

УДК 621.396

ДЕМОДУЛЯТОР COFDM СИГНАЛА С МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ ШУМАМИ**Левченко Андрей Сергеевич**аспирант ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет
«Московский энергетический институт».

E-mail: levch.andrew@gmail.com.

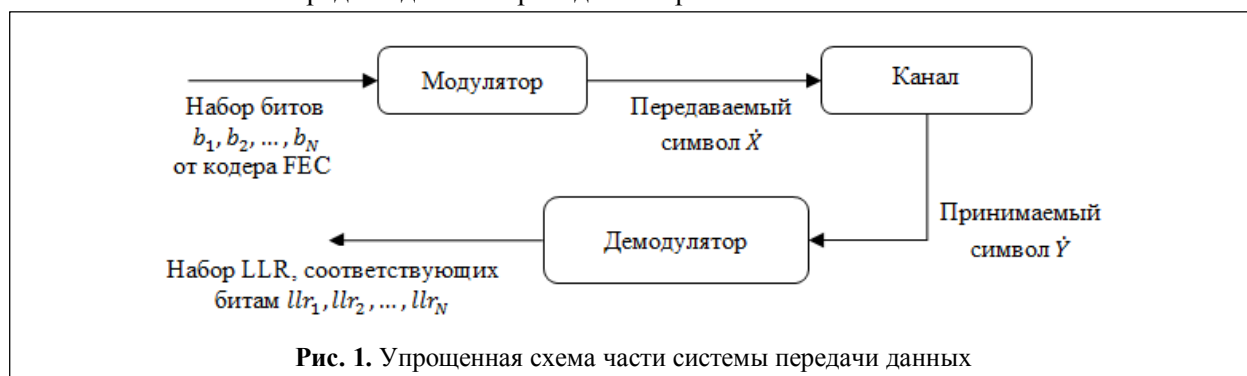
Адрес: 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14.

Аннотация: Предложен демодулятор сигнала COFDM с «мягким» выходом, позволяющий уточнить оценки логарифмов отношения правдоподобия, учитывая мультипликативную составляющую ошибки принимаемого сигнала, возникающую при многолучевом распространении. Представлен синтез логарифма отношения правдоподобия в предположении о нормальном распределении ошибки оценки состояния канала. Приведены результаты сравнительного моделирования для системы эфирного вещания РАВИС с классическим и предложенным демодуляторами. При моделировании учитывалась мультипликативная ошибка, вызванная только ошибкой оценки состояния канала на пилотных несущих. Ошибка оценки состояния канала, вызванная интерполяцией, не учтена. Для созвездия QPSK выигрыш от использования исследуемого демодулятора отсутствует. С ростом сложности сигнального созвездия выигрыш от использования предложенного демодулятора увеличивается. Энергетический выигрыш для созвездия 16-QAM в зависимости от канала и наличия фильтрации шума, составляет от 0,25 до 0,5 дБ, для созвездия 64-QAM – от 0,375 до 0,5 дБ.

Ключевые слова: COFDM, демодулятор с «мягким» выходом, логарифм отношения правдоподобия, ОВЧ-диапазон частот, РАВИС.

Введение

В современных цифровых системах эфирного вещания и связи, основанных на модуляции COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing), в качестве кодов, устраняющих ошибки (FEC – Forward Error Correction), часто используется эффективный код с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC – Low Density Parity Check) [1]. На вход декодера LDPC подаются логарифмы отношения правдоподобия (LLR – Log-Likelihood Ratio). Значения LLR формируются демодулятором с «мягким» выходом, задача которого – на основании принятого символа \dot{Y} (здесь и далее символ с надстрочной точкой обозначает комплексную величину) определить набор значений LLR, каждое из которых соответствует отдельному передаваемому биту. Упрощенная схема части системы передачи данных приведена на рис. 1.



LLR для $i^{\text{го}}$ бита выражается как

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } x_j, \text{ принимает значение } 0} P\{\dot{X} = x_j | \dot{Y} = \dot{y}\}}{\sum_{k: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } x_k, \text{ принимает значение } 1} P\{\dot{X} = x_k | \dot{Y} = \dot{y}\}} \quad (1)$$

где в числителе – суммы вероятностей того, что при принятом символе $\dot{Y} = \dot{y}$ был передан символ $\dot{X} = \dot{x}_j$, соответствующий нулю в i бите, а в знаменателе – суммы вероятностей того, что при принятом символе $\dot{Y} = \dot{y}$ был передан символ $\dot{X} = \dot{x}_k$, соответствующий единице в i бите.

