithm allows decrease the standard deviation of channel frequency response estimation error in comparing with Kalman algorithm. Mean square error of channel frequency response estimation for developed method is lower than for method of least square. Key words: OFDM, digital communication system, wireless channel, channel frequency response, estimation, autoregressive model, Kalman filter.

Key words: OFDM; digital communication system; wireless channel; channel frequency response; estimation; autoregressive model; Kalman filter