При передаче в КВ и УКВ диапазонах частот вследствие многолучевого распространения сигнала возникают частотно-селективные замирания. В идеальном случае (т.е. приемник и передатчик неподвижные, условия распространения сигнала не изменяются) коэффициент передачи канала можно оценить сколь угодно точно. В таком случае можно использовать классическое выражение для логарифма отношения правдоподобия [2,3,4,5]:

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \frac{1}{\sigma_N^2} \exp\left(\frac{-|\dot{y}-\dot{x}_j\dot{H}|^2}{\sigma_N^2}\right)}{\sum_{k:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \frac{1}{\sigma_N^2} \exp\left(\frac{-|\dot{y}-\dot{x}_k\dot{H}|^2}{\sigma_N^2}\right)}$$

Здесь \dot{H} – коэффициент передачи канала на частоте, на которой передавался $i^{\text{ый}}$ бит, σ_N – дисперсия аддитивного шума. Данное выражение соответствует случаю, когда в канале присутствуют только аддитивные шумы, то есть состояние канала точно известно на любой поднесущей COFDM сигнала.

Однако при реальном приеме (особенно подвижном) канал не является стационарным. Примеры нестационарных каналов приведены в [9]. Оценить коэффициент передачи такого канала можно с конечной точностью, которая определяется способом оценки канала, уровнем аддитивных шумов, скоростью изменения канала и т.д.

В данной работе поставлена задача разработать демодулятор, определяющий LLR с учетом как аддитивной, так и мультипликативной ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала.

Формализация задачи

Искажения в канале, возникающие за счет многолучевого распространения и аддитивных шумов, можно представить в виде следующего выражения:

$$\dot{Y} = \dot{X}(\dot{H} + \dot{N}_H) + \dot{N}, \quad (2)$$

где \dot{X} – дискретная равномерно распределенная комплексная случайная величина, принимающая значения из множества $\left\{ \begin{pmatrix} x_{1R} \\ x_{1I} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_{2R} \\ x_{2I} \end{pmatrix}, \dots, \begin{pmatrix} x_{MR} \\ x_{MI} \end{pmatrix} \right\}$, $P\left\{\dot{X} = \dot{x}_l = \begin{pmatrix} x_{lR} \\ x_{lI} \end{pmatrix}\right\} = \frac{1}{M}$. \dot{X} представляет собой передаваемый на конкретной несущей в виде точки сигнального созвездия информационный символ; \dot{H} – оценка комплексного коэффициента передачи канала на конкретной несущей частоте; \dot{N} – нормально распределенная комплексная случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями $\begin{pmatrix} \sigma_R^2 \\ \sigma_I^2 \end{pmatrix}$, $\sigma_R^2 = \sigma_I^2 = \frac{\sigma_N^2}{2}$, значения компонент вектора независимы; \dot{N} описывает аддитивный шум, возникающий в приемнике; \dot{N}_H – нормально распределенная комплексная случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\begin{pmatrix} \sigma_{HR}^2 \\ \sigma_{HI}^2 \end{pmatrix}$, значения компонент вектора независимы; \dot{N}_H представляет собой ошибку оценки канала; важным предположением, которое используется при дальнейших выводах, является равенство дисперсий $\sigma_{HR}^2 = \sigma_{HI}^2$.

С учетом правил перемножения комплексных чисел можно представить \dot{Y} как двумерный вектор:

$$\vec{Y} = \begin{bmatrix} Y_R \\ Y_I \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} X_R H_R - X_I H_I \\ X_R H_I + X_I H_R \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} N_R + X_R N_{H_R} - X_I N_{H_I} \\ N_I + X_R N_{H_I} + X_I N_{H_R} \end{bmatrix}^T. \quad (3)$$

При условии, что передан некоторый символ \dot{x}_i , компоненты \dot{Y} представляют собой случайные величины с математическими ожиданиями $x_{iR} H_R - x_{iI} H_I$, $x_{iR} H_I + x_{iI} H_R$ и дисперсиями $\sigma_{N_R}^2 + x_{iR}^2 \sigma_{H_R}^2 + x_{iI}^2 \sigma_{H_I}^2$, $\sigma_{N_I}^2 + x_{iR}^2 \sigma_{H_I}^2 + x_{iI}^2 \sigma_{H_R}^2$ соответственно.

Сформулирована следующая задача: получить выражение для логарифма отношения правдоподобия, когда принимаемый сигнал описывается равенством (3).

Синтез логарифма отношения правдоподобия

Введем четырехмерный случайный вектор

$$\vec{R} = [N_R, N_I, N_{H_R}, N_{H_I}].$$

Вектор математических ожиданий \vec{R} нулевой:

$$\vec{m}_R = [0, 0, 0, 0].$$

Матрица ковариаций \vec{R} содержит ненулевые элементы только на главной диагонали, поскольку мы полагаем случайные величины $N_R, N_I, N_{H_R}, N_{H_I}$ независимыми:

$$\Sigma_{\vec{R}} = \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & \sigma_{N_I}^2, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & \sigma_{H_R}^2, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & \sigma_{H_I}^2 \end{bmatrix}$$

Тогда \dot{Y} можно представить как вектор:

$$\vec{Y} = \vec{R}B + \vec{c}, \quad (4)$$

где $B = \begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 0, & 1 \\ X_R, & X_I \\ -X_I, & X_R \end{bmatrix}$, $\vec{c} = [X_R H_R - X_I H_I, X_R H_I + X_I H_R]$.

Линейное преобразование нормально распределенных случайных величин, описываемое уравнением (4), в общем случае имеет следующую плотность распределения [6]:

$$p_{\vec{Y}}(\vec{y} | \dot{X} = \dot{x}_i) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^2 \sqrt{\det(B^T \Sigma_{\vec{R}} B)}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})(B^T \Sigma_{\vec{R}} B)^{-1}(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})^T\right).$$

В данном случае

$$\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c} = \vec{y} - \vec{c} = [y_R - X_R H_R + X_I H_I, y_I - X_R H_I - X_I H_R],$$

$$B^T \Sigma_{\vec{R}} B = \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_R^2 + \sigma_{H_I}^2 X_I^2, & \sigma_{H_R}^2 X_R X_I - \sigma_{H_I}^2 X_R X_I \\ \sigma_{H_R}^2 X_R X_I - \sigma_{H_I}^2 X_R X_I, & \sigma_{N_I}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_I^2 + \sigma_{H_I}^2 X_R^2 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_R^2 + \sigma_{H_I}^2 X_I^2, & 0 \\ 0, & \sigma_{N_I}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_I^2 + \sigma_{H_I}^2 X_R^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2, & 0 \\ 0, & \sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned}
 & (\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})(B^T \Sigma_{\vec{R}} B)^{-1} (\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})^T = \\
 & = 2 \left[\frac{y_R - X_R H_R + X_I H_I}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2}, \frac{y_I - X_R H_I - X_I H_R}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2} \right] \begin{bmatrix} y_R - X_R H_R + X_I H_I \\ y_I - X_R H_I - X_I H_R \end{bmatrix} = \\
 & = 2 \left[\frac{(y_R - X_R H_R + X_I H_I)^2 + (y_I - X_R H_I - X_I H_R)^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2} \right].
 \end{aligned}$$

Таким образом,

$$p_{\vec{y}}(\vec{y} | \dot{X} = \dot{x}_i) = \frac{1}{\pi(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_i \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2}\right). \quad (5)$$

Каждый раз, когда принят символ \dot{Y} , происходит одно из событий $\dot{X} = \dot{x}_i$, $i = 1, \dots, M$. Эти события несовместны и образуют полную группу событий. По формуле Байесса [7]:

$$\begin{aligned}
 P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}]\} &= \frac{P\{\dot{X} = \dot{x}_i\} P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{X} = \dot{x}_j\} P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}} = \\
 &= \frac{P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}}.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} = \dot{y}\} &= \lim_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y} \rightarrow \dot{y}_0} \frac{P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}} = \{\text{по правилу Лопиталья}\} \\
 &= \lim_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y} \rightarrow \dot{y}_0} \frac{(P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\})'_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y}}}{(\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\})'_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y}}} = \frac{p_Y\{\dot{y}_0 | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M p_Y\{\dot{y}_0 | \dot{X} = \dot{x}_j\}}.
 \end{aligned}$$

$$P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} = \dot{y}\} = \frac{\frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_i \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2}\right)}{\sum_{j=1}^M \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}. \quad (6)$$

С учетом (6) логарифм отношения правдоподобия принимает следующий вид:

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}{\sum_{k:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_k|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_k \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_k|^2}\right)}. \quad (7)$$

Условия и результаты моделирования

Для оценки эффективности демодулятора было проведено моделирование его работы в составе системы цифрового эфирного вещания РАВИС [8] с использованием функциональной модели, разработанной в среде Simulink. Данная модель позволяет имитировать функционирование системы «передатчик-канал-приёмник» для различных видов многолучевого канала в соответствии с [9]. В качестве критерия оценки эффективности демодулятора выбрана вероятность битовой ошибки в приёмнике. Скорость кода равна $1/2$.

Оценка состояния канала в данной системе осуществляется по пилотным сигналам (независимо от демодулятора). Распределение пилот-сигналов в COFDM-сигнале указано в [8]. Поэтому для исследуемого демодулятора ошибка оценки состояния канала на информационной несущей состоит из двух компонент: ошибка интерполяции и ошибка, вызванная неточным знанием состояния канала на пилотных несущих. Для каналов с медленно изменяющейся по времени и частоте характеристикой (например, каналов «Urban» и «Rural» в соответствии с [9]) при относительно низких отношениях сигнал/шум ошибка интерполяции мала относительно ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала, поскольку между соседними пилотными несущими состояние канала изменяется почти линейно. В таком случае можно приближенно считать ошибку оценки состояния канала на информационной несущей равной ошибке оценки состояния канала на пилотных несущих. На пилотной несущей принятый сигнал \dot{Y}_p и оценку состояния канала \hat{H}_p можно выразить как

$$\dot{Y}_p = \dot{X}_p \dot{H}_p + \dot{N}_p \text{ и } \hat{H}_p = \dot{H}_p + \frac{\dot{N}_p}{\dot{X}_p},$$

где \dot{X}_p – заранее известный приёмнику сигнал на пилотной несущей. Тогда ошибка оценки канала (без фильтрации шума) выражается как $\sigma_H^2 = \frac{\sigma_N^2}{\dot{X}_p^2}$. При моделировании было принято $\sigma_H^2 = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \sigma_N^2$, поскольку пилотные несущие передаются на повышенном в $\frac{4}{3}$ раза уровне мощности относительно средней мощности сигнала на информационных несущих [8].

Были проведены измерения для приемников с разными методами оценки состояния канала по пилотным несущим: оценка без фильтрации шума и оценка с винеровской фильтрацией [10] по времени.

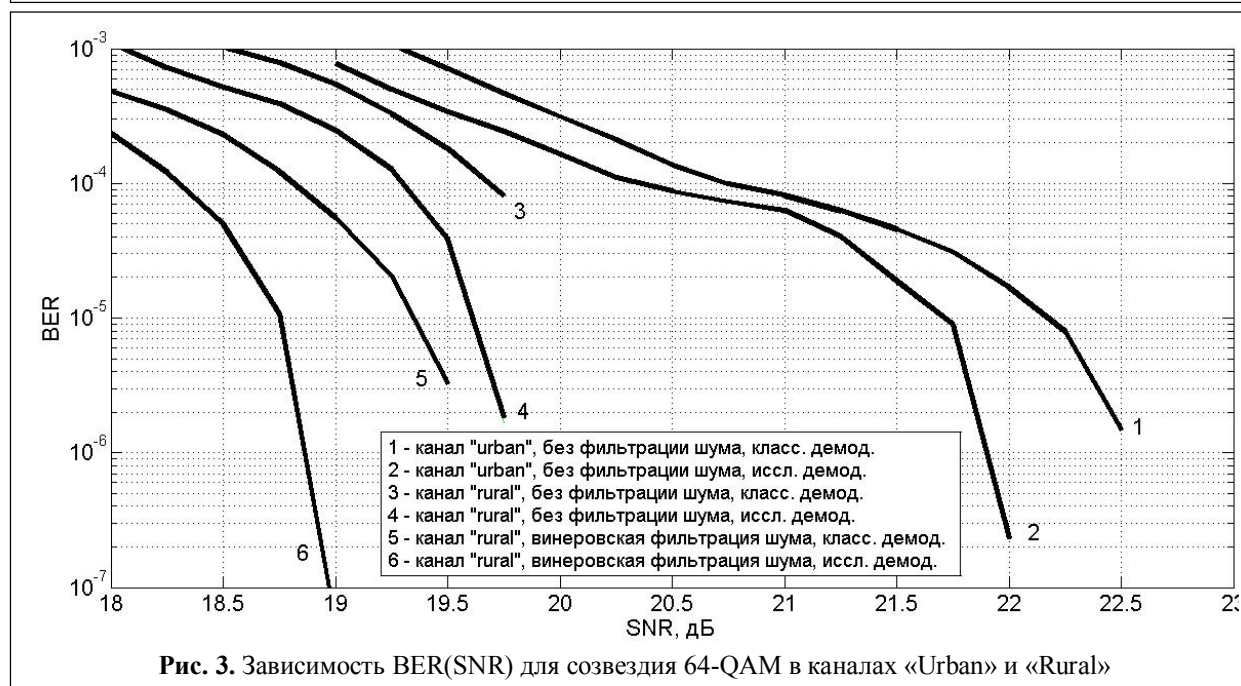
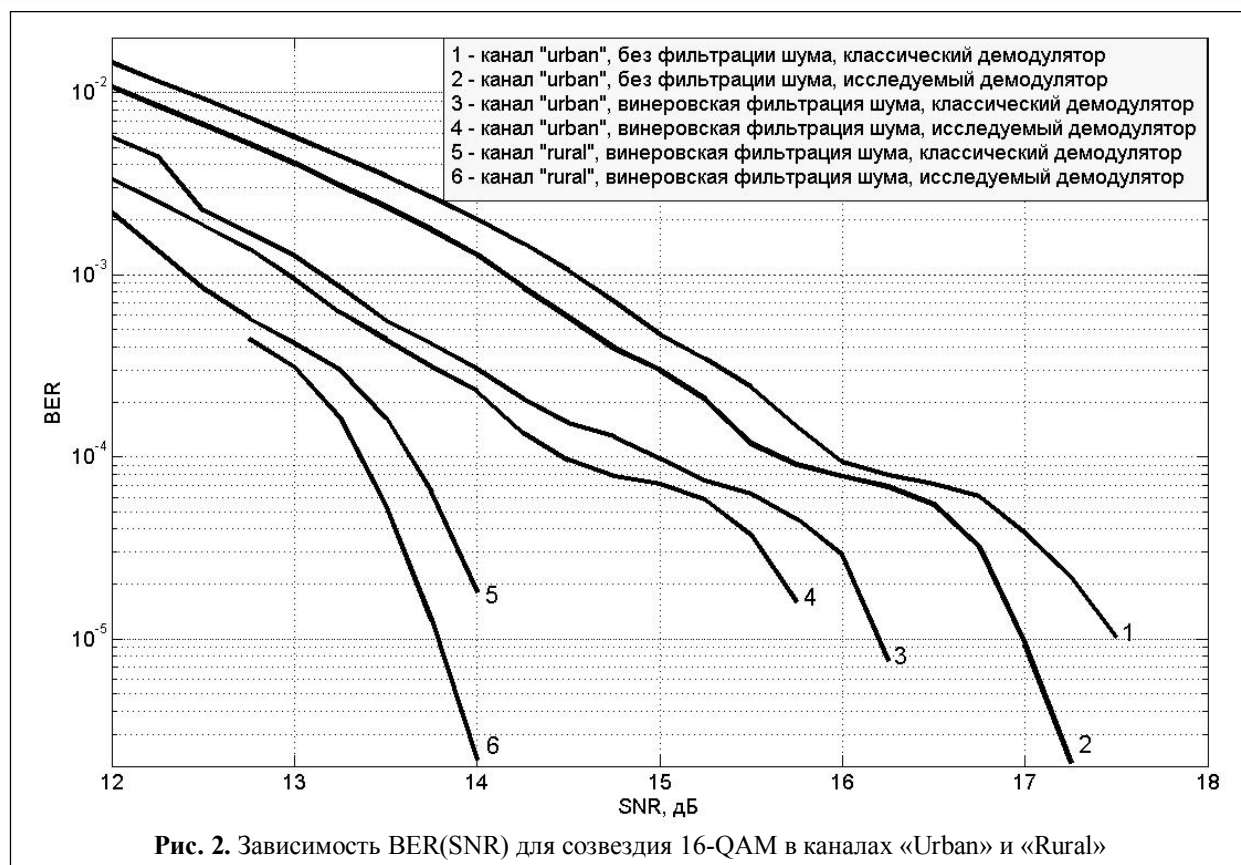
При модуляции QPSK использование исследуемого демодулятора дает результаты, близкие к классическому как при фильтрации шумов, так и без нее.

На рис. 2 и 3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) при модуляциях 16-QAM и 64-QAM соответственно.

Выводы

Показана возможность и способ увеличения эффективности приёма данных за счет учёта мультипликативной составляющей ошибки принятого символа, возникающей в приёмнике в результате многолучевого распространения сигнала. При моделировании для исследуемого демодулятора была учтена ошибка оценки состояния канала, вызванная неточным знанием состояния канала на пилотных несущих, что позволило получить энергетический выигрыш относительно классического демодулятора до 0,5 дБ при BER=10⁻⁴ (квазибезошибочный режим для звукового вещания) для созвездий 16-QAM и 64-QAM. С уменьшением BER энергетический выигрыш от использования предложенного демодулятора увеличивается.

Для созвездия QPSK выигрыш от использования исследуемого демодулятора отсутствует (в силу того, что не была учтена ошибка интерполяции). С ростом сложности сигнального созвездия выигрыш от использования предложенного демодулятора увеличивается. Так, выигрыш для созвездия 16-QAM, согласно проведенному моделированию, в зависимости от канала и наличия фильтрации шума, составляет от 0,25 до 0,5 дБ, для созвездия 64-QAM – от 0,375 до 0,5 дБ. Данный выигрыш достигается при скорости кода ½. Естественно, что при большей скорости кода результат будет еще лучше.



За счет учета ошибки интерполяции состояния канала возможно увеличить энергетический выигрыш от использования исследуемого демодулятора при высоких отношениях сигнал/шум, когда ошибка оценки состояния канала состоит преимущественно из ошибки интерполяции.

Преимуществом предлагаемого демодулятора является возможность получить энергетический выигрыш от его применения вне зависимости от способа оценки канала, а также его относительная простота.

Данный демодулятор может существенно повысить эффективность передачи данных в случаях, когда оценка состояния канала которых затруднена (в быстро меняющихся по времени и/или частоте каналах, при использовании «слепых» методов оценки канала и т.д.).

Основное ограничение, накладываемое на использование исследуемого демодулятора, – необходимость определения дисперсий аддитивной ошибки и ошибки оценки канала. Дисперсию аддитивной ошибки в системах с пилотными несущими можно оценивать как дисперсию разности состояния канала на пилотных несущих до и после фильтрации [11]. Метод оценки мультипликативной ошибки зависит от применяемого в системе передачи данных метода оценки состояния канала.

Литература

1. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). – М.: Техносфера, 2012.
2. Meng Li. Design, implementation and prototyping of an iterative receiver for bit-interleaved coded modulation system dedicated to DVB-T2. Signal and image processing. Telecom Bretagne, Universite de Bretagne-Sud, 2012.
3. Hagenauer J., Offer E., and Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. Information Theory, IEEE Transactions on, 42(2):429–445, March 1996.
4. Hochwald B.M., and ten Brink S. Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel. Communications, IEEE Transactions on, 51(3):389–399, Mar. 2003
5. Sebastien Aubert. Advanced Techniques for Achieving Near Maximum-Likelihood Soft Detection in MIMO-OFDM Systems and Implementation Aspects for LTE/LTE-A. Electronics. INSA de Rennes, 2011.
6. Печинкин А.В., Тескин О.И., Цветкова Г.М. и др. Теория вероятностей: Учеб. для вузов / Под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006.
7. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. — 6-е изд. стер. — М.: Высш. шк., 1999.
8. ГОСТ Р 54309-2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Процессы формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного радиовещания в ОБЧ диапазоне. Технические условия.
9. ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08). Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
10. Vaseghi, Saeed V. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, Second Edition, New York: John Wiley, 2000.
11. Hlawatsch F., Matz G. Wireless Communications Over Rapidly Time-varying Channels, Academic Press, 2011.

Работа выполнена при финансовой поддержке Государственного задания в сфере научной деятельности в проектной части № 8.152.2014/К.

Поступила 24 сентября 2015 г.

English

Demodulator of COFDM signal with multiplicative noises

Andrey Sergeevich Levchenko – Graduate student Federal state budgetary educational institution of higher professional education Moscow Institute of Power Energy.

E-mail: levch.andrew@gmail.com.

Address: 111250, Moscow, Krasnokazarmennaya str., 14.

Abstract: The article offers efficiency increase method of data reception in systems with COFDM modulation with taking into account error multiplicative component of received symbol by demodulator arising in receiver as a result of signal multi-beam distribution. Integrated model of channel with normally distributed multiplicative error is offered. Synthesis of likelihood ratio logarithm, calculation of which is made by offered demodulator, is carried out. Modelling of offered demodulator as a part of RAVIS digital on-air broadcasting system was performed using functional model developed in Simulink environment. Multiplicative error caused only by channel status estimation error of pilot signals was considered during modelling. Channel status error estimation caused by interpolation is not considered. There is no gain in using demodulator in question for QPSK constellation diagram. Gain from use of offered demodulator increases with of complexity growth of constellation diagram. So, gain for constellation 16-QAM according to performed modelling, depending on channel and avail-

able noise filtering, is 0,25 to 0,5 dB, and it is 0,375 to 0,5 dB for constellation 64-QAM. It is possible to increase power gain due to channel status interpolation error using studied demodulator in question with high signal-to-noise ratios when the channel status estimation error comprises mainly interpolation error. The main restriction imposed on use of demodulator in question is need to define additive error dispersions and channel estimation error. Additive error dispersion in systems with pilot signals can be estimated as dispersion of channel status difference in pilot signals before and after filtering. Estimation method for multiplicative error depends on channel status estimation method applied in data transmission system.

Key words: COFDM, soft-output demodulator, likelihood ratio logarithm, VHF band, RAVIS.

References

1. Dvorkovich V.P. Dvorkovich A.V. Digital video information systems (theory and practice). - M.: Tekhnosfera, 2012.
2. Meng Li. Design, implementation and prototyping of an iterative receiver for bit-interleaved coded modulation system dedicated to DVB-T2. Signal and image processing. Telecom Bretagne, Universite de Bretagne-Sud, 2012.
3. Hagenauer J., Offer E., and Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. Information Theory, IEEE Transactions on, 42(2):429-445, March 1996.
4. Hochwald B.M., and ten Brink S. Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel. Communications, IEEE Transactions on, 51(3):389-399, Mar. 2003
5. Sebastien Aubert. Advanced Techniques for Achieving Near Maximum-Likelihood Soft Detection in MIMO-OFDM Systems and Implementation Aspects for LTE/LTE-A. Electronics. INSA de Rennes, 2011.
6. Pechinkin A.V., Teskin O. I., Tsvetkova G. M., and other colleagues. Probability theory: Textbook for higher education institutions. - Ed. by V. S. Zarubin, A.P. Krishchenko. - M.: Izd-vo MGTU im. N.E. Baumana, 2006.
7. Venttsel E.S. Probability theory: Textbook for higher education institutions. - 6th ed. - M.: Vyssh. shk., 1999.
8. GOST P 54309-2011. Real-time audio visual information system (RAVIS). Forming processes of frame-by-frame structure, channel coding and modulation for digital land-based narrow-band broadcasting system in VHF band. Specifications.
9. ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08). Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
10. Vaseghi, Saeed V. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, Second Edition, New York: John Wiley, 2000.
11. Hlawatsch F., Matz G. Wireless Communications Over Rapidly Time-varying Channels, Academic Press, 2011